

RLNC*2021

28 сентября - 30 сентября 2021 г.

Сборник трудов

XXVII Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной
60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова.

Том 4

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

*XXVII Международной научно-технической конференции,
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)*

Т о м 4

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2021

УДК 621.37
ББК 32
Р15

P15 **Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября – 30 сентября 2021 г.) : в 4 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2021.**

ISBN 978-5-9273-3285-4

Т. 4. – 2021. – 434 с.

ISBN 978-5-9273-3289-2

В сборник вошли материалы XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2020). Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами в области передачи и обработки информации, радиолокации, навигации, современных электронных систем и др. Достижение этой цели 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.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3289-2 (т. 4)
ISBN 978-5-9273-3285-4

© Воронежский государственный университет, 2021
© АО «Концерн “Созвездие”», 2021
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2021

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ЕДИНСТВО НАУКИ, ОБРАЗОВАНИЯ И ПРОМЫШЛЕННОСТИ ОСНОВА ИННОВАЦИОННОГО РАЗВИТИЯ ЭКОНОМИКИ

В. И. Борисов 1

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОСВЯЗИ

М. Л. Артемов 7

ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛЯНГОВЫЙ МЕТОД, ДРОБНЫЕ ПРОИЗВОДНЫЕ И РАЗМЕРНОСТИ КАК ОСНОВА НОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

А. А. Потапов 25

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

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМ ВРЕМЕНЕМ ПРИХОДА

О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, К. Д. Титов, Г. К. Усков 39

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров .. 49

АНАЛИЗ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В. В. Кулаков, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк 55

АНАЛИЗ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА В УПРАВЛЕНИИ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ
М. В. Митрофанов, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, С. Н. Ракицкий, Н. В. Савищенко 62

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова..... 73

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПРОЦЕССОРНЫХ УЯЗВИМОСТЕЙ

А. В. Веденеев, С. К. Виктор, И. Н. Малышева..... 80

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ НЕИДЕАЛЬНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Д. В. Ле, В. И. Парfenov..... 85

АСПЕКТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ А. Н. Асосков, И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк	94
ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ЗАЩИТЫ FTP-СЕРВЕРА ОТ СЕТЕВОЙ РАЗВЕДКИ Т. В. Лебедкина	98
ВОЗМОЖНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДЛЯ ВОЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ А. В. Леньшин, А. Д. Музыченко.....	103
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ О. А. Кудрявцев	114
ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ICMP-ТУННЕЛЯ, СРАВНЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ И СТРУКТУРЫ ТРАФИКА К. А. Батенков, В. Ю. Головачёв, О. В. Казаков, К. А. Климантов.....	125
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА УСТАНОВЛЕНИЯ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ МЕЖДУ АБОНЕНТСКИМИ СТАНЦИЯМИ В СИСТЕМЕ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал	131
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СВОЙСТВ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ И МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ А. Б. Сизоненко, Ю. Ю. Синицын	138
МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОМОНИТОРИНГА А. Н. Абакумов, И. В. Житков, Р. Р. Саниев.....	144
МЕТОДИКА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПОРТА I/O СОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПРИМЕРЕ GDM-78341 М. В. Хорошайлова, А. В. Чернышов.....	152
МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ИКС КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ О. А. Кудрявцев	158
МОДЕЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ О. А. Кудрявцев	168

III

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ СИМВОЛОВ В ГАУССОВСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ С. В. Шахтанов.....	178
НОВЫЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков	186
ОДНОКАНАЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА И. И. Малышев, А. И. Мордовин, В. И. Шестопалов	195
ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ВИДЕОИМПУЛЬСА А. В. Зюльков	205
ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТЕРМИНАЛЬНЫХ СТАНЦИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЕТИ А. З. Пономарев, В. В. Самойлов	210
ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ УПРЕЖДАЮЩЕГО ВЫПОЛНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЗАДАЧ СИСТЕМОЙ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ МЕР ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ТЕХНИЧЕСКИМ СРЕДСТВАМ РАЗВЕДКИ Е. В. Кравцов, А. Ю. Кузьмин, А. В. Леньшин, И. А. Сидоренко.....	225
ОЦЕНКА РЕАЛИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЫПОЛНЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ О. А. Кудрявцев	235
ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ КАК ПРЕДМЕТ РАССМОТРЕНИЯ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В РАЗРЕЗЕ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, П. А. Замятин	248
РАЗРАБОТКА SC И SCL ДЕКОДЕРОВ НА БАЗЕ FPGA ARTIX-7 А. О. Горюнов, Е. К. Карпухина, Н. Ю. Чилихин	258
СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ЛОКОМОТИВНЫХ БРИГАД ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОГО ДВИЖЕНИЯ НА ЖЕЛЕЗНОЙ ДОРОГЕ Д. А. Кравчук, А. А. Панченко	266
ТЕХНОЛОГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ИНВАРИАНТНЫХ К СОСТОЯНИЮ СРЕДЫ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ НА ИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ Н. С. Береснев, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин	272
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЗАГОРИЗОНТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ СВЧ ДИАПАЗОНА О. К. Каменцев, А. В. Киселев, Е. И. Рубцов.....	279

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

ВЫДЕЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА СПЕКЛ-ИЗОБРАЖЕНИЯХ В. Ю. Волков	289
ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АППЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННО-СТАТИСТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА Д. Ю. Дронов, Е. А. Самойлин, К. Е. Скугров, С. В. Татаринцев	298
ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ИЗ СОЦИАЛЬНЫХ СЕТЕЙ М. С. Германчук, М. Г. Козлова, Л. И. Руденко.....	308
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЕГМЕНТАЦИИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, М. Э. Магарамов	320
МЕТОДИКА СОЗДАНИЯ БАНКА ДАННЫХ ДАЛЬНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКИХ ПОРТРЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ЦЕЛЬЮ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕЙ В. А. Кузнецов, Н. А. Меньших, С. О. Митичкин.....	327
ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАБОРА ДАННЫХ, ПРЕДНАЗНАЧЕННОГО ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В. М. Брюханов, А. В. Бугурусланов, Е. С. Дмитриев, А. А. Жидков	336
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ ДЛЯ УСКОРЕНИЯ ПРОЦЕССА РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ Н. А. Андриянов.....	344
ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА ПРОНИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ УРЫСОНА В. А. Белозуб, В. А. Лукьяненко	351
РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ СВЕРТОЧНЫМИ НЕЙРОННЫМИ СЕТЯМИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, А. С. Мельников.....	357
Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.	
АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИНТЕЗАТОРОВ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ А. В. Леншин, В. Н. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....	362
АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛА И ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ Э. В. Аведян, И. А. Галкин, Д. А. Иванов	370

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова.....	375
БИОМЕТРИЧЕСКОЕ РАСПОЗНАНИЕ С ДВОЙНОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников.....	382
ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПАРНЫХ СЕТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СТАНДАРТАХ IEEE 802.15.3D-2017 И IEEE 802.15.3E-2017 О. В. Бажанова, Е. Э. Головацкая, Ю. Г. Петров, В. А. Степкин, К. Д. Титов.....	387
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ОСНОД В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ А. А. Мухопадов, А. М. Танвель.....	400
К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ОБОБЩЁННОЙ МОДЕЛИ СЕТИ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА С. П. Гагарин	410

Том 2

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

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ АТАК, ТИПА SQL-INJECTION НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА Э. В. Аведян, С. А. Багрецов, А. С. Фроленков.....	1
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ СТРУКТУРНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА Н. Б. Ачкасов, А. С. Фроленков, К. В. Яцук	7
МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В. Е. Тоискин.....	21
ОБ АКТУАЛЬНОСТИ РАЗРАБОТКИ И ВНЕДРЕНИЯ КОМПЛЕКСА ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СРЕДСТВ И СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ М. А. Белицкий, В. Н. Поветко	27
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПРОТОКОЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B В ДВУХТОЧЕЧНОМ ПАКЕТНОМ КОРОТКОВОЛНОВОМ СОЕДИНЕНИИ В. Б. Девяткиров, П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов.....	32

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГИПЕРЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТОДОМ РЕКУРСИВНОГО ПОДБОРА М. А. Буранова, В. Г. Карташевский	43
ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ДОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ПО ВЫСОКОСКОРОСТНОМУ КОРОТКОВОЛНОВОМУ ПРОТОКОЛУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141В П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов, О. Е. Слободсков	53
ОПТИМАЛЬНЫЙ НЕКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Г. А. Сенюков, И. А. Сидоренко	68
ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВИАЦИОННОГО ФОРМИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ МАНЕВРЕННОГО БАЗИРОВАНИЯ Е. П. Кайдаш, И. С. Назмутдинов	76
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых	81
ПЕРСПЕКТИВНАЯ БАЗОВАЯ СТАНЦИЯ СОТОВОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА А. А. Болкунов, Л. А. Овчаренко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов, С. М. Федоров	90
ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ МАРШРУТИЗАЦИИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ А. В. Писной	98
ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СИСТЕМОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников, А. С. Фроленков	106
СОЗДАНИЕ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛЬНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПО ПРОГРАММЕ «СФЕРА» И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова	116
СОЗДАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова	130
СПОСОБ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ОТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ РАЗВЕДКИ О. М. Лепешкин, А. С. Пермяков	143

СПОСОБ ОЦЕНКИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ВОЗДУШНЫМИ СУДАМИ И РАДИОЦЕНТРАМИ

А. В. Кейстович, М. А. Кириллов 148

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ С НАПРАВЛЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Л. И. Аверина, А. Е. Лимарев, Д. Ю. Чаркин 158

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

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук 171

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

АДАПТИВНЫЙ СПОСОБ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЛИТЕЛЬНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ

К. В. Ле 176

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УГЛОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА РАДИОЛОКАТОРА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ

И. В. Чигирь 196

АНАЛИЗ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ROOT-MUSIC

Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музafferов, Т. И. Тагаев 201

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ESPRIT ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРАШЕНИЯ ДВУХ САМОЛЕТОВ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ, В АЭРОПОРТУ

Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музafferов, Т. И. Тагаев 206

ВЫБОР ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ РАСКРЫТИЕ «СЛЕПЫХ» ЗОН ПО ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ

М. В. Свинарский, А. С. Храменков, С. Н. Ярмолик 213

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

М. С. Таратынко, И. А. Титов, В. О. Шатилов, А. В. Шляхов 220

ДАЛЬНОМЕР С НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ И КОНТУРОМ ФАПЧ В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков 226

ДВУХДИАПАЗОННАЯ ИЗЛУЧАЮЩАЯ СИСТЕМА АФАР РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ РАБОТЫ В Х- И Л-ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ В. В. Задорожный, Н. И. Чиков	236
ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И НАКАПЛИВАЮЩАЯСЯ ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ В. М. Артюшенко, В. И. Воловач.....	241
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Е. А. Аликулов, В. А. Кузнецов, А. А. Потапов	251
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ПЕЛЕНГАЦИИ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ АЛГОРИТМОМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC Н. А. Венедиктов, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин.....	258
К ВОПРОСУ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ РЛС ЗГО И. А. Глинкин, А. А. Кашеваров, С. В. Литвинов.....	268
МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ УРОВНЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ С. А. Мочалов, А. В. Тихонов	276
МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК Д. А. Будаев, С. Н. Власенко, В. В. Задорожный, М. М. Мусаев	285
МОДЕЛЬ СЛЕДЯЩЕГО КОЛЬЦА РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ М. Ю. Нестеров	290
МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБЗОРА ЭХОЛОКАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Ю. В. Бакшеева	297
ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ РАСЧЕТА КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ОТРАЖЕНИИ РАДИОВОЛНЫ ОТ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ В РАМКАХ МОДЕЛИ СФЕРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ Н. Е. Гутерман, А. В. Данилова, М. Л. Минина	304
ОБОСНОВАНИЕ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев.....	312

ОТЛИЧИЯ В МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ НЕСУЩЕГО ВИНТА ВЕРТОЛЕТА В БИСТАТИЧЕСКОЙ И ОДНОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ	
А. В. Толмачёв.....	317
ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО КОГЕРЕНТНЫМ СЛОЖЕНИЕМ	
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков	329
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДСТРОЙКИ К ГЕОФИЗИЧЕСКИМ УСЛОВИЯМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ	
С. В. Литвинов.....	333
РАЗНОСТНО-РАДИАЛЬНО-СКОРОСТНОЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕРИИ АБОНЕНТСКОГО ТЕРМИНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕФЕРЕНЦ-ЭЛЛИПСОИДА	
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	342
СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ	
В. А. Белокуров	351
СПОСОБ СОПОСТАВЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПАССИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ	
А. Г. Охрименко.....	357
СПОСОБЫ КОГЕРЕНТНОГО СЛОЖЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ	
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков	364
УЧЕБНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ИССЛЕДОВАНИЯ АНТЕНН БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ	
А. В. Володько, Д. А. Рыбников, А. И. Сукачев, Е. А. Сукачева	369
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.	
Гидроакустика. Системы наведения.	
ПОДХОДЫ К ЛОКАЦИИ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	
В. К. Клочко.....	376
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОИСК ПОДВОДНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ МЕШАЮЩЕГО СУДОХОДСТВА	
В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов.....	386

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА СТАЦИОНАРНОГО ИСТОЧНИКА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ВНУТРЕННИХ ВОЛН ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО АКУСТИЧЕСКОЙ ТРАССЕ

Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, П. В. Рыбянец 402

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ
А. В. Коровин 410

Том 3

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

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ГНСС, ПРИНИМАЕМЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНИКОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

А. Ю. Востров 1

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМИТИРУЮЩИЕ ПОМЕХИ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

С. А. Истомин, П. Д. Коратаев, Ю. В. Кузменко, В. В. Неровный, П. С. Облов 18

О КОЛИЧЕСТВЕННОЙ МЕРЕ ИНФОРМАЦИИ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, Ю. Ф. Мухопад, В. М. Орловский 24

ОДНОПОЗИЦИОННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСТАНЦИИ ДО ОБЪЕКТА В ПАССИВНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ ЛОКАТОРА

Ю. В. Петров 34

ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС, РАБОТАЮЩЕЙ С СИГНАЛАМИ ПОДСИСТЕМЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ

М. В. Авдеев, Н. В. Дубинин, Д. В. Шатов 39

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯКОВ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА

П. И. Костенко, И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян 46

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В СУДОХОДСТВЕ
Е. Л. Шошин 53

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ VOR/DME ДЛЯ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ НОВОСИБИРСКОГО ЦЕНТРА ОВД	
К. Г. Мордвинова, Е. А. Рубцов	63
РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ	
П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис, С. А. Черкасов.....	74
СПОСОБ НАВИГАЦИИ ПО ВЕКТОРНОМУ ПОЛЮ СИЛ КОРИОЛИСА ЗЕМЛИ	
В. А. Шульгин	81
СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
М. В. Авдеев, Д. А. Беляев, Е. С. Глухов	88
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ ГНСС	
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, В. В. Филоненко	95
ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ	
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий.....	103
Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.	
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВЫХ ПОМЕХ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов	113
АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ	
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, Г. К. Усков	125
ВЛИЯНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ	
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов	132
К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ А. А. ПОТАПОВА	
Оргкомитет конференции «Радиолокация, навигация, связь»	141
ПРИНЦИПЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ «УМНЫЙ ДОМ»	
А. М. Бобрешов, А. С. Величкина.....	148

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

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА	
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов.....	155
АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АППАРАТУРЫ НАВЕДЕНИЯ РАКЕТ И ПОДКАЛИБЕРНЫХ СНАРЯДОВ НА ОСНОВЕ АНТЕНН ВИВАЛЬДИ	
А. В. Негров, В. В. Негров, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	161
ВЛИЯНИЕ ПЕРКОЛЯЦИОННОГО ПЕРЕХОДА НА ОТРАЖАЮЩИЕ И ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК АЛЮМИНИЯ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ	
С. П. Арсеничев, А. С. Мазинов, В. Б. Орленсон, И. Ш. Фитаев	171
ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ЗАЗОРА НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТОНКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА	
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	178
ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ В ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ АНТЕННАХ	
С. В. Малюкова	181
ВЫЧИСЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ИДЕАЛЬНО-ПРОВОДЯЩЕГО КЛИНА НИТЬЮ ТОКА	
В. В. Ахияров	186
ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ С УЧЕТОМ ТРОПОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ	
В. В. Ахияров	193
ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ПОДЛОЖКАМИ ИЗ ПЛАНАРНОГО КИРАЛЬНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ S-ЭЛЕМЕНТОВ И ГАММАДИОНОВ	
А. М. Нещерет	200
ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ	
И. В. Мажник, В. Ф. Михайлов	205
ИЗМЕРЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ АНТЕНН В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ	
Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	213
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА В РОЛИ ВОЛНОВОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров.....	219

XIII

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЕМКОСТНОЙ ВСТАВКОЙ А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков	228
ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НАПРАВЛЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОВЧ-СИГНАЛОВ Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков	233
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА П-ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ Г. Ф. Заргано, А. О. Пелевин	241
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМ-РУПОРНЫХ АНТЕНН ПРИ РАЗЛИЧНЫХ РАЗМЕРАХ АПЕРТУРЫ А. М. Бобрешов, А. И. Пикус, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков	249
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ УКВ ДИАПАЗОНА, В СОСТАВЕ КОТОРОЙ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ФЕРРИТ В. В. Блинов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин	254
ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВ ЭКРАНОВ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА В ЦЕЛЯХ УВЕЛИЧЕНИЯ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ ВИБРАТОРАМИ М. А. Бузова, А. Д. Красильников, Н. А. Носов, А. В. Шляхов	261
КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОСВЯЗИ А. Ю. Лафицкий, А. И. Поздняков	264
МЕТОД МАТРИЧНОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, А. С. Помысов, А. К. Цымбалистова, В. Н. Шацкий	276
МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ В ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННАХ В. Н. Атрохов, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий	287
МЕТОД МУЛЬТИФОКУСИРОВКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ Д. А. Веденъкин, А. Р. Сагдиева	299
МЕТОДИКА РАСЧЁТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ И АДАПТАЦИЯ ИЗДЕЛИЯ К ТЕХНИЧЕСКОМУ СОСТОЯНИЮ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ Е. В. Аверина, Н. О. Левенков, Ж. В. Шапошникова	304

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПРОТЯЖЁННОМ ЭКРАНИРОВАННОМ ТОННЕЛЕ	
А. Л. Бузов, Ю. И. Кольчугин, А. Д. Красильников, А. И. Моторко	312
МИНИМИЗАЦИЯ ЭПР САМОЛЕТА В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ УГЛА НАКЛОНА ВЕРТИКАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ	
Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров	317
О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО РАДИОИМПУЛЬСА, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ МЕЖПЛАНЕТНОЙ ТРАССЫ	
Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев	327
О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАИЯ ПРОГРАММЫ HFSS ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ	
Т. В. Митрофанова, В. А. Фролова	335
ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ	
А. А. Волков	339
ОЦЕНКА ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ	
А. С. Ряховский, Н. А. Синицын	347
ПОВЫШЕНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОСВЯЗИ В VHF ДИАПАЗОНЕ ПОСРЕДСТВОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН	
И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров	352
ПОДЗЕМНАЯ РЕЗОНАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН	
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин	359
ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ	
Д. С. Алиев, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Е. С. Чесноков	367
ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВ РАДИОЛИНИЙ С УЧЕТОМ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ	
Ф. Х. Киеу, В. Д. Нгуен, Ж. М. Нгуен	373
ПРОДОЛЬНЫЕ ВОЛНЫ В РАДИОСВЯЗИ	
Б. М. Попов	380

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕСУЩЕЙ, ОПИСЫВАЕМОЙ ТЕНТ-ОТОБРАЖЕНИЕМ, В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ	
Б. В. Лепехин, Г. М. Стрелков	388
РАСЧЕТ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ	
Б. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	398
РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЙ РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА	
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров.....	406
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА РАМОЧНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ	
С. А. Коршунов	412
СКАНИРУЮЩИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СВЯЗИ НА ВЫСОКОПОДНЯТЫХ АЭРОСТАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ	
Д. Ю. Крюков, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, В. И. Штефан	416

Том 4

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

СОВМЕСТНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ПАКЕТОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ	
А. В. Богословский, Д. Н. Борисов, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова	1
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСЧЁТА РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ВОДЯНЫХ СФЕРОИДАХ	
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев.....	13
ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА КВ ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ	
Р. К. Борлаков, Г. Г. Вертугров	20
УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКИ	
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	34
ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОРАЗВЕРТЫВАЕМЫХ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ	
П. И. Бондарь, А. В. Карлов, М. А. Минкин, К. И. Пестовский.....	45

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков..... 51

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТОК ВИБРАТОРОВ ДЛЯ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Ю. В. Сторожук, А. В. Тимошенко..... 61

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ
ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ
А. А. Волков, П. А. Трифонов 68

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

ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ АДДИТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА
ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 76

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ
КВАЗИПРАВДОПОДОБНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА
Е. Э. Головацкая, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов..... 86

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ СИМВОЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИЕМА 8-PSK
СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ С ФАЗОВОЙ И КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ
МОДУЛЯЦИЕЙ
А. В. Крисилов, В. В. Машин 102

ПАССИВНЫЕ СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ
ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ
РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ
С. А. Вызуллин, Д. А. Каликинцева 107

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ
СРЕДСТВАМ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ
В. В. Лебедев, А. В. Леньшин..... 115

ПОСТРОЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В
УСЛОВИЯХ РАЗВЁРТЫВАНИЯ НОВЫХ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ
ГРУППИРОВОК
А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова..... 124

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ ПОДХОДОВ К ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИЧЕСКОГО
СИГНАЛА
Э. А. Кирсанов..... 134

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ. ИХ РАЗВИТИЕ В БУДУЩЕМ Ю. Е. Седельников, Д. Е. Шаронов	140
Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.	
ВАКУУМ-ПЛОТНОЕ ОКНО ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СВЧ НА ОСНОВЕ СТУПЕНЧАТОГО КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	145
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СЖАТИЯ ПИКОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. Д. Рязанцев, В. А. Степкин, К. Д. Титов, Г. К. Усков.....	150
К ОБЕСПЕЧЕНИЮ НЕПРЕРЫВНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ Э. С. Назарова, М. В. Родин.....	158
КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА А. Р. Бестужин, И. А. Киршина, В. П. Рачков, А. Д. Филин	164
МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Лаптиёв, А. Ю. Харина	178
МЕТОДИКА РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТАХ Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко	185
НЕПЛАНАРНЫЕ СВЧ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ И ЖИДКИХ СРЕД Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. В. Фархутдинов	194
ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ BLUETOOTH А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	199
ОПТИМИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЦИКЛА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА МАТЕРИАЛА К. М. Зейде.....	207
ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АВТОГЕНЕРАТОРОВ-ДАТЧИКОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ВКЛЮЧЁННЫМИ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫМИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКАМИ В. А. Головков	214

XVIII

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ С. В. Рудый, А. Д. Старченко, В. В. Харченко, Д. В. Харченко	225	
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В. А. Головков		232
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков		244
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков		252
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В. А. Головков		265
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков		277
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ А. А. Головков, В. А. Головков		288
ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛАХ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, Д. А. Ковальков, В. С. Коротков		301
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ А. Ф. Васильев, В. Д. Захарченко.....		307

РАЗРАБОТКА МОДУЛЕЙ КАЛИБРОВКИ КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭМП НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромашенко, И. В. Свиридова, А. В. Суворин 314

СПОСОБЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

С. В. Власенков, И. С. Коренев 320

СТРОБОСКОПИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

О. В. Пак 327

ТИПЫ КОННЕКТОРОВ И МЕТОД СОГЛАСОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНО-ПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА

О. Т. Драк 336

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОБРАБОТКЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

А. А. Петровченко, К. Н. Чугай 344

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи.

Когнитивное радио.

КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, А. Б. Муравник, Н. М. Рябков 349

МЕТОДИКА СИНТЕЗА КОМПЛЕКСА СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ К ВИДУ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ

К. В. Никульшин, М. В. Павловский, А. С. Рыжков 357

МЕТОДИКА СОСТАВЛЕНИЯ ГОДОВОГО ПЛАНА ЭКСПЛУАТАЦИИ И РЕМОНТА ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

М. Д. Михайлов, К. В. Никульшин, М. В. Павловский 375

МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

В. О. Ключников, П. В. Лебедев, С. М. Одоевский 389

О ТЕХНОЛОГИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В КОГНИТИВНОМ РАДИО

М. А. Белицкий, А. Б. Муравник, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин 394

ОСОБЕННОСТИ АРХИТЕКТУР СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ
МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. С. Артамонов, А. Н. Буренин..... 400

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ РАЗМЕЩЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В ЗАДАЧАХ ЧАСТОТНО-
ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Е. Н. Зуев..... 407

СОВМЕСТНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ПАКЕТОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

А. В. Богословский¹, Д. Н. Борисов², С. Н. Разиньков¹, О. Э. Разинькова¹

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

²Воронежский государственный университет (ВГУ), г. Воронеж, Россия

Аннотация. С использованием аналитических выражений для поляризационных компонентов суперпозиции электрических полей систем гипотетических элементарных излучателей и несущих поверхностей цилиндрической формы, полученных в рамках метода наведенных токов, и пакета электродинамического моделирования CST MWS – Computer Simulation Technology Microwave проведен электродинамический анализ решеток электрических вибраторов, расположенных на боковых поверхностях круглых цилиндров конечной длины. Исследованы диаграммы направленности и коэффициенты направленного действия антенных решеток при размещении на идеально проводящих цилиндрах и цилиндрах с тонкими диэлектрическими покрытиями.

Ключевые слова: антенная решетка; диаграмма направленности; коэффициент направленного действия; метод наведенных токов; пакет электродинамического моделирования.

JOINT APPLICATION OF ANALYTICAL MODELS AND PACKAGES OF ELECTRODYNAMIC MODELING OF ANTENNA ARRAYS OF ELECTRONIC COMPLEXES

A. V. Bogoslovsky¹, D. N. Borisov², S. N. Razinkov¹, O. E. Razinkova¹

¹Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy»
(AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. With use of analytical expressions for polarization components of superposition of electric fields of systems of hypothetical elementary emitters and bearing surfaces of cylindrical shape, obtained within the framework of method of induced currents, and package of electrodynamic modeling of CST MWS – Computer Simulation Technology Microwave, electrodynamic analysis of electric vibrators located on side surfaces of circular cylinders of finite length is carried out. Beam patterns and directional factors of antenna arrays when placed on perfectly conductive cylinders and cylinders with thin dielectric coatings were investigated.

Keywords: antenna array; directional pattern; directional factor; induced current method; electro-dynamic simulation package.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время совершенствование мобильных радиоэлектронных комплексов осуществляется по двум основным направлениям. Первое из них определяет перечень задач, ориентированных на повышение эффективности селекции потоков радиоизлучений с перекрывающимися по значениям частотно-временными характеристиками и обработки сигналов с малыми уровнями мощности и адаптивно перестраиваемыми параметрами. Второе направление базируется на уменьшении числа и фоновой контрастности признаков, демаскирующих комплексы в различных

физических полях, в интересах обеспечения скрытности выполнения целевых информационных или коммуникационных функций [1].

Для совместной реализации указанных мероприятий важное значение приобретает поиск компромиссных технических решений по конструктивному исполнению антенных систем. С одной стороны, диаграммы направленности антенн влияют на показатели пространственно-частотной избирательности передачи (приема) сигналов, а коэффициенты направленного действия определяют энергетические потенциалы радиоканалов. С другой стороны, улучшение направленных свойств антенн, позволяющее повысить помехозащищенность и обеспечить электромагнитную совместимость приемопередающих устройств [1, 2], сопровождается возрастанием потока вторичного электромагнитного излучения, затрудняющим скрытое применение комплексов в условиях радиолокационного мониторинга [3].

Характеристики антенных систем, подлежащих включению в состав радиоэлектронного комплекса, находятся по результатам электродинамического моделирования их приемоизлучающих структур, расположенных на телах, контуры которых характерны для профилей поверхностей носителя. Параметры конструкций антенн, обладающих требуемыми характеристиками, определяются на основе решения обратной задачи, суть которой заключается в восстановлении комплексных амплитуд токов приемоизлучающих структур и несущих поверхностей по пространственно-частотному распределению возбуждающего электромагнитного поля [2].

Основу электродинамических моделей антенн радиоэлектронных комплексов составляют краевые задачи [4] для суперпозиции их полей и полей несущих поверхностей [5, 6]; по амплитудно-фазовому распределению токов антенных систем, вычисляемому путем обращения (частичного обращения) операторов краевых задач осуществляется асимптотическая оценка напряженности излучаемого (принимаемого) поля на расстоянии, превышающем границу дальней зоны носителя [4].

Однако аналитические решения краевых задач могут быть получены для ограниченного множества объектов, как правило, с формой, обладающей определенным видом пространственной симметрии [7, 8]. Их токи и поля представляются рядами специальных функций (функций Бесселя – для осесимметричных тел, присоединенных полиномов Лежандра – для поверхностей со сферической симметрией и т.д.), получение которых сопряжено с выполнением сложных математических преобразований. Скорость сходимости рядов зависит от электрических размеров объектов; при анализе тел, размеры которых выходят за пределы резонансной области [4] возможно нарушение условий получения быстросходящихся решений [8].

При исследовании антенн, размещаемых на идеально проводящих и диэлектрических экранах резонансных электрических размеров, численными методами требуется выполнять трудно формализуемые процедуры регуляризации частичного обращения операторов краевых задач [2] и обеспечения устойчивости распределения поверхностных токов при вариациях возбуждающего поля [2, 8, 9].

Для расчета токов и полей антенн и несущих конструкций в пакете

электродинамического моделирования типа CST MWS – Computer Simulation Technology Microwave Studio реализуются операции численного решения краевых задач методами конечных элементов FEM – Finite Element Method и конечных интегралов FITF(T)D – Finite Integration Technique in Frequency (Time) Domain.

Однако, как показано в [6], время расчета диаграммы направленности линейной решетки из 3...5 элементарных электрических вибраторов с применением персонального компьютера на базе процессора Intel Core i7-8700 с объемом оперативной памяти 16 Гб составляет 5...6 часов. Указанные вычислительные затраты не позволяют проводить выбор рациональных вариантов построения антенных систем по результатам многократных расчетов характеристик для различных параметров конструкций.

Для отмеченного недостатка при применении пакета CST MWS предлагается задавать начальные условия для распределения токов, задаваемого гипотетическими источниками излучения, на основе аналитического решения задачи возбуждения приемоизлучающей структуры и несущей поверхности. В частности, штыревая антенная решетка может быть представлена системой элементарных электрических вибраторов [4] с электромагнитными связями через поля вторичного излучения [1, 5, 6]. Согласно [2], элементарный электрический вибратор представляет собой короткий по сравнению с длиной волны проводник, обтекаемый электрическим током, амплитуда и фаза сохраняются неизменными в каждой точке поверхности. Несмотря на то, что практическая реализация постоянного распределения амплитуды и фазы тока по всей длине элемента исключена, по приемоизлучающим свойствам элементарный электрический вибратор близок к диполю Герца [5, 6].

В предлагаемой работе с аналитических выражений для расчета электрического поля элементарного электрического вибратора вблизи идеально проводящего объекта с осевой симметрией [9, 10] и пакета электродинамического моделирования типа CST MWS проведен анализ линейных решеток электрических вибраторов на боковых поверхностях круглого идеально проводящего цилиндра конечной длины и цилиндра с тонким диэлектрическим покрытием. Аналитические выражения для поляризационных компонентов поля получены при нахождении токов несущей поверхности методом наведенных токов [3, 7], в соответствии с которым распределение токов на цилиндре конечных размеров считалось тождественным распределению на бесконечно протяженном цилиндре [4, 8]. Компоненты плотности поверхностных токов цилиндра представлялись функциями, монотонно убывающими по мере удаления от источника электромагнитного поля.

Цель работы – исследование направленных свойств решеток электрических вибраторов, расположенных на идеально проводящем цилиндре конечной длины и цилиндре с тонким диэлектрическим покрытием боковой поверхности, при совместном использовании аналитических моделей и пакета электродинамического моделирования.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ КРУГЛОГО ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ЦИЛИНДРА КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ

Моделирование решетки электрических вибраторов, расположенной на боковой

поверхности круглого цилиндра с идеально проводящими свойствами, включает в себя решение следующих задач:

- получение аналитических выражений для асимптотических оценок электрического поля решетки в дальней зоне несущей поверхности при исходном представлении ее поверхностных токов распределением токов цилиндра бесконечной протяженности;

- расчет поляризационных компонентов электрического поля антенной решетки с использованием пакета электродинамического моделирования CST MWS при нахождении исходного распределения поверхностных токов несущей поверхности по результатам аналитического решения задачи о возбуждении бесконечного идеально проводящего цилиндра. Боковая поверхность цилиндра конечной длины, рассматриваемая при моделировании в пакете CST MWS как замкнутая оболочка [8], представляется в виде множества многомерных экранов, образованных кривыми второго порядка или развернутых на трехмерных сплайн-линиях [6]. Ее аппроксимация заключается в представлении окружности поперечного сечения цилиндра правильным многоугольником, содержащим до 100 сторон. Математическая постановка задачи возбуждения поверхности выполняется в виде системы интегральных уравнений относительно продольных и азимутальных компонентов плотности поверхностных токов [4].

Для задания местоположения антенных элементов на несущей поверхности и расчета токов цилиндра в работе использована цилиндрическая система координат (ρ, φ, z) ; для вычисления поля, диаграммы направленности и коэффициента направленного действия решетки задавалась сферическая система координат (r, φ, θ) , центр которой был совмещен с началом цилиндрической системы координат; угол θ отсчитывался от оси Oz .

Цилиндр радиуса a и длиной h расположим вдоль оси Oz цилиндрической системы координат, как показано на рис. 1.

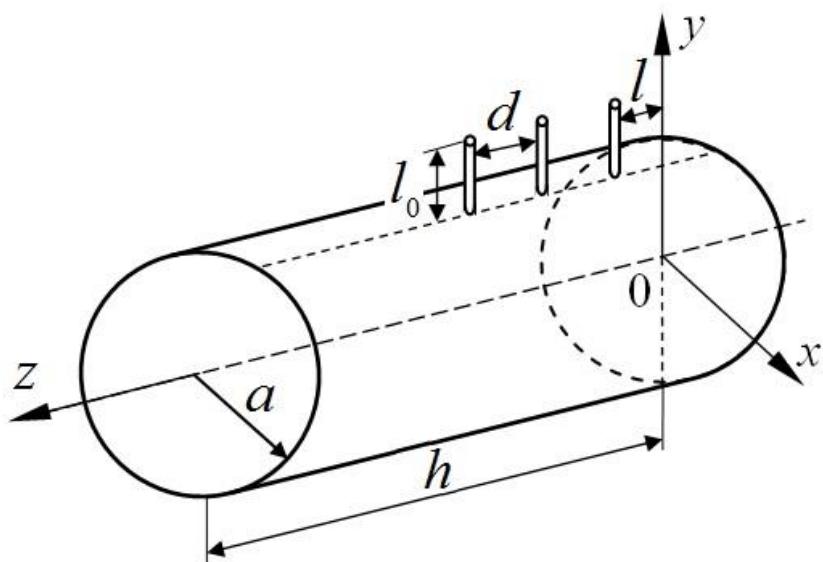


Рис. 1. Схематичное расположение линейной решетки вертикальных электрических вибраторов на боковой поверхности идеально проводящего цилиндра

Решетка состоит из N электрических вибраторов, характеризуемых высотой l_0 и расположенных с шагом d ; первый элемент размещается в точке с координатами $(a, 0, l)$. Края цилиндра проходят через параллельные плоскости с координатами $z = \mp h/2$. Размеры цилиндра и решетки удовлетворяют условиям: $(N-1)d \leq h - |l|$, $|l| \leq h/2$.

Ненормированная комплексная диаграмма направленности решетки определяется выражением [1, 2]

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N i_n^* f_n(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где i_n – комплексная амплитуда тока n -го антенного элемента, $n = 1, \dots, N$,

$$f_n(\theta, \varphi) = D_n(\theta, \varphi) \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda} (a \cos \varphi \sin \theta + (l + (n-1)d) \cos \theta)\right\} \quad (2)$$

– парциальная диаграмма n -го элементарного электрического вибратора [1], $D_n(\theta, \varphi)$ – дифракционный множитель несущей поверхности [5, 6, 10], λ – длина волны, $*$ – знак комплексного сопряжения.

Используя принятые в (1) обозначения, выражение для коэффициента направленного действия решетки представим в виде квадратурных форм [2]

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \left(\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N i_n^* C_{np}(\theta, \varphi) i_p \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N i_n^* S_{np} i_p \right)^{-1}, \quad (3)$$

где

$$C_{np}(\theta, \varphi) = f_n(\theta, \varphi) f_p(\theta, \varphi), \quad n, p = 1, \dots, N, \quad (4)$$

– элементы матрицы, характеризующей электромагнитное взаимодействие n -го и p -го антенных элементов [2],

$$S_{np} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f_n(\theta, \varphi) f_p(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi, \quad n, p = 1, \dots, N, \quad (5)$$

– элементы матрицы, характеризующей мощность изотропного излучения гипотетической антенной системы, по уровню которой оценивается мощность, излучаемая решеткой [2].

Дифракционные множители $D_n(\theta, \varphi)$, $n = 1, \dots, N$, найдем, полагая в соответствии с условиями применения метода наведенных токов [3, 7], что при электрических размерах образующей цилиндра $h/\lambda \gg 1$, амплитуды токов в точках с координатами $z = \mp h/2$ малы и волнами поверхностных токов, отраженных от краев цилиндра и затекающих за края, можно пренебречь.

Представляя электрическое поле решетки в виде суперпозиции полей антенных элементов и цилиндра, его поляризационные компоненты представим в виде [5, 6]:

$$\dot{E}_\theta(r, \theta, \varphi) = -j \frac{\exp\left(-j \frac{2\pi r}{\lambda}\right)}{2r\lambda} \left[\mu_0 c \sum_{n=1}^N M_{\theta n}(\theta, \varphi) + \sum_{n=1}^N L_{\theta n}(\theta, \varphi) \right], \quad (6)$$

$$\dot{E}_\varphi(r, \theta, \varphi) = -j \frac{\exp\left(-j \frac{2\pi r}{\lambda}\right)}{2r\lambda} \left[\mu_0 c \sum_{n=1}^N M_{\varphi n}(\theta, \varphi) + \sum_{n=1}^N L_{\varphi n}(\theta, \varphi) \right], \quad (7)$$

где

$$\begin{bmatrix} M_{\theta[\varphi]n}(\theta, \varphi) \\ L_{\theta[\varphi]n}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{\theta[\varphi]}(\theta, \varphi) \\ L_{\theta[\varphi]}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda} (a \cos(\varphi - \varphi_0) \sin\theta + (l + (n-1)d) \cos\theta)\right\} \quad (8)$$

– дифракционные функции n -го элемента, $n = 1, \dots, N$,

$$\begin{bmatrix} M_\theta(\theta, \varphi) \\ L_\theta(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = a \sin\theta \int_0^{2\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \begin{bmatrix} H_\varphi(a, \varphi', z') \\ -E_\varphi(a, \varphi', z') \end{bmatrix} \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (a \cos(\varphi - \varphi') \sin\theta + z' \cos\theta)\right] dz' d\varphi', \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} M_\varphi(\theta, \varphi) \\ L_\varphi(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = a \int_0^{2\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \begin{bmatrix} -H_z(a, \varphi', z') \\ E_z(a, \varphi', z') \end{bmatrix} \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (a \cos(\varphi - \varphi') \sin\theta + z' \cos\theta)\right] dz' d\varphi' \quad (10)$$

– функции распределения компонентов магнитного и электрического полей на поверхности цилиндра конечной длины [9], $H_{\varphi[z]}(r', \varphi', z')$ и $E_{\varphi[z]}(r', \varphi', z')$ – азимутальные и продольные составляющие магнитного и электрического полей на поверхности $r' = a$ бесконечно протяженного цилиндра, μ_0 – магнитная проницаемость свободного пространства, c – скорость света.

По аналогии с [9, 10], используя предложенный в [9] способ аппроксимации полей рядами цилиндрических функций и представления компонентов магнитного и электрического полей эквивалентными токами, вычислим через первообразные входящие в (9), (10) интегралы. Дифракционные функции (8) для компонентов полей решетки на боковой поверхности цилиндра найдем, выполняя суммирование рядов тригонометрических функций азимутальных гармоник [4, 8, 9] с найденными в аналитическом виде весовыми коэффициентами.

Используя определение парциальной диаграммы n -го элемента решетки (2) и выражения (6) – (10) для расчета полей (6), (7), получим правило расчета дифракционного множителя боковой поверхности идеально проводящего цилиндра

$$D_n(\theta, \varphi) = \sqrt{D_{n\theta}^2(\theta, \varphi) + D_{n\varphi}^2(\theta, \varphi)}, \quad n = 1, \dots, N, \quad (11)$$

где

$$D_{n\theta}(\theta, \varphi) = \frac{2\pi^2 \mu_0 l_0 a}{\lambda^2} \left[2 \cos\theta \cos\varphi \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right) - \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m j^m \cos(m\varphi) \gamma_{nm}^{\theta} \right], \quad (12)$$

$$D_{n\theta}(\theta, \varphi) = -\frac{2\pi^2 \mu_0 l_0 a}{\lambda^2} \left[2 \sin\varphi \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right) - \sum_{m=1}^{\infty} j^m \sin(m\varphi) \gamma_{nm}^{\varphi} \right], \quad (13)$$

l_0 – длина электрического вибратора, $\varepsilon_m = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 2, & m \neq 0 \end{cases}$.

Выражения для расчета множителей γ_{nm}^{θ} , $m \geq 0$, и γ_{nm}^{φ} , $m \geq 1$, в (12) и (13), полученные в [9] для осесимметричных поверхностей с различными электрофизическими свойствами, для идеально проводящего цилиндра имеют вид [10]:

$$\gamma_{nm}^{\theta} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k}{\alpha} \left[\frac{\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)}{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)} - \left(\frac{m\lambda}{2\pi a}\right)^2 \frac{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)}{\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)} \right] \times \frac{\exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (h - (l + (n-1)d)) (\cos\theta - k)\right] - \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{h}{2} - (l + (n-1)d)\right) (\cos\theta - k)\right]}{\cos\theta - k} dk \quad (14)$$

$$\gamma_{nm}^{\varphi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{H_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)}{\alpha \dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)} \times \frac{\exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (h - (l + (n-1)d)) (\cos\theta - k)\right] - \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{h}{2} - (l + (n-1)d)\right) (\cos\theta - k)\right]}{\cos\theta - k} dk \quad (15)$$

где $\alpha = \sqrt{1 - k^2}$, $H_m^{(2)}(\dots)$ – функция Ханкеля второго рода m -го порядка, $\dot{H}_m^{(2)}\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \alpha\right)$ – ее производная по переменной r в точке $r = a$.

С использованием (1), (2), (11) – (15) проведен расчет нормированной диаграммы направленности $F(\theta, \varphi) = \frac{|\dot{F}(\theta, \varphi)|}{\max_{\theta, \varphi} |\dot{F}(\theta, \varphi)|}$, а на основе (3) – (5) с учетом (2), (11) – (15) найден

коэффициент направленного действия решетки из $N = 3$ с шагом $d/\lambda = 0,25$, расположенной на идеально проводящем цилиндре с электрической длиной $h/\lambda = 5$ и

электрическим радиусом поперечного сечения $a/\lambda = 0,3$. Электрическая длина вибратора $l_0/\lambda = 0,2$, относительное удаление первого антенного элемента от торца цилиндра $l/\lambda = 0,3$.

На рис. 2 представлена диаграмма направленности решетки в плоскости $\theta = 0$. Коэффициент направленного действия антенной решетки составляет 4,12 дБ.

По распределению поверхностных токов бесконечно протяженной идеально проводящей поверхности с осевой симметрией с использованием пакета электродинамического моделирования CST MWS проведен расчет электрического поля и показателей направленности указанной решетки. Расчет выполнялся на персональной ЭВМ на базе процессора Intel Core i7-10700K с объемом оперативной памяти 32 Гб.

Сравнение его результатов с диаграммой направленности, приведенной на рис. 2, позволяет сделать вывод о практически полном совпадении зависимостей. Угловое распределение поля решетки, найденное с применением пакета электродинамического моделирования, содержит более глубокие (на 3...5,3 дБ) локальные экстремумы.

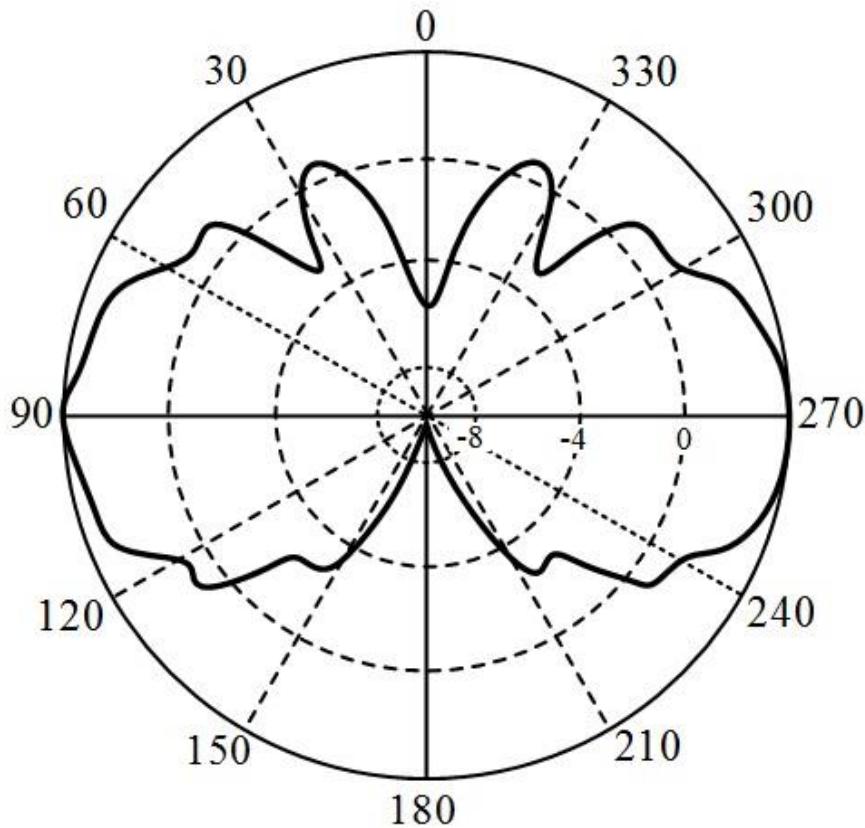


Рис. 2. Нормированная диаграмма направленности решетки из трех электрических вибраторов на боковой поверхности идеально проводящего цилиндра

Для многоэлементных антенных решеток при задании исходного распределения поверхностных токов несущего экрана, удовлетворяющего краевой задаче для бесконечно протяженного цилиндра, целесообразно использовать скрипт на языке программирования Python.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ЦИЛИНДРА КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ С ТОНКИМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ

Схематичное представление линейной антенной решетки на боковой поверхности круглого идеально проводящего цилиндра с диэлектрическим покрытием толщиной Δ представлено на рис. 3. Электрофизические свойства покрытия характеризуются диэлектрической проницаемостью ϵ .

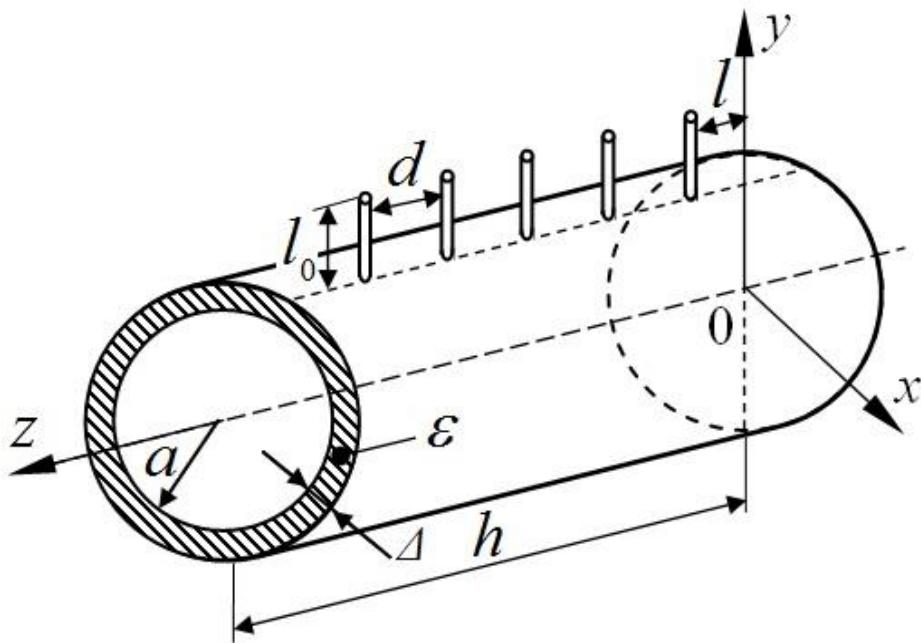


Рис. 3. Схематичное расположение линейной решетки вертикальных электрических вибраторов на боковой поверхности идеально проводящего цилиндра с диэлектрическим покрытием

Расстояние между антennными элементами и характерные размеры несущей поверхности выбраны такими же, как для решетки, расположенной на боковой поверхности идеально проводящего цилиндра.

Электродинамическое моделирование решетки на цилиндре с диэлектрическим покрытием реализуется следующим образом:

- при граничных условиях на идеально проводящей поверхности (a, φ, z) и внешней поверхности диэлектрического покрытия $(a + \Delta, \varphi, z)$ выполняется аналитический расчет поляризационных компонентов электрического и магнитного полей бесконечно протяженного идеально проводящего цилиндра с диэлектрическим покрытием, возбуждаемого гипотетическим элементарным источником;

- с использованием пакета электродинамического моделирования CST MWS вычисляются поле и показатели направленности решетки электрических вибраторов на цилиндре конечной длины при дискретизации несущей поверхности из условий наиболее точного представления поверхностных токов при минимально возможном числе отсчетов.

Границные условия на идеально проводящей поверхности определяются равенством тангенциальных составляющих полного электрического поля [4]

$$\dot{E}_{z[\varphi]}^{(m)}(a, \varphi, z) = 0, \quad (16)$$

где верхний индекс «*m*» в круглых скобках соответствует полю на идеально проводящей поверхности.

На границе раздела двух сред (при $a + \Delta$) контролируются условия непрерывности тангенциальных компонентов напряженности электрического и магнитного полей [10]:

$$\dot{E}_{z[\varphi]}^{(d)}(a + \Delta, \varphi, z) = \dot{E}_{z[\varphi]}^{(m)}(a + \Delta, \varphi, z), \quad \dot{H}_{z[\varphi]}^{(d)}(a + \Delta, \varphi, z) = \dot{H}_{z[\varphi]}^{(m)}(a + \Delta, \varphi, z), \quad (17)$$

где верхний индекс «*d*» в круглых скобках обозначает поле в диэлектрической среде.

Учитывая осевую симметрию цилиндра, составляющие электрического и магнитного полей представим в виде бесконечных рядов Фурье по азимутальным гармоникам:

$$\dot{E}_{z[\varphi]}^{(m,d)}(a, \varphi, z) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \exp(-js\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(m,d)} \exp(-j\tilde{\alpha}z) d\tilde{\alpha}, \quad (18)$$

$$\dot{H}_{z[\varphi]}^{(d)}(a + \Delta, \varphi, z) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \exp(-js\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{H}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(d)} \exp(-j\tilde{\alpha}z) d\tilde{\alpha}, \quad (19)$$

где $\dot{E}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(m,d)}$ и $\dot{H}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(d)}$ – весовые коэффициенты, определяемые через функции источников и коэффициенты отражения электрического и магнитного полей, $\tilde{\alpha}$ – продольное волновое число [10].

В результате применения граничных условий (16) и (17) для представления электрического и магнитного полей (18) и (19) формируется замкнутая система уравнений относительно коэффициентов $\dot{E}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(m,d)}$ и $\dot{H}_{z[\varphi]\tilde{\alpha}s}^{(d)}$.

Выражения для расчета функций источников электрического и магнитного типов, устанавливающие параметрические зависимости весовых коэффициентов в (18) и (19) от диэлектрической проницаемости среды ϵ , приведены в [4, 8, 9]; коэффициенты отражения полей найдены в [10].

На рис. 4 приведена нормированная диаграмма направленности антенной решетки из $N=5$ вибраторов, расположенной на цилиндре с диэлектрическим покрытием, характеризуемым диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3,2$, толщиной $\Delta/\lambda = 0,1$.

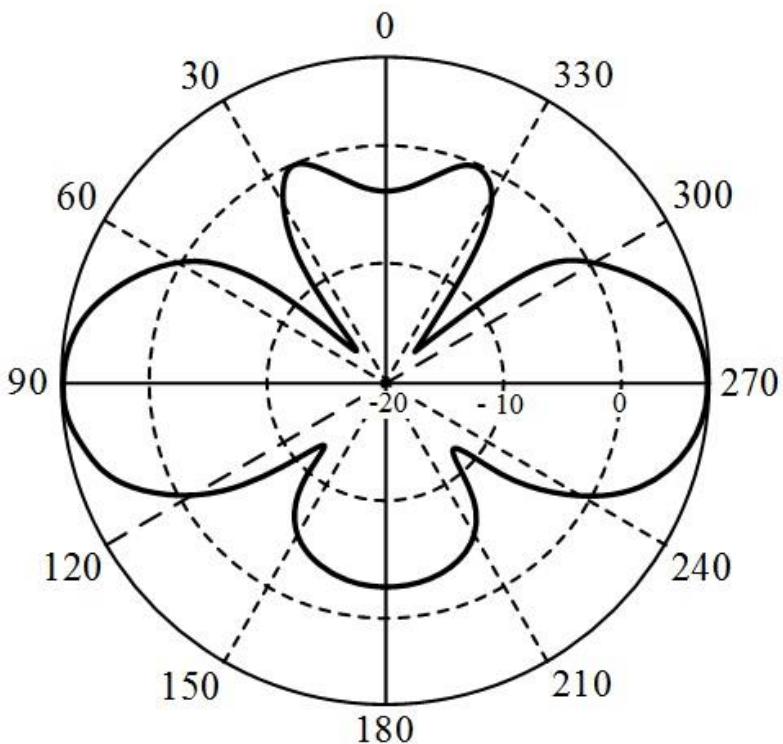


Рис. 4. Нормированная диаграмма направленности решетки из пяти электрических вибраторов на боковой поверхности идеально проводящего цилиндра с диэлектрическим покрытием

Коэффициент направленного действия решетки составляет 7,42 дБ.

Установлено, что за счет предварительного расчета токов несущей поверхности на основе метода наведенных токов становится возможным при использовании вычислительного средства на базе процессора Intel Core i7-10700K с объемом оперативной памяти 32 Гб выполнять многократные вычисления характеристик решеток в интересах определения рациональных параметров их конструкций.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе аналитического расчета токов поверхностей с осевой симметрией, возбуждаемых системой гипотетических элементарных излучателей, методом наведенных токов и применения пакета электродинамического моделирования CST MWS проведен электродинамический анализ решеток электрических вибраторов на круглых цилиндрах конечной длины с идеально проводящими поверхностями и тонкими диэлектрическими покрытиями. Распределение поверхностных токов, найденное аналитическим способом, использовалось для дискретизации несущей поверхности из условий наиболее точного представления поверхностных токов при минимальном числе отсчетов.

Показано, что при совместном применении аналитических моделей и пакета электродинамического моделирования обеспечиваются возможности многократных вычислений характеристик решеток для установления рациональных параметров их конструкций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. – М.: Радио и связь, 2005. – 365 с.
2. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
3. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. М.: Советское радио, 1967. – 416 с.
4. Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. М.: Радио и связь, 2004. – 648 с.
5. Богословский А.В., Борисов Д.Н., Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Электродинамический анализ и синтез решетки элементарных электрических вибраторов на боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж : ВГУ, 2020. – Т. 5. – С. 264-276.
6. Богословский А. В., Борисов Д.Н., Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Моделирование и анализ диаграмм направленности решеток элементарных электрических вибраторов на боковой поверхности цилиндра конечной длины // Сборник трудов XX Международной научной конференции «Информатика: проблемы, методы, технологии». – Воронеж: ВГУ, 2020. – Часть 2. – С. 336-348.
7. Шатраков Ю.Г., Ривкин М.И., Цымбаев Б.Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. – 184 с.
8. Васильев Е.Н. Возбуждение тел вращения. М.: Радио и связь, 1987. – 271 с.
9. Kuehl H.H. Radiation from a radial electric dipole near a long finite circular cylinder // IRE Transaction, 1961, Vol. AP-9, no 6. – Pp. 546-553.
- 10.Шорохова Е.А. Излучение и дифракция электромагнитных волн в естественных и искусственных неоднородных материальных средах: диссертация ... д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03. Нижний Новгород: Научно–исследовательский институт измерительных систем имени Ю.Е. Седакова, 2010. – 342 с.

REFERENCES

1. Ashihmin, A.V. Design and optimization of ultra-wideband antenna devices and systems for radio control equipment. M.: Radio and communications, 2005. – 365 p.
2. Neganov, V.A., Tabakov, D. P., Yarovoy, G.P. Modern theory and practical application of antennas. M.: Radio Engineering, 2009. – 720 p.
3. Reznikov, G.B. Aircraft antennas. M.: Soviet Radio, 1967. – 416 p.
4. Neganov, V.A., Osipov, O.V., Raevskiy, S.B., Yarovoy, G.P. Electro-dynamics and distribution of radio waves. M.: Radio and communication, 2004. – 648 p.
5. Bogoslovsky, A.V., Borisov, D.N, Razinkov, S.N., Razinkova, O.E. Electro-dynamic analysis and synthesis of the array of elementary electric vibrators on the side surface of a circular cylinder of final length//Collection of works of XXVI International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communication". – Voronezh: VSU, 2020. – Vol. 5. – Pp. 264-276.
6. Bogoslovsky, A.V., Borisov, D.N, Razinkov, S.N., Razinkova, O.E. Modeling and analysis of directional arrays of elementary electric vibrators on the side surface of a cylinder of final length//Collection of works of XX International Scientific Conference "Informatics: problems, methods, technologies". – Voronezh: VSU, 2020. – Part 2. – Pp. 336-348.
7. Shatrakov, Yu.G., Rivkin, M.I., Tsymbayev, B.G. Aircraft antenna systems. M.: Mechanical Engineering, 1979. 184 p.
8. Vasiliev, E.N. Excitement of bodies of rotation. M.: Radio and communication, 1987. – 271 p.
9. Kueh, H.H. Radiation from a radial electric dipole near a long finite circular cylinder // IRE Transaction, 1961, Vol. AP-9, No 6. - Pp. 546-553.
10. Schorochova, E.A. Radiation and diffraction of electromagnetic waves in natural and artificial non-uniform material environments: thesis of doctor of physical and mathematical sciences: 01.04.03. Nizhny Novgorod: Research institute of measuring systems of Yu.E. Sedakov, 2010. – 342 p.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСЧЁТА РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ВОДЯНЫХ СФЕРОИДАХ

А. А. Афонин, В. А. Тимофеев

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова (ЯрГУ им. П. Г. Демидова),
Ярославль, Россия

Аннотация. Представлены результаты численного моделирования рассеяния электромагнитных волн на моделях капель дождя, выполненные методами Т-матриц и дискретных источников. Проведено сравнение зависимостей поляризационных составляющих для различных поляризаций, соотношений геометрических размеров рассеивателей и длины волны падающего излучения.

Ключевые слова: рассеяние радиоволн, сфериоды, метод Т-матриц, метод дискретных источников.

COMPARATIVE ANALYSIS OF CALCULATION METHODS OF RADIO WAVE SCATTERING BY WATER SPHEROIDS

A. A. Afonin, V. A. Timofeev

P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

Abstract. The numerical modeling results of the electromagnetic waves scattering on hydrometeors models by the methods of T-matrices and discrete sources are presented. Comparison of the dependences of the polarization components for different polarizations, geometric dimensions of the scatterers and the wavelength of the incident radiation was carried out.

Keywords: radio wave scattering, spheroids, T-matrix method, method of discrete sources.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование систем связи, локации и дистанционного зондирования, работающих на длинах волн миллиметрового диапазона требует учёта влияния среды распространения на характеристики канала связи. Поэтому анализ различных моделей распространения радиоволн в условиях реальной атмосферы является актуальной задачей.

Для моделирования взаимодействия электромагнитных волн с водными частицами, взвешенными в атмосфере, могут использоваться различные методы. Например, есть эмпирические модели, предоставляющие для расчётов сравнительно простые математические выражения на основе данных о распространении радиоволн в условиях дождя, полученных при натурных измеренных в той или иной местности [1]. Однако на длинах волн соизмеримых с характерными размерами элементарных рассеивателей проявляются эффекты, связанные с формой рассеивателей [2].

Как показали экспериментальные исследования, наиболее существенное воздействие на ММ излучение оказывают осадки в виде дождя и (в меньшей степени) различных ледяных кристаллов [2]. Поэтому изучение рассеивающих свойств водяных частиц является актуальной задачей. Эксперименты показали, что форма падающей

капли (особенно крупного размера), а также ледяных кристаллов далека от сферической. Первоначальные исследования взаимодействия радиоизлучения с гидрометеорами были выполнены для сферических частиц. Это так называемая задача Ми. При переходе же к более реалистичной форме – сплюснутого сфEROида для дождя и вытянутого для кристаллов использование решения Ми практически невозможно. Поэтому были разработаны другие методы, которые в определённых случаях позволяют решать такие задачи.

В настоящее время не существует точных аналитических методов анализа дифракции радиоволн на сложных объектах. Для этого приходится применять различные численные методы. Конечно, вычислительная сложность таких моделей выше, чем описанных в рекомендациях, но вместе с тем при современных возможностях хранения данных становится реальным построение такой системы, в которой на первом этапе производится вычисление рассеяния на отдельных элементах с помощью наиболее точных моделей с сохранением получаемых результатов в базу, а далее расчёт взаимодействия излучения со средой осуществляется на основе данных из этого массива.

В работе представлены результаты расчёта сечений рассеяния для сфEROидальных водяных частиц. Численные расчеты выполнены на основе метода Т-матриц [3] и метода дискретных источников (МДИ) [4, 5].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ СО СФЕРОИДАЛЬНЫМИ РАССЕИВАТЕЛЯМИ

В качестве рассеивателей приняты осесимметричные сфEROиды, размеры которых заданы двумя величинами: радиус и полувысота.

Падающая волна имеет линейную поляризацию и распространяется в положительном направлении оси ОХ. Центр масс сфEROида совпадает с нулём системы координат.

Метод Т-матриц строится на том, что задача описания взаимодействия электромагнитной волны с гомогенным диэлектрическим рассеивателем, ограниченным достаточно гладкой поверхностью S , может быть преобразована в эквивалентную задачу для поверхностных токов.

На основе принципа эквивалентности, задачу рассеяния разделяют на две отдельные – внешнюю и внутреннюю. Одно уравнение для неизвестных амплитуд поля внутри может быть получено из внешней задачи, где учитывается, что рассеянное поле через поверхностные токи должно полностью уничтожать падающее поле повсюду внутри объёма тела. Применение суперпозиции и граничных условий на поверхности приводит к линейной системе интегральных уравнений для коэффициентов неизвестных поверхностных полей, выраженных через коэффициенты падающего поля.

Рассеянное поле в дальней зоне определяется, исходя из поля внутри поверхности и выражения, подобного начальному, в терминах поверхностных полей.

Для использования МДИ необходимо размещение дискретных источников на вспомогательной поверхности, находящейся внутри частицы [4]. Граничные условия

должны быть выполнены в точках, расположенных в узлах сетки на поверхности рассеивателя. Причём одним из плюсов данного метода является уже предусмотренный в нём контроль точности, заключающийся в вычислении невязки граничных условий в точках на поверхности источника отличных от точек сшивки.

Как описано в [4] для МДИ, поля дискретных источников, находящихся на вспомогательной поверхности внутри рассеивателя, должны удовлетворять системе Maxwella, условию излучения и образовывать полную замкнутую функциональную систему на поверхности препятствия. Существует множество схем размещения дискретных источников для удовлетворения этих требований. В частности, есть и такие, где поверхность источников поля находится снаружи рассеивателя [6].

Основная разница между методами состоит в том, что метод Т-матриц требует сшивки поля на всей поверхности раздела двух сред (т.е. на поверхности рассеивателя) [3], в МДИ сшивка производится в отдельных точках границы [4]. С этим связаны и более жесткие ограничения на форму рассеивателей, для которых метод Т-матриц является эффективным – границы рассеивателя должны быть гладкими, т.к. наличие резких изгибов приводит к необходимости сильно увеличивать количество функций в ряде разложения. При хорошей гладкости границ достаточно количество членов ряда может быть ограничено десятком [7], что даёт малое время, необходимое для вычисления. Метод МДИ менее требователен к форме границ рассеивателя, хотя его сходимость и ухудшается при наличии граней. Однако её можно улучшить при использовании, например, неравномерной сетки с увеличением концентрации её узлов вблизи кромок. Это было показано в [8, 9], где был выполнен анализ зависимости скорости вычисления и значения невязки от количества дискретных источников, точек коллокации и схемы их расположения на вспомогательной поверхности.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В соответствии с поставленной в предыдущем разделе задачей было выполнено моделирование рассеяния двумя методами: метод Т-матриц и МДИ. Для анализа были взяты вертикальная и горизонтальная поляризации падающего излучения (параллельно оси OZ и оси OY).

На рисунке 1 приведены для примера угловые зависимости нормированных сополярных и кроссполяризационных значений дифференциального сечения рассеяния, рассчитанных методом Т-матриц (сплошная линия) и МДИ (пунктирная линия) [10].

Как видно на графиках при общем совпадении положений основных лепестков наблюдается отличие в глубине минимумов и максимумов.

Были выполнены расчёты сечения рассеяния для модели водяных капель в виде сплюснутых сфероидов. Пример полученных результатов представлен на рисунке 2.

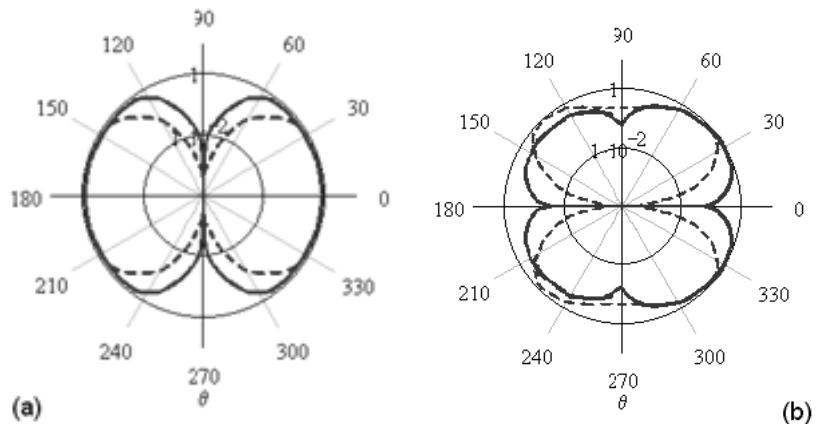


Рис. 1. Угловые зависимости нормированного дифференциального сечения рассеяния для несферической капли дождя. Эффективный радиус капли $a_0 = 3\text{мм}$. Длина волны падающего излучения $\lambda = 3\text{мм}$.

(a) – сополярные составляющие, (b) – кроссполяризационные составляющие

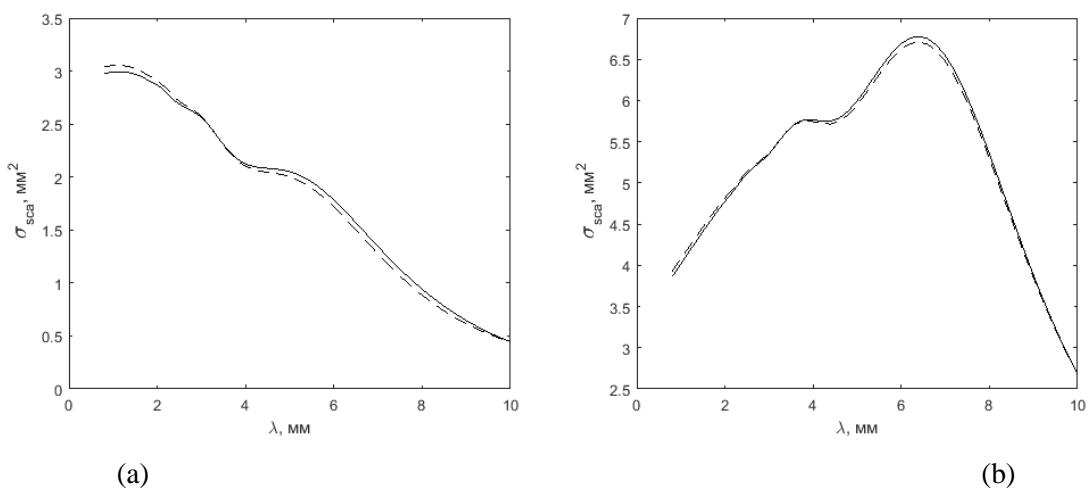


Рис. 2. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для водяного сфероида.

Радиус $r = 1,2 \text{ мм}$, полувысота $h/2 = 0,6 \text{ мм}$, температура $T = 20^\circ\text{C}$.

(a) – вертикальная поляризация падающего поля.

(b) – горизонтальная поляризация падающего поля.

Метод Т-матриц (сплошная линия), МДИ (пунктирная линия).

Наблюдается небольшая разница в результатах, вычисленных разными методами. При этом нет однозначного превышения значений, полученных с помощью одного метода над другим, графики несколько раз взаимно пересекаются. Наибольшее расхождение проявляется в максимумах и при меньших длинах волн. Вместе с тем основные особенности графиков совпадают.

На рисунке 3 представлен пример результатов расчётов сечения рассеяния для модели ледяного кристалла в виде вытянутого сфероида.

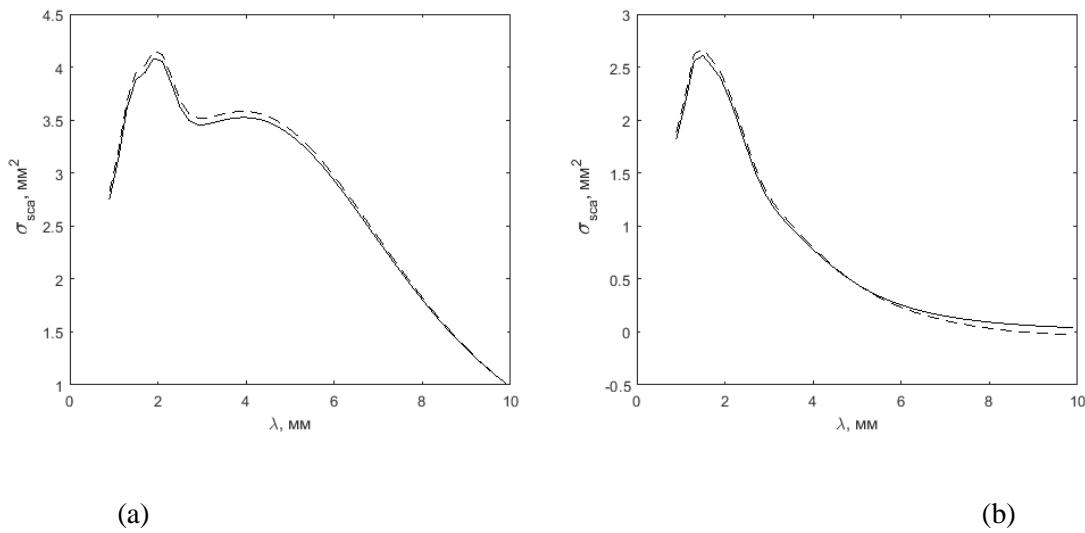


Рис. 3. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для водяного сфероида.
Радиус $r = 0,4$ мм, полувысота $h/2 = 1,6$ мм, температура $T = -15^\circ\text{C}$.
(a) – вертикальная поляризация падающего поля.
(b) – горизонтальная поляризация падающего поля.
Метод Т-матриц (сплошная линия), МДИ (пунктирная линия).

Результаты сравнения методов во многом аналогичны предыдущему случаю. Графики снова несколько раз взаимно пересекаются. Наибольшее расхождение наблюдается в максимумах и при меньших длинах волн. Однако для горизонтальной поляризации можно заметить увеличение расхождения и для области больших длин волн. Вместе с тем основные особенности графиков, построенных с помощью двух указанных методов, совпадают.

Если выбрать в качестве рассеивателя сферу, то разница становится неразличимой не только между графиками сечений рассеяния для вертикальной и горизонтальной составляющих, но и между результатами для двух выбранных методов расчёта (рис. 4).

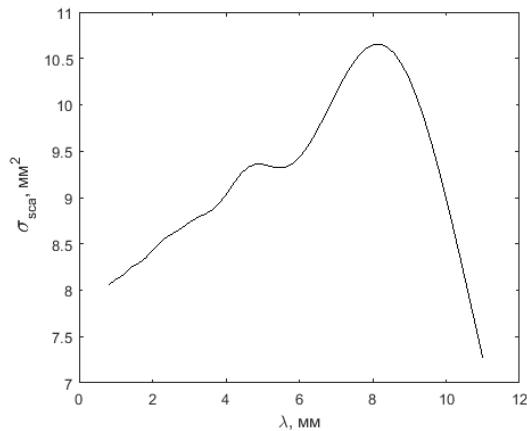


Рис. 4. Зависимость сечения рассеяния от длины волны для водяного сфероида.
Радиус $r = 1,4$ мм, полувысота $h/2 = 1,4$ мм, температура $T = -15^\circ\text{C}$.

Таким образом, разница в результатах, полученных исследуемыми в работе методами, может быть связана с различиями в сшивке полей, которая становится менее существенной для ровного шара.

Анализ времени вычислений при использовании разных методов не производился по причине различных условий расчёта. Для МДИ использовалось ускорение на основе программно-аппаратной архитектуры параллельных вычислений CUDA, а расчёты методом Т-матриц проводились только с помощью обычного процессора. Во всех случаях ошибка не превышала 3%.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено математическое моделирование рассеяния электромагнитных волн на объектах, моделирующих гидрометеоры (капли и ледяные кристаллы) методами дискретных источников и Т-матриц.

Получены и проанализированы сечения рассеяния при различных соотношениях геометрических параметров рассеивателей и поляризации падающего поля.

Работа является частью исследования особенностей применения различных моделей расчёта рассеяния, для анализа распространения радиоволн, с учётом встречающихся в приземном слое реальной атмосферы неоднородностей. Это необходимо для составления библиотеки угловых характеристик рассеянного поля различных объектов наиболее подходящих форм, которые будут служить основой расчётной системы для анализа распространения электромагнитных волн в открытом канале связи.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы благодарны NVIDIA Corporation за предоставленный в дар GPU TITAN X, который был использован для ускорения вычислений.

The TITAN X GPU used for the numerical calculations this research was donated by the NVIDIA Corporation.

ЛИТЕРАТУРА

1. Универсальная модель наземного распространения радиоволн для широкого применения в полосе частот 30 МГц – 50 ГГц. Рекомендация МСЭ-Р Р.2001-3 (08/2019). Серия Р. Распространение радиоволн.
2. Данные о распространении радиоволн для проектирования наземных линий связи пункта с пунктом. Справочник. Издание 2008 года. Международный союз электросвязи. Женева, 2009. – 101 с.
3. Li, L.W., Kooi, P.S., Leong, M.S., Yeo, T.S., and Gao, M.Z. Microwave Attenuation by Realistically Distorted Raindrops, Part I – Theory// IEEE Trans. Antennas and Propagation. -1995.- Vol. 43.- No. 8. – P. 811-821.
4. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Метод дискретных источников в задачах рассеяния электромагнитных волн. // Успехи современной радиоэлектроники. 2003. № 10. – с. 3.
5. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Анализ методом дискретных источников дифракции электромагнитных волн на трехмерных рассеивателях. // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1999. Т.39. № 12. – С.2050–2063.

6. Князев С. Ю., Щербакова Е. Е., Енгибарян А. А. Численное решение краевых задач для уравнения Пуассона методом точечных источников поля. // Вестник Донского государственного технического университета. 2014. Т.14. № 2 (77). – С.15-20.
7. Waterman P.C. Analytical consequences of the extended boundary conditions // Wave Motion 5, North-Holland Publishing Company, 1983. – Pp. 273-295.
8. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Моделирование угловых характеристик рассеяния радиоволн на составных цилиндрических объектах. // Труды XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 2016. Т.2. – С.715-722.
9. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Анализ численного моделирования рассеяния радиоволн на составном цилиндре и усечённом конусе. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017. N9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf>
10. Afonin A. A. Comparing simulation methods for millimeter waves scattering by nonspherical scatterers // 2009 19th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, 2009. – Pp. 939-940.

REFERENCES

1. A general purpose wide-range terrestrial propagation model in the frequency range 30 MHz to 50 GHz. Recommendation ITU-R P.2001-3 (08/2019) P Series Radiowave propagation.
2. Radiowave propagation information for designing terrestrial point-to-point links. Handbook. International Telecommunication Union. Edition 2008. Geneva, 2009. – 101 p.
3. Li, L.W., Kooi, P.S., Leong, M.S., Yeo, T.S., and Gao, M.Z. Microwave Attenuation by Realistically Distorted Raindrops, Part I – Theory// IEEE Trans. Antennas and Propagation. -1995. - Vol. 43. - No. 8. – P. 811-821.
4. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. The method of discrete sources in problems of scattering of electromagnetic waves. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki - Telecommunications and Radio Engineering, 2003, No. 10, – p. 3.
5. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. Analysis by the method of discrete sources of diffraction of electromagnetic waves on three-dimensional scatterers // Zhurnal vychislitel'noi matematiki i matematicheskoi fiziki - Computational Mathematics and Mathematical Physics, 1999, 39:12. – pp. 1967–1980.
6. Knyazev S.Y., Shcherbakova E.E., Yengibaryan A.A. Numerical solution to boundary problems for Poisson equation by point-source method. // Vestnik Donskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta - Bulletin of the Don State Technical University. 2014. v.14. No 2 (77). – Pp.15-20.
7. Waterman P.C. Analytical consequences of the extended boundary conditions // Wave Motion 5, North-Holland Publishing Company, 1983. – Pp. 273-295.
8. Afonin A.A. Timofeev V.A. Modeling angular characteristics of microwave scattering on a composite cylindrical objects. Trudy XXII mezhdunarodnoi nauchno-tehnicheskoi konferentsii "Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz" [Proceedings of the XXII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication" (RLNC*2016)]. Voronezh. 2016. v.2. – Pp.715-722.
9. Afonin A.A. Timofeev V.A. Analysis of numerical simulation of radio wave scattering on a composite cylinder and the truncated cone. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2017, No. 8. Available at <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf> (In Russian)
10. Afonin A. A. Comparing simulation methods for millimeter waves scattering by nonspherical scatterers. 2009 19th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, 2009. – Pp. 939-940.

ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА КВ ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ

Г. Г. Вертоградов¹, Р. К. Борлаков¹

¹Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Приведены результаты измерений углов прихода в вертикальной и азимутальной плоскостях на трех среднеширотных трассах большой протяженности Норильск-Ростов-на-Дону, Иркутск-Ростов-на-Дону и Магадан-Ростов-на-Дону, полученные в августе 2008 г. Показано, что потенциально достижимая точность однопозиционного местоопределения координат КВ источников радиоизлучения при задании состояния ионосферы с помощью модели IRI-2016 составляет в среднем 10%.

Ключевые слова: КВ пеленгация, однопозиционное местоопределение, ионосферное распространение.

THE ACCURACY OF SINGLE STATION LOCATION FOR HF LONG PATHS

G. G. Vertogradov¹, R. K. Borlakov¹

¹Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. Throughout this work, we present results of empirical studies on directions of arrival variations in vertical and horizontal dimensions at three mid-latitude long radio-paths Norilsk-Rostov-on-Don, Irkutsk-Rostov-on-Don and Magadan-Rostov-on-Don obtained in 2008. Single-station location accuracy (SSL) using the IRI-2017 ionosphere model has been experimentally evaluated. It is shown that the potentially achievable accuracy of single station localization coordinates of HF radio sources is an average of 10%.

Keywords: high frequency direction finding, single-station location, ionospheric radio propagation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задачи однопозиционного местоопределения источника радиоизлучения (ИРИ) в КВ диапазоне предполагает знание углов прихода хотя бы одного луча и пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере [1,2]. По углам прихода радиоволны в трехмерно-неоднородной магнитоактивной ионосфере в геометрооптическом приближении [1] численно строится лучевая траектория принятого сигнала и оценивается расположение ИРИ как координаты точки пересечения луча поверхности Земли. При этом дискретная многолучевая структура поля КВ в зоне приема и нерегулярная пространственная и временная нерегулярность ионосферы вносят существенные корректизы в эту простую картину. Во-первых, процедура измерения двухмерных углов прихода парциальных лучей, формирующих поле КВ в зоне приема, является нетривиальной задачей [2]. Во-вторых, временная изменчивость ионосферы не позволяет получать длительные выборки с антенн, а пространственная – приводит к ошибкам местоопределения [3]. Как следствие, не имеет смысла стремиться к избыточной точности измерения двухмерных углов прихода. Эта точность должна быть согласована с современными возможностями прогнозирования состояния

ионосферной обстановки. Даже при точных измерениях двухмерных углов прихода КВ сигналов, определение географических координат источников будет связано со случайными погрешностями, значения которых экспериментально оценены только на ограниченном количестве радиотрасс в узких временных рамках, например, в статьях [4-7].

Цель настоящей работы состоит в измерении вариаций углов прихода различных мод распространения на среднеширотных трассах большой протяженности и различной ориентации, экспериментальной оценке погрешности однопозиционного метода определения дальности до источника излучения при задании ионосферной обстановки с помощью современной ионосферной модели IRI-2016 [8].

2. СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВ ПРИХОДА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА

В настоящее время, несмотря на развитость различных методов временного и пространственного спектрального анализа [1,2], не существует способа, который бы однозначно обеспечивал разделение многолучевого поля КВ на парциальные лучи. Учитывая результаты публикаций [1,2,5], для разделения поля КВ на парциальные лучи и моды, в работе использован способ, основанный на методе подавления многолучевости [9] с предварительной частотно-временной обработкой, локализацией и выделением принимаемых сигналов в спектральной и временной областях.

Будем предполагать, что для измерения углов прихода используются многоканальное радиоприемное устройство (РПУ) и многоканальный когерентный аналогоцифровой преобразователь (АЦП). Тогда способ частотновременной обработки сигнала предполагает следующие этапы обработки.

При запуске многоканального АЦП на преобразование устанавливается частота дискретизации, равная 16 МГц. По каждому каналу АЦП в реальном масштабе времени выполняются процедуры многоканальной квадратурной цифровой дискретизации, цифровой фильтрации и децимации с программируемой полосой узкополосных цифровых фильтров и коэффициентом децимации. Квадратурная дискретизация достигается умножением цифрового сигнала на косинус (реальная часть) и синус (мнимая часть) частоты настройки РПУ и цифровой фильтрации. Как следствие, в буферное ОЗУ АЦП по каждому каналу РПУ помещается комплексная низкочастотная огибающая принимаемых сигналов в заданной полосе частот. Итоговая вторичная частота дискретизации после децимации определяется полосой узкополосного цифрового фильтра.

При каждой перестройке на новую частоту, либо периодически на одной и той же частоте с периодом, равным времени нестабильности трактов (не реже одного раза в 30 минут), выполняется процедура калибровки. Для этого к антенным входам пеленгатора подключаются выходы N -канального калибровочного генератора. Для оцифрованного сигнала вычисляется N быстрых преобразований Фурье (БПФ). Максимальная длина БПФ составляет не менее $2^m=131072$. В результате образуется комплексная матрица спектральных отсчетов $s_{n,k}$, $n=0,\dots,N-1$, $k=0,\dots,2^m-1$ размерностью $N \times 2^m$, из которой затем формируется и запоминается комплексная калибровочная матрица

размерностью $N \times 2^m$ по формуле $M_{n,k} = s_{0,k} / s_{n,k}$, где $n = 0, \dots, N-1$, а индекс 0 приписывается опорной антенне, т.е. антенне, с которой условно совмещено начало координат. Выходы калибровочного генератора отключаются от антенных входов, а сам калибровочный генератор выключается.

При настройке на заданную полосу частот вводится комплексный сигнал заданной длительности и выполняются N БПФ, в результате чего формируется матрица сигнальных спектральных отсчетов $s_{n,k}$, $n = 0, \dots, N-1$, которая замещается скорректированной матрицей $\tilde{s}_{n,k} = s_{n,k} M_{n,k}$, $n = 1, \dots, N-1$, $k = 0, \dots, 2^m - 1$.

Усреднением статистически независимых спектральных плотностей мощности (СПМ) $\tilde{s}_{n,k}$ по всем приемным каналам достигается получение состоятельной оценки

СПМ сигналов в полосе РПУ по формуле $\bar{s}_k = \sum_{n=0}^{N-1} |\tilde{s}_{n,k}|^2 / N$. По средней СПМ \bar{s}_k

гистограммным способом определяется СПМ шума s_N .

Для обнаружения сигналов в полосе приема и определение их пространственных корреляционных матриц амплитудно-фазовых распределений (АФР) по средней СПМ \bar{s}_k определяется положение глобального максимума, номер которого обозначен через $k_{o,\max}$. Отсчеты $\tilde{s}_{n,k_{o,\max}}$ принимаются за вектор текущего АФР $\tilde{s}_o = \{\tilde{s}_{n,k_{o,\max}}\}$ сигнала с номером $o = 0$ (пространственный индекс). Внешнее произведение вектора АФР \tilde{s}_o дает невзвешенную оценку пространственной корреляционной матрицы амплитудно-фазовых распределений $\tilde{S}_o = \tilde{s}_o \tilde{s}_o^H$. Очевидно, что на этом шаге ранг матрицы \tilde{S}_o равен 1.

Вычисляется модуль дискретной функции взаимной частотной корреляции $|\tilde{R}_k|$ вектора \tilde{s}_o с соседними спектральными отсчетами усреднением в пространственной области (по апертуре антенной решетки) по формуле $|\tilde{R}_k| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{s}_{o,n} \tilde{s}_{n,k}^* \right| / \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} |\tilde{s}_{o,n}|^2 \sum_{n=0}^{N-1} |\tilde{s}_{n,k}|^2}$, где $k = k_{0,\max} \pm 1, k_{0,\max} \pm 2, k_{0,\max} \pm 3, \dots$. Спектральные

составляющие с дискретной частотой k считаются принадлежащими сигналу с номером o , если $|\tilde{R}_k| > 1 - \varepsilon$, где величина порога $1 - \varepsilon$ обычно полагается равной значению 0.7. В этом случае для каждого вектора $\tilde{s}_k = \{\tilde{s}_{n,k}\}$ вычисляется матрица $\tilde{S}_k = \tilde{s}_k \tilde{s}_k^H$, которая добавляется к текущей матрице \tilde{S}_o . Как следствие, пространственная корреляционная матрица \tilde{S}_o усредняется (суммируется) по полосе частот, занятой обнаруженным сигналом. Отметим, что каждая операция усреднения в предположении некоррелируемости шумов для соседних дискретных частот увеличивает ранг матрицы \tilde{S}_o . При этом во внимание не принимаются и в обработке не участвуют спектральные отсчеты с номерами k , для которых средняя СПМ сигнала \bar{s}_k не превышает найденное

вероятное значение СПМ шума s_N в полосе приема, т.е. для которых выполнено неравенство $\bar{s}_k < s_N$.

Описанные действия продолжаются для других локальных максимумов СПМ в полосе приема при других значениях $o=1,2,3,\dots$ без учета уже обработанных дискретных спектральных отсчетов до тех пор, пока все необработанные отсчеты СПМ \bar{s}_k оказываются меньше среднего уровня шума $\bar{s}_k < s_N$. В результате находятся O' пространственных эрмитовых корреляционных $N \times N$ матриц \tilde{S}_o , где $o=0,\dots,O'-1$, ранг которых всегда больше 1.

Выполняется процедура уточнения числа найденных сигналов с объединением коррелирующих в пространственной области. При этом для каждой пары пространственных эрмитовых корреляционных $N \times N$ матриц $\tilde{S}_{o_1}, \tilde{S}_{o_2}$ по формуле

$$R_{o_1 o_2} = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{S}_{o_1 ik} \tilde{S}_{o_2 kj}^* \right| / \sqrt{\sum_{j=0}^{N-1} \tilde{S}_{o_1 ik} \tilde{S}_{o_1 ki}^* \sum_{j=0}^{N-1} \tilde{S}_{o_2 ik} \tilde{S}_{o_2 ki}^*}$$

вычисляется функция пространственной

взаимной корреляции и при превышении этой величины заданного (обычно 0,7) порога матрицы $\tilde{S}_{o_1}, \tilde{S}_{o_2}$ считаются коррелируемыми по пространственному индексу o , принадлежащими одному сигналу, и складываются, а количество различных обнаруженных сигналов O' уменьшается на единицу. Такая процедура применяется итеративно до тех пор, пока все пространственные корреляционные матрицы \tilde{S}_o станут некоррелируемыми по индексу o и, соответственно, количество обнаруженных сигналов O' перестанет изменяться.

Кроме матрицы \tilde{S}_o , для каждого обнаруженного сигнала дополнительно вычисляются его полоса $\Delta F_o = 2^{-m} F_d (k_{\max} - k_{\min})$, где k_{\max} и k_{\min} – соответственно максимальный и минимальный индексы спектральных отсчетов, принадлежащих данному сигналу, энергия сигнала $E_o = \sum_k \bar{s}_k$ и его средневзвешенная частота по

$$\text{формуле } \bar{F}_o = 2^{-m} F_d \left(\sum_k k \bar{s}_k \right) / E_o, \text{ причем везде суммирование по } k \text{ распространяется}$$

только на индексы спектральных отсчетов, принадлежащих o -му сигналу.

Указанные операции повторяются для каждого следующего съема информации. Вновь найденные пространственные корреляционные матрицы \tilde{S}_o сравниваются с предыдущими. Те из них, которые удовлетворяют критерию превышения функцией пространственной взаимной корреляции по индексу o заданного порога, усредняются. Усредняются также энергии, средневзвешенные частоты и полосы пространственно близких по корреляционному критерию сигналов. Те сигналы, для которых матрицы \tilde{S}_o не объединяются по указанному критерию ни с одной из найденных матриц на очередном по времени съеме данных, считаются прекратившими существование, и их пространственные корреляционные матрицы \tilde{S}_o подлежат пространственной обработке,

а время окончания сигнала фиксируется. Тем сигналам, матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_o$ которых не объединяются по указанному критерию ни с одной из ранее найденных матриц, присваивается статус новых сигналов и фиксируется время их начала.

На пространственную обработку, т.е. собственно пеленгование, направляются эрмитовские пространственные корреляционные матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_o$ тех сигналов, которые либо прекратили существование, либо существуют заданное (обычно N) число циклов съема информации с антенных элементов. Отметим, что ранг матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_o$ после процедур частотного и временного усреднения всегда больше N , т.е. матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_o$ перед процедурой пространственной обработки являются матрицами общего ранга. Как следствие, пространственная обработка может быть выполнена различными методами, как классического спектрального анализа, так и методами высокого спектрального разрешения с выделением сигнального или шумового подпространств.

Пространственная обработка корреляционных матриц $\tilde{\mathbf{S}}_o$ имеет целью оценки двухмерных угловых координат (пеленг и угол места) прихода луча от каждого обнаруженного ИРИ и выполняется на основе численного построения диаграммы направленности (ДН) антенной решетки. При этом для испытательного направления, заданного азимутальным углом α и углом места Δ вычисляется комплексный вектор

наведения $\mathbf{V} = \left\{ \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} r_n \cos \Delta \cos(\alpha_n - \alpha)\right) \right\}$, где $\lambda = c/\bar{F}$ – длина волны, c – скорость

света, \bar{F} – средневзвешенная частота сигнала (индекс сигнала опускаем, но подразумеваем), r_n , α_n – полярные координаты антенных элементов относительно опорной антенны. При классическом оценивании угловых координат ДН вычисляется на основе следующего соотношения Бартлетта

$$D(\alpha, z = \cos \Delta) = \left| \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{V} \right|^2 / \left| \mathbf{V} \right|^4 \sum_{i,k=0}^{N-1} \left| \tilde{S}_{ik} \right|^2 \quad (1)$$

Максимум функции (1) определяет углы прихода сигнала в азимутальной и угломестной плоскостях $D_{\max} = D(\alpha_{\max}, \Delta_{\max})$.

Производится оценка критерия достоверности полученного двухмерного пеленга. Для этого рассчитывается величина $\sigma = \arcsin \sqrt{1 - D_{\max}^2}$, и при условии $\sigma < \sigma_{\max}$, где σ_{\max} – пороговое значение, обычно принимаемое равным от 15° до 25° в зависимости от отношения сигнал/шум, значение пеленга считается достоверным. Величина σ имеет физический смысл углового среднеквадратичного отклонения измеренного АФР от теоретического для плоской монохроматической волны.

Как следствие, выделение доминирующего луча и подавление всех более слабых лучей выполнено на основе усреднения пространственной корреляционной матрицы $\tilde{\mathbf{S}}$ во временной и частотной областях. При этом процедура усреднения выполняется одновременно с процедурой обнаружения и локализацией источника по времени и частоте. Как показано в работе [9], влияние многолучевости на оценки $\tilde{\mathbf{S}}$ для

доминирующего луча становится четвертого порядка малости по отношению амплитуд парциальных лучей. Эффективность этого способа при временном усреднении тем выше, чем больше взаимные доплеровские смещения лучей относительно доминирующего δf_j . Выделение доминирующего луча эффективно, если выполнено неравенство $|T \delta f_j| >> 1$, где T – время осреднение \tilde{S} для обнаруженного ИРИ. Эффективность частотного усреднение по полосе сигнала ΔF определяется запаздываниями всех парциальных лучей $\Delta \tau_j$ относительно доминирующего. Выделение доминирующего луча эффективно, если выполнено условие $|\Delta F \Delta \tau_j| >> 1$. Заметим, что выполнение этих двух неравенств не независимо и связано с условиями распространения, складывающимися в данной гелио- и геофизической ситуации на радиотрассе в момент пеленгования. Тем не менее, при интерференции F и E мод или многоскаковых мод распространения одно из неравенств или оба одновременно выполняются. Как следствие, в наиболее неблагоприятной ситуации по многолучевости, когда в точку приема приходят два или несколько сопоставимых по амплитуде парциальных лучей, достигается эффективное выделение доминирующего луча.

В эксперименте для формирования пространственной корреляционной матрицы \tilde{S} , сигнал с антенны оцифровывался в полосе 10 кГц с вторичной частотой дискретизации 20 кГц, длина одной временной выборки комплексного сигнала была равной 1024 отсчета, количество усреднений матриц по времени было 16. Как следствие, матрица \tilde{S} формировалась за время равное 0.82 с.

3. ИСПОЛЬЗУЕМАЯ АППАРАТУРА И УСЛОВИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

В экспериментах использован многоканальный широкоапертурный комплекс измерения углов прихода КВ [5-7]. Антенная решетка с произвольной пространственной конфигурацией, занимающая площадь 100м x 100м, построена из 16 активных антенных элементов высотой 2.5 м, размещена в Ростове-на-Дону. Прием осуществлялся синхронно с помощью 16-и канального когерентного РПУ прямого усиления. Оцифровка сигналов выполнялась с помощью когерентного 16-и канального АЦП. Стабильность синтезатора частоты дискретизации многоканального АЦП обеспечена рубидиевым стандартом. Антенно-фидерный тракт пеленгатора- дальномера при перестройке на частоту принимаемого сигнала предварительно калибровался так, что максимальная фазовая неидентичность каналов не превышала 3°, а амплитудная – не превышала 2%. Частотно-временное обнаружение и локализация сигналов для пеленгования, выделение доминирующего луча при многолучевом приеме выполнялись по описанному выше алгоритму. Инструментальная среднеквадратичная погрешность измерения азимута – не более 0.3°.

Экспериментальные исследования проводились с 29 июля по 8 августа 2018 г. В качестве контролируемых ИРИ были использованы три специализированные передатчики, которые работали по согласованной программе на частотах 7433, 8333, 11000, 12333 кГц. Как следствие, исследования проведены на трех радиотрассах

большой протяженности: Норильск–Ростов-на-Дону (длина трассы – 3584 км, азимут – 29.6°), Иркутск–Ростов-на-Дону (длина трассы – 4516 км, азимут – 57.6°), Магадан–Ростов-на-Дону (длина трассы – 6581 км, азимут – 33.3°). Геометрия трасс показана на рис.1.

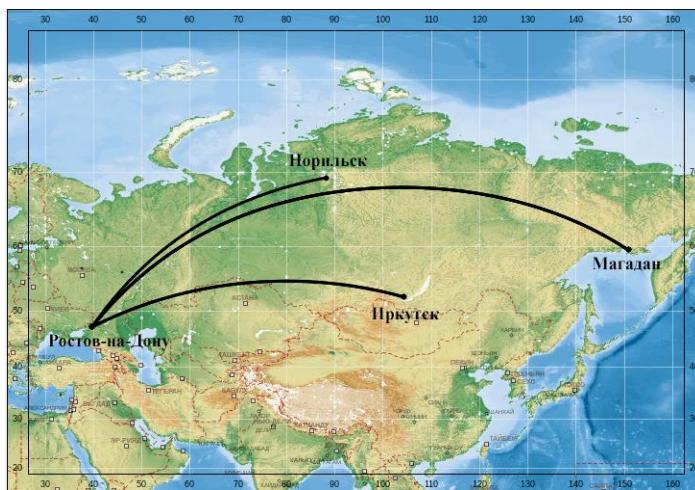


Рис. 1. Геометрия радиотрасс в эксперименте 29.07-08.08.2008.

Мощность передатчика в Иркутске – 2.5кВт, в Магадане и Норильске – 300–500 Вт. Все передатчики работали в импульсном режиме поочередно в течении 2 минут, период повторения излучения – 6 минут. Интервалы работы передатчиков на протяжении суток приведены в таблице 1. В промежутках импульсной работы передатчики переключались в режим излучения непрерывного ЛЧМ-сигнала в диапазоне частот 4000–30000 кГц. В ЛЧМ-режиме все передатчики работали круглосуточно. Это позволяло в режиме реального времени определять максимально наблюдаемую частоту и корректировать расписание работы передатчиков в импульсном режиме. Примеры ЛЧМ-ионограмм наклонного зондирования для 1 августа 2008 г для 15:50 UT показаны на рис.2.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ОДНОПОЗИЦИОННАЯ ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ ДО ИСТОЧНИКА

В процессе пеленгования в реальном времени для каждого выделенного доминирующего парциального луча решалась обратная задача оценки координат ИРИ. Для этого по модели IRI-2016 восстанавливалось непрерывное пространственное распределение электронной концентрации с шагом по времени 15 минут. Пространственная аппроксимация электронной концентрации выполнялась трехмерным кубическим сплайном.

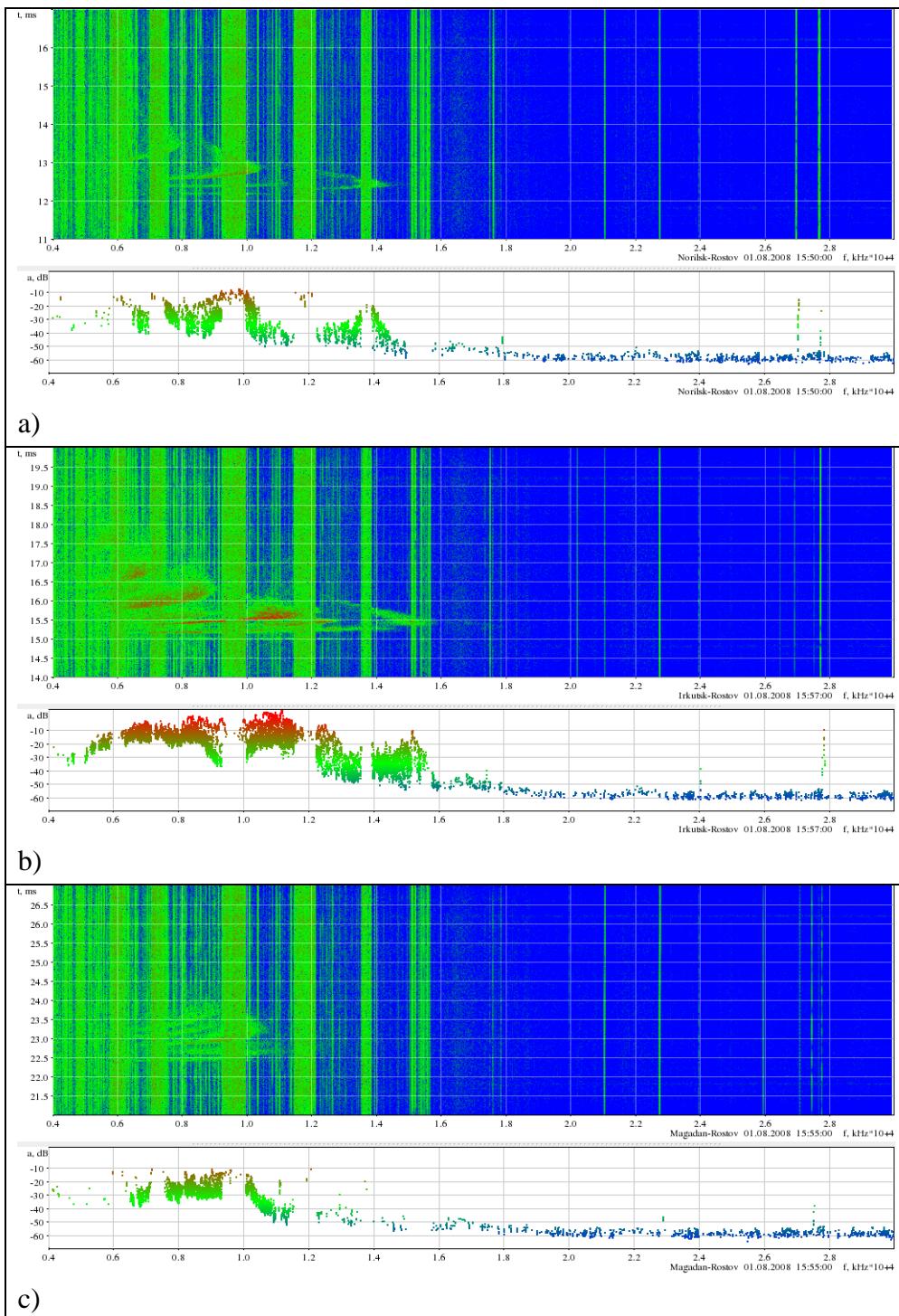


Рис. 2. Пример ионограмм наклонного зондирования для 01.08.2008 г.: а) Норильск–Ростов-на-Дону, 15:50 UT; б) Иркутск–Ростов-на-Дону, 15:57 UT; в) Магадан–Ростов-на-Дону, 15:55 UT.

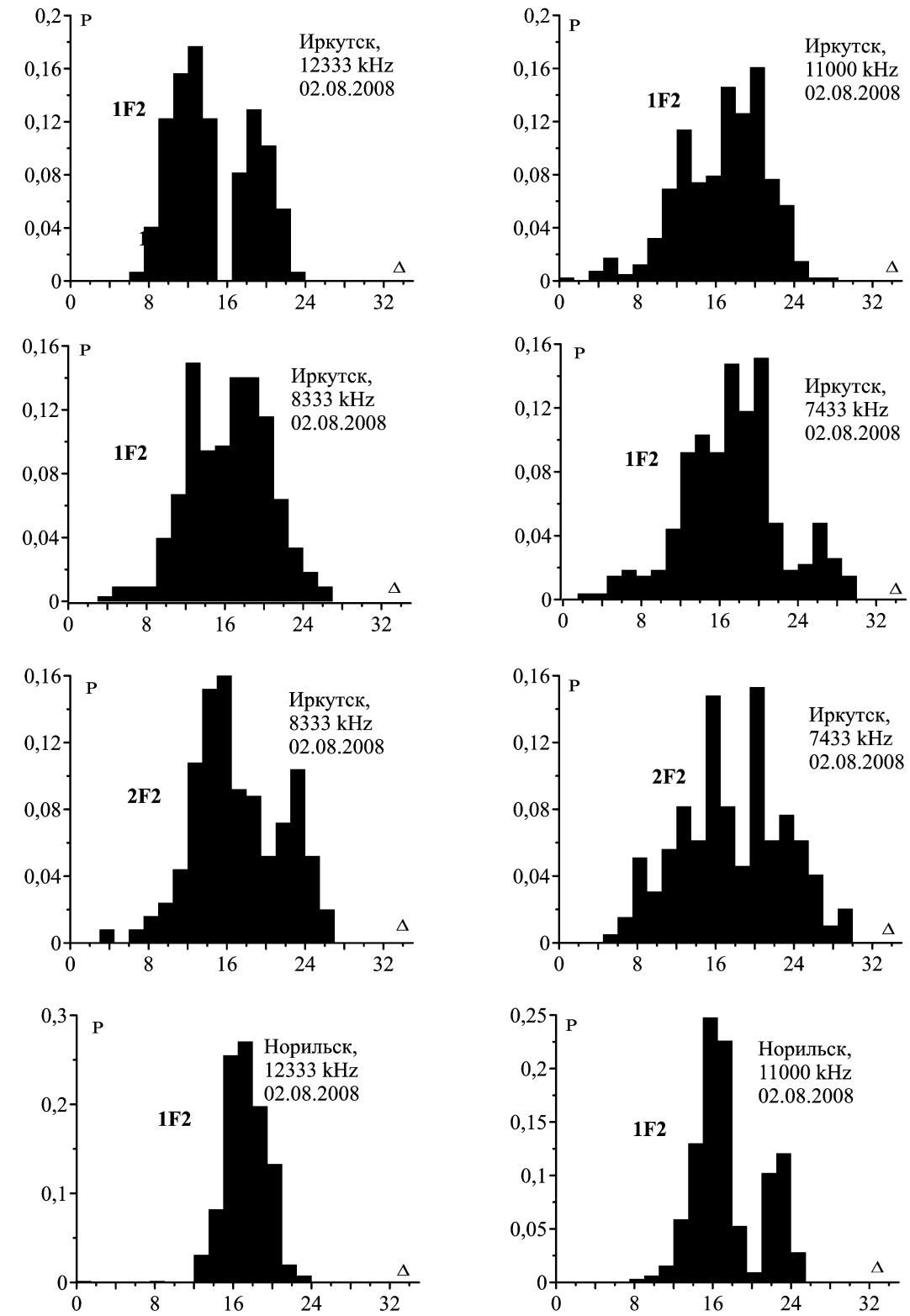


Рис. 3. Распределение углов места для 02.08.2008 г. на трассах Иркутск–Ростов-на-Дону и Норильск–Ростов-на-Дону.

При этом размер ячеек двухмерной пространственной сетки в окрестности исследуемых трасс на поверхности Земли составлял 250 км, а по высоте шаг не превышал 1 км.

Найденные углы прихода доминирующих мод распространения использовались для построения многоскаковой лучевой траектории на основе решения характеристических уравнений, записанных для магнитоактивной, трехмерно-неоднородной модельной ионосферы. Координаты точки пересечения соответствующего скачка лучевой траектории с поверхностью Земли (азимут трассы – α , расстояние до ИРИ – S) принимались за оценочное место расположения ИРИ. При этом расчет проводился для обыкновенной волны, а при отсутствии отражения траектории на каком-то скачке, расчеты повторялись для необыкновенной волны.

Измеренные углы места позволяли выполнить идентификацию различных мод распространения. Для этого по сеансам измерений строились гистограммы распределения углов прихода. Пример полученных гистограмм показан на рис.3.

На трассе Норильск–Ростов-на-Дону поле в зоне приема формировалось двумя модами: односкачковой 1F2 и двухскаковой 2F2. Причем на частотах 11000 и 12333 кГц сигнал принимался модой 1F2. На трассе Иркутск–Ростов-на-Дону поле в зоне приема на всех частотах формировалось в основном двумя модами: односкачковой 1F2 и двухскаковой 2F2. На трассе Магадан–Ростов-на-Дону пеленговался только сигнал, который распространялся двухскаковой модой 2F2.

Отметим, что два максимума на гистограммах рис.3 соответствуют нижнему и верхнему лучам каждой моды. Например, на трассе Иркутск–Ростов-на-Дону нижнему лучу на частоте 12333 кГц соответствует угол места $\sim 10^\circ$, а верхнему лучу – $\sim 17^\circ$. На трассе Норильск–Ростов-на-Дону на частоте 12333 кГц пеленговался сигнал, который распространялся нижним лучом моды 1F2, рис.3. А на частоте 11000 кГц – уже и нижним лучом моды 1F2, приходящим под углом места $\sim 16^\circ$, и верхним лучом, приходящим под углом $\sim 22^\circ$.

В дальнейшем по временным 2-х минутным сеансам импульсной работы передатчиков для различных частот находились: выборочное среднеквадратичное отклонение σ'_α оценочного азимута трассы α от истинного значения α_0 , относительное среднеквадратичное отклонение σ'_S/S_0 расстояния до ИРИ от истинного значения S_0 . После этого для каждой трассы, дня, частоты и временного интервала работы передатчиков выполнено усреднение выборочных среднеквадратичных отклонений:

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\frac{\sum_k \sigma'_{\alpha,k}^2}{K}}, \quad \sigma_S = \sqrt{\frac{\sum_k \sigma'_{S,k}^2}{K}}, \quad (2)$$

где K – количество парциальных 2-х минутных сеансов на каждом временном интервале работы на заданной частоте для отдельных дней измерений. Полученные результаты приведены в таблице 1.

Итоговые результаты для всех исследуемых трасс показаны в таблице 2. Здесь $\langle \alpha \rangle$ – средний азимут трассы, $\langle S \rangle$ – средняя дальность до ИРИ, которые получены усреднением всех выборочных 2-х минутных средних значений. Кроме того дополнительно приведено усредненное значение $\sigma_\alpha^{(1)}$ – среднеквадратичное отклонение

оценки азимута от выборочного среднего значения, которое получено усреднением по каждому парциальному 2-х минутному сеансу (2).

Таблица 1. Погрешности оценки координат источников излучения на различных частотах в разные дни измерений

Дата	Интервал усреднения в часах, UT	f , кГц	Норильск		Иркутск		Магадан	
			σ_α , град	σ_s , %	σ_α , град	σ_s , %	σ_α , град	σ_s , %
29.07.2008	16-21	7433	2,4	12,9	2,4	10,5	5,5	2,2
	16-21	8333	1,1	10,9	1,8	9,9	5,6	5,5
	7-16	11000	1,1	22,9	0,7	10,5	3,2	1,4
	7-16	12333	0,6	8,1	0,9	11,7	2,5	15,2
30.07.2008	16-21	7433	2,5	10,6	1,9	9,4	4,9	1,9
	16-21	8333	1,7	11,1	1,4	9,6	5,3	5,0
	10-16	11000	1,5	19,7	0,6	11	3,1	2,7
	10-16	12333	0,8	6,1	0,8	12,3	1,6	16,2
31.07.2000	21-4	7433	1,9	14,1	1,5	8	-	-
	16-20	7433	2,6	9,8	2,3	8,9	4,7	1,4
	21-4	8333	0,8	15	1,1	7,8	2,9	3,5
	16-20	8333	2,3	9,6	1,9	9,5	5,3	3,6
01.08.2008	4-16	11000	1,1	19,8	0,7	9	1,8	4,2
	4-16	12333	0,8	8,6	0,9	10,6	2,3	14,1
	21-4	7433	1,9	14,3	1,7	7,5	2,3	2,3
	21-4	8333	1,7	14,1	1,2	9,4	3,3	9,1
02.08.2008	4-16	11000	0,9	16,8	0,7	10,3	2,5	4,6
	4-16	12333	0,6	7,2	0,9	12,7	1,5	13,4
	16-20	7433	2,3	13,7	1,5	8,7	4,1	3,2
	16-20	8333	1,6	13,6	1,5	11,5	4	3,1
03.08.2008	4-16	11000	0,6	19,1	0,9	9,8	2,3	3,0
	4-16	12333	0,8	8,8	1	11,6	1,8	15,5
	21-4	7433	1,2	14,8	1,1	6,8	-	-
	16-20	7433	2,2	11,6	2,7	9,1	4,1	3,7
04.08.2008	21-4	8333	1,2	13	1,2	9	2,3	9,5
	16-20	8333	1,5	12,2	1,8	8,8	4,7	5,8
	4-16	11000	0,7	20,3	0,9	10,9	2,3	3,1
	4-16	12333	0,4	7,4	0,7	12,4	2	16,0
	21-4	7433	1,4	14,3	1,1	7,3	4,1	5,3
	16-20	7433	2,4	11,7	2,4	10,4	4	1,7
	21-4	8333	1,5	12,5	0,9	8,3	4,5	8,2
	16-20	8333	1,7	11,4	1,5	9,2	3,8	4,4

	4-16	11000	1,1	17,6	0,9	10,1	2,7	3,6
	4-16	12333	0,9	8,2	0,7	11,3	1,3	14,0
05.08.2008	21-4	7433	1,3	14	1,5	7,5	-	-
	16-20	7433	2,4	12	3,4	8,7	5,8	3,0
	21-4	8333	1,5	12,2	1,1	9,9	1,6	8,7
	16-20	8333	1,9	13,7	1,9	9,5	3,9	4,7
	4-16	11000	2,1	19,3	1,1	9,7	2,7	15,7
	4-16	12333	1,1	8,4	1	11,2	2	14,4
06.08.2008	21-4	7433	2,2	14,1	2,6	7,5	4	8,2
	21-4	8333	2,2	10,9	2	9,7	3,5	4,6
	4-11	11000	0,8	15,9	1,2	9,7	2,1	5,8
	4-11	12333	0,9	7,2	1,1	10,8	1,2	15,8
07.08.2008	8-16	11000	1,1	19,2	1,3	9,6	2,9	3,2
	8-16	12333	1,3	9,8	0,7	11,2	2,4	8,3
08.08.2008	4-8	11000	0,1	11,4	1,2	10,1	1,4	9,1
	4-8	12333	0,7	7,5	1	13,7	2,1	15,1
Итого			1,5	12,9	1,4	9,8	3,2	7,2

Таблица 2. Усредненные результаты по всем сеансам пеленгования на трассах Норильск–Ростов-на-Дону, Иркутск –Ростов-на-Дону, Магадан–Ростов-на-Дону

Трасса	Период измерений	Число сеансов	α_0 , град	$\langle \alpha \rangle$, град	$\sigma_{\alpha}^{(1)}$, град	σ_{α} , град	S_0 , км	$\langle S \rangle$, км	σ_s , %
Норильск –Ростов	29.07-08.08.2008	373	29,6	29,2	1,5	1,5	3584	3819	12,8
Иркутск-Ростов	29.07-08.08.2008	360	57,6	57,2	1,4	1,4	4516	4513	9,8
Магадан-Ростов	29.07-08.08.2008	313	33,3	32,3	2,1	3,2	6581	6241	7,2

Из таблиц видно, что относительная погрешность однопозиционной оценки дальности на основе прогностической модели ионосферы IRI-2016, усредненная по частоте, дальности и направлению трассы, составляет $\sim 10,2\%$. Средняя относительная погрешность оценки дальности до ИРИ уменьшается с увеличением протяженности трассы. Это обстоятельство можно объяснить следующим образом. Дело в том, что вариации углов прихода в вертикальной и горизонтальной плоскостях физически, в основном, связаны с движением в ионосфере перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ), пространственный масштаб которых составляет 100-200 км. В результате, чем длиннее трасса, тем лучше сглаживаются флюктуации, обусловленные среднемасштабной неоднородностью ионосферы под действием ПИВ.

Вторым фактором, который приводит к ошибкам оценки азимута трассы и ее протяженности является отношение сигнал/шум на приемной стороне. Как указано

выше, максимальную мощность имел передатчик Иркутск – 2.5 кВт. В результате отношение сигнал/шум на трассе Иркутск–Ростов-на-Дону на разных частотах в полосе, согласованной с сигналом варьировался в пределах 20-35 дБ; на трассе Норильск–Ростов-на-Дону это отношение изменялось в пределах 6-12 дБ, а на трассе Магадан–Ростов-на-Дону – 5-8 дБ. Этим обстоятельством объясняются отдельные выбросы в средних погрешностях относительной дальности до ИРИ на трассе Магадан–Ростов-на-Дону до 15-16%, а в выборочных сеансах до - 23%. С низким отношением сигнал/шум на трассе Магадан–Ростов-на-Дону, которое опускалось вплоть до практического порога чувствительности аппаратуры, связано значительное возрастание погрешности оценки азимута ИРИ до $3,2^\circ$. В то же время на трассе Иркутск–Ростов-на-Дону σ_α составляет $\sim 1,4^\circ$. При этом отметим что выборочные значения σ'_α на всех трассах могут превышать 3° , значения σ'_s / S_0 достигают 20-22%.

Тем не менее средняя относительная погрешность оценки дальности с использованием метода характеристик и прогностической модели IRI-2016 на всех трассах составляет около 10%. Погрешность оценки азимута трассы в аналогичных условиях составляет на длинных трассах $1,5^\circ$, если отношение сигнал/шум не спускается ниже 10 дБ. Этот результат хорошо согласуется с более ранними результатами [5-7] на различных трассах протяженностью около 1000 км, где аналогичная погрешность не превышала 13%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе однопозиционной оценки дальности до ИРИ на трех среднеширотных трассах большой протяженности различной ориентации в условиях выделения доминирующего луча распространения показано, что девиации углов места парциальных лучей достигают в азимутальной плоскости 3 градусов, а в угломестной – значений до 8 градусов. Столь существенные изменения углов прихода связаны с присутствием в ионосфере перемещающихся ионосферных возмущений.

По результатам непрерывных круглосуточных измерений в течение 11 дней июля-августа 2008 г. на трех трассах протяженностью от 3500 до 6500 км в условиях выделения одно- и двухскаковых парциальных мод распространения установлено, что типичной относительной погрешностью определения дальности до ИРИ с использованием прогностической модели ионосферы IRI-2016 является величина 10-12%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gething P. J. D. Radio direction finding and superresolution. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. -365p.
2. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. –М.: Радио и связь, 2003. -200 с.
3. Вертугров Г. Г., Кондаков Е. В. Ошибки решения обратной задачи одноточечного местоопределения, обусловленные погрешностями прогнозирования состояния ионосферы// Геомагнетизм и аэрономия, 2003, Т.43, №6. - С.799-803.

4. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. -Pp.309-310.
5. Вертоградов Г. Г., Урядов В. П., Чайка Е. Г., Валов В. А., Выборнов Ф. И., Першин А. В., Стародубровский А. С. Однопозиционное определение местоположения источников радиоизлучения в декаметровом диапазоне с помощью широкоапertureного пеленгатора- дальномера и ЛЧМ-ионозонда-радиопеленгатора//Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2017, Т. 60, № 12. - С.1072-1092.
6. Вертоградов Г. Г., Чайка Е. Г. Оценка точности однопозиционного местоопределения на среднеширотных трассах при различных способах задания ионосферной обстановки// Радиотехника, 2016, № 11. - С.217-224.
7. Вертоградов Г.Г., Чайка Е.Г. Решение задачи однопозиционного местоопределения источников КВ излучения с использованием адаптивных моделей ионосферы// Известия вузов. Физика. Т.59, №12/2. 2016. - С.82-87.
8. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., Lee-Anne McKinnell, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim. 2014, Vol.4, №A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004. - Pp.1-12.
9. Вертоградов Г.Г., Кондаков Е.В. Уменьшение влияния многолучевости на точность определения углов прихода интерферометрическим методом // Радиотехника. 2003, №1. – С.86-90.

REFERENCES

1. Gething, P. J. D. Radio direction finding and superresolution. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. - 365 p.
2. Ratynsky, M. V. Adaptation and superresolution in adaptive antenna arrays. - M.: Radio i svyaz, 2003. - 200 p.
3. Vertogradov, G. G., Kondakov, E. V. (2003). Errors in solving the inverse problem of single-point positioning caused by errors in predicting the state of the ionosphere// Geomagnetism and Aeronomy, 2003, Vol. 43, No. 6. - Pp. 746-750.
4. Lay, K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. - Pp.309-310.
5. Vertogradov, G.G., Chaika, E.G., Uryadov, V.P., Vybornov, F.I., Pershin, A.V., Valov, V.A., Starodubrovsky, A.S. Single-station location of radio emission sources in the decameter wavelength range using a wide-aperture direction finder and a chirp ionosonde–radio direction finder //Radiophysics and Quantum Electronics, 2018, Vol. 60, No. 12. - Pp. 960-977.
6. Vertogradov, G.G., Chaika, E.G., Evaluating the accuracy of single-station location for mid-latitude paths at various ways of setting the ionospheric parameters // Radiotekhnika, 2016, No. 11. –Pp. 217-224.
7. Vertogradov, G.G., Chaika, E.G., Solving the problem of single-position positioning of HF radiation sources using adaptive ionosphere models// Izvestiya vuzov. Fizika, 2016, Vol. 59, No. 12/2. - Pp. 82-87.
8. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., Lee-Anne McKinnell, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim, 2014, Vol. 4, No. A07. - Pp.1-12.
9. Vertogradov, G.G., Kondakov, E.V. Reducing the influence of multipath on the accuracy of determining the angles of arrival by the interferometric method // Radiotekhnika, 2003, No. 1. - Pp. 86-90.

УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКИ

А. В. Иванов¹, В. И. Николаев², Ю. Г. Пастернак³⁴²¹, В. А. Пендюрин⁴

¹ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

³ Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

⁴АО НПП "Автоматизированные системы связи", Воронеж, Россия

Аннотация. Представлен способ снижения массогабаритных показателей подземной антенны на основе патч-структурь за счет использования метаматериальной подложки. Приведены результаты лабораторных и полевых испытаний.

Ключевые слова: подземная антenna, патч-антенна, метаматериальная подложка, прямоугольный резонатор, диаграмма направленности, коэффициент усиления, коэффициент стоячей волны.

REDUCING THE OVERALL DIMENSIONS OF THE UNDERGROUND ANTENNA BY USING A METAMATERIAL SUBSTRATE

A. V. Ivanov¹, V. I. Nikolaev², Yu. G. Pasternak³⁴²¹, V. A. Pendyurin⁴

¹Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

³Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

⁴JSC «Scientific and Production Enterprise», Voronezh, Russia

Abstract. A method for reducing the mass and size parameters of an underground antenna based on a patch structure by using a metamaterial substrate is presented. The results of laboratory and field tests are presented.

Keywords: underground antenna, patch antenna, metamaterial substrate, rectangular resonator, radiation pattern, gain, standing wave ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

Поиск новых технических решений при разработке технологичных электрически малых антенн (ЭМА), характеризующихся уменьшенными габаритными размерами, себестоимостью и повышенной механической прочностью, использование которых позволит повысить надежность функционирования приемных центров радиосвязи декаметровых (ДКМВ), метровых (МВ) волн, за счет скрытого подземного размещения антенн, является актуальной научно-технической задачей.

Цель работы – разработать действующую модель подземной антенны диапазона МВ на основе патч-антенны с использованием метаматериальной (ММ) подложки для уменьшения массогабаритных параметров, повышения технологичности изготовления и повышения прочности конструкции.

Базовые подходы модернизации заглубляемых антенн.

Базовые подходы по описанию и функционированию подземных антенн были рассмотрены достаточно давно в монографиях Г.А. Лаврова, А.С. Князева [1] и Р. Кинга, Г. Смита [2], ставших классическими.

Так же, этапы анализа и моделирования конкретных образцов подземных антенн в достаточной степени освещены в трудах, Ю.И. Кольчугина, Р. Хансена, В.П. Чернолеса, А.Л. Бузова [3-6].

В работах [5, 6] затрагиваются вопросы по разработке антенных устройств защищенных радиокомплексов ДКМВ-радиосвязи (в том числе и подземного базирования).

В диссертации [7] предлагается подземная антенная конструкция с экспериментальными характеристиками: длина волны 30 м, длина металлических плеч симметричных вибраторов четверть длины волны, глубина залегания верхнего яруса 1 м, расстояние между ярусами $\Delta h = 0,75$ м, расчеты проводились для диапазона частот 3-12 МГц.

Патенты, отражающие практическую реализацию конструкторских решений подземных антенн КВ и УКВ диапазонов, предлагают следующие варианты:

1. Подземная фазированная антенная решетка [8]. Антенна занимает площадь 12×12 м.

2. Подземная фазированная антенная решетка [9], содержащая группу плоских элементов, установленных компланарно в пределах полупроводящей среды или на ее поверхности, в которой каждый плоский элемент содержит пару излучателей в форме равностороннего треугольника, предназначенная для работы в частотном диапазоне, начиная с минимальной частоты – 2 МГц, т. е. $\lambda_{\max}=150$ м, $\lambda_{\text{ср}}=28$ м. Площадка для монтажа данного антенного устройства может составлять приблизительно 28×10 м. Данное конструкторское решение технологически сложное в исполнении, требует качественной настройки и регулировки, тщательного подбора соединительных коаксиальных соединительных линий, авторы утверждают, что результаты измерения качества согласования (коэффициента бегущей волны КБВ) подтверждают возможность обеспечения во всем рабочем диапазоне $\text{КБВ} \geq 0,4$.

3. Подземная антенна [10] имеет следующие характеристики: рабочий диапазон частот 4-28 МГц, длина металлических плеч симметричных вибраторов четверть длины волны, размеры экранированного бункера длина, ширина 5,5 м, высота $H = 5$ м, вибраторные ярусы разнесены по высоте до $0,6H$

4. Подземная антенна [11], антенна КВ диапазона, содержащая плоский элемент, состоящий из двух ортогональных пар плоских излучателей длиной $l \geq 0,2\lambda_{\max}/\sqrt{\epsilon_r}$, размещенных в форме окружности диаметром $D_{\text{ПЭ}} \geq 2l \approx 0,2\lambda_{\max}$ над подстилающей решёткой, выступающей в роли экрана. Экспериментальный образец имеет размеры: длина 3 м, высота 0,5 м, коэффициент усиления (КУ) изменяется в пределах от минус 6 до 0 дБ в диапазоне 2-30 МГц.

5. Подземная ультракоротковолновая антенная решетка [12] обеспечивает работу в диапазоне частот 30-60 МГц с коэффициентом усиления (КУ) от минус 5 до минус 40 дБ. Геометрические размеры: по высоте 4-х ярусов 4 м, при длине излучателей 6 м.

Все вышеперечисленные антенны имеют сложную конструкцию, требуют сравнительно больших площадей размещения и величин заглубления, высокой точности исполнения антенных элементов и соединительных конструкций. Конечная сборка таких антенн должна производиться в полевых условиях (в местах размещения и последующей эксплуатации), что влечёт за собой дополнительные сложности.

Предлагается в качестве заглубляемой антенны диапазона МВ компактная, высокотехнологичная конструкция типа патч-антенны (ПА) с метаматериальной подложкой (ММП). Общий вид антенны представлен на рисунке 1. Выбором такого типа и параметров антенного устройства достигалась основная цель – обеспечить минимальный размер антенного устройства, возможность исполнения в полном технологическом цикле сборку готового изделия в условиях помещения (заводские условия). Было понимание, что данная конструкция является для диапазона МВ электрически малой антенной (ЭМА) исходя из условия $ka < 1$, где $k = 2\pi / \lambda$, a – максимальный радиус сферы, описывающей антенну ($a \geq \lambda / 8$) [13]. Поэтому данный тип антенн имеет высокую добротность – следовательно, является узкополосным. Причем, проектируемая антенна будет относиться к классу патч-(полосовых) антенн, конструкции которых применяют, как правило, в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ). Принципы конструктивных подходов в проектировании данных типов антенн и расчета электродинамических параметров подробно изложены в работах [14-16]. Как пример – близкие по конструкции антенны СВЧ представлены в патентах [17, 18].

Постановка задачи – спроектировать антенну с частотой настройки 50 МГц и не превысить горизонтального размера антенны 2×2 м (в целях удобства транспортировки в готовом исполнении).

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫ

Расчет геометрических параметров антенны основан на аналитических выражениях взаимосвязи размеров ПА и рабочей частоты, рассмотренных в [13, 14, 15].

Согласно [14-16, 19], частота настройки патч-антенны определяется выражением:

$$f_{nA} = \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_1}}, \quad (1)$$

где c скорость света, b сторона квадратного патча, ϵ_1 диэлектрическая проницаемость материала подложки.

Из соотношения (1) вытекает $b = \frac{c}{2f_{nA}\sqrt{\epsilon_1}}$, что составляет 3 м без учета материала

подложки. Применение в качестве диэлектрического материала вспененного пенополистирола с $\epsilon_1 \approx 1,7$ (выбор данного материала определяется его дешевизной и технологичностью обработки) расчетное значение b уменьшается в $n = \sqrt{\epsilon_1}$ раз, где n коэффициент преломления. Сторона квадратного патча составит $b = 2,301$ м.

Согласно подходам, изложенным в работах [4, 6, 20], дальнейшие попытки уменьшения габаритных размеров антенны могут быть реализованы за счет увеличения коэффициента преломления введением в структуру конструкции метаматериальной

подложки. В процессе структурного синтеза в качестве метаматериальной подложки (ММП) подобраны квадратные резонаторы с диэлектриком из того же пенополистирола. Метаматериальная подложка реализована в структуре из 4 резонаторов, каждый из которых представляет собой «грибок» с плоской шляпкой квадратной формы, центр которой закорочен на подстилающую поверхность антенны медной проволокой диаметром 1 мм. Частота собственного резонанса «грибков» (метаматериальной подложки), определённая по формуле $f_{MMI} = \frac{c}{2b_1\sqrt{\epsilon_i}}$, где $b_1 = \frac{\lambda}{4}$ сторона метаматериальной подстилающей поверхности, составляет 76,7 МГц, что относительно близко к резонансной частоте патч-антенны.

Следует отметить, что размеры полоска патч-антенны с воздушным заполнением, настроенной на частоту 50 МГц (длина волны в воздухе – 6 метров), составляют около 3 м на 3 м.

Использование метаматериальной структуры, расположенной между полоском и подстилающей поверхностью, позволило уменьшить величину стороны полоска до $\lambda/6$ м, что дает возможность уменьшить габаритные размеры антенного устройства, удешевить его конструкцию и повысить прочность конструкции. Эффективный коэффициент преломления метаматериальной структуры составил около 3, что соответствует применению подложки с диэлектрической проницаемостью 9.

Уменьшение размеров антенного устройства, в соответствии с критерием Харрингтона-Чу ведет к увеличению потерь и сужению полосы рабочих частот, однако приоритет был отдан уменьшению габаритных размеров антенны.

Внешний вид патч-антенны, габаритные размеры модели (в относительных единицах длины волны) с обозначением точки запитки от коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом (Π – короткозамыкающая медная перемычка диаметром 1 мм), представлены на рисунке 1.

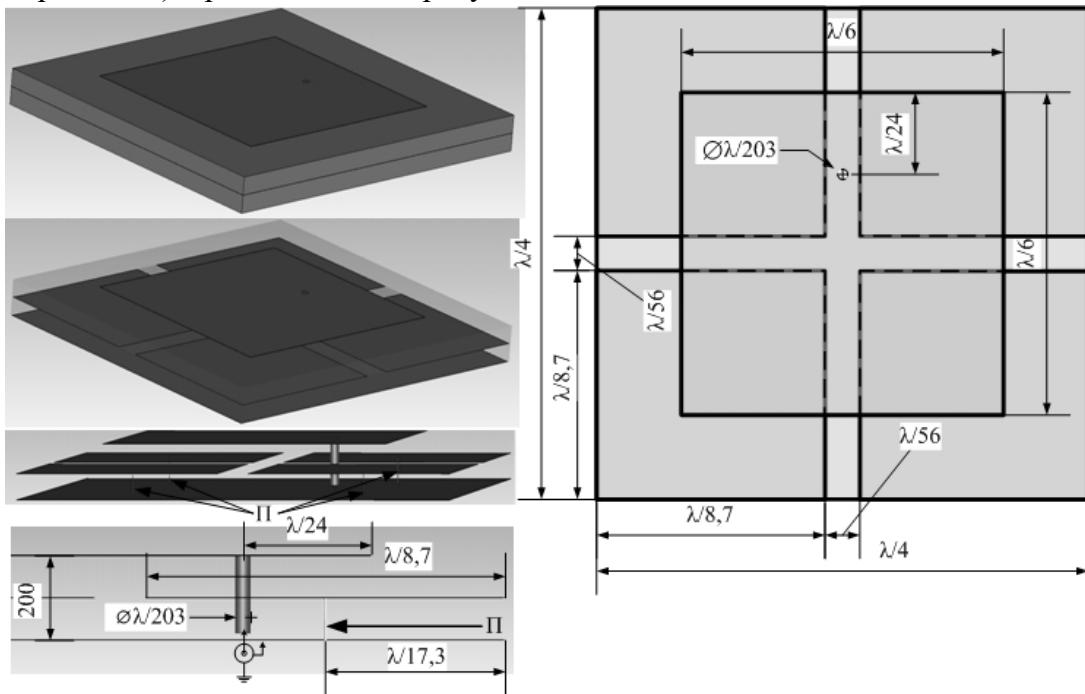


Рис. 1. Внешний вид патч-антенны, габаритные размеры элементов патч-антенны

Численный эксперимент модели патч-антенны с метаматериальной подложкой позволил получить следующие результаты:

- номограмма Вольперта-Смита антенны, представленная на рисунке 2, подтвердила возможность обеспечения хорошего согласования с нагрузкой 50 Ом на выбранной рабочей частоте,
- расчётная диаграмма направленности (рисунок 3) в объеме при бесконечно проводящей и бесконечно протяженной подстилающей поверхности позволяет ожидать от действующего образца антенны усиления порядка 6 дБ и ширины диаграммы направленности не менее 90 градусов.

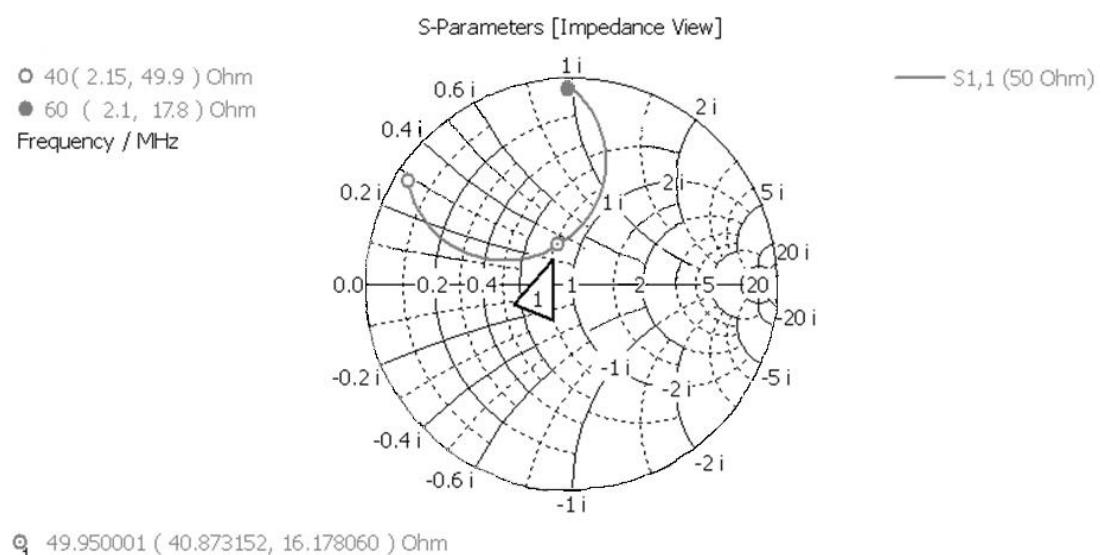


Рис. 2. Номограмма Вольперта-Смита антенны

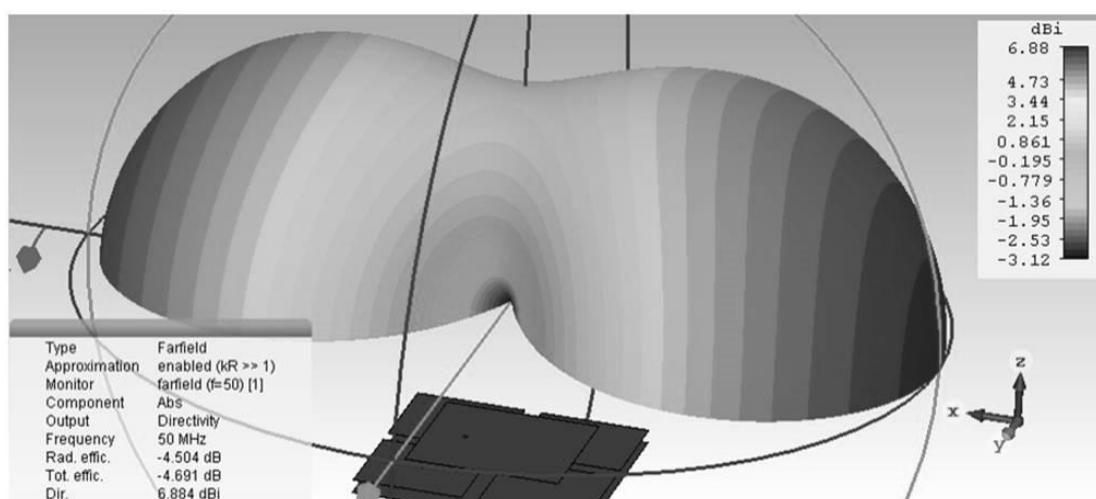


Рис. 3. Диаграмма направленности в объеме при бесконечно проводящей и бесконечно протяженной подстилающей поверхности

3. НАТУРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Для исполнения действующего макета (рисунок 4 а), с целью его удешевления, были использованы: стандартные листы вспененного пенополистирола (XPS) толщиной 100 мм, тонкие листы оцинкованной стали. Необходимо учесть, что суммарные потери в антенне из меди могут составить в пределах 2 дБ, а суммарные потери в антенне из оцинкованной стали в пределах 4.6 дБ. То есть, существует резервный запас для повышения коэффициента усиления на 2,6 дБ при использовании медной фольги для изготовления проводников антенны. На этапе предварительных испытаний в условиях лаборатории для измерения входного сопротивления антенны использовалась дополнительная подстилающая поверхность в виде стальной сетки размерами 3 м на 3 м. Макет и результат измерений представлены на рисунке 4 (резонансные частоты патч-антенны – 37 МГц и 47 МГц).

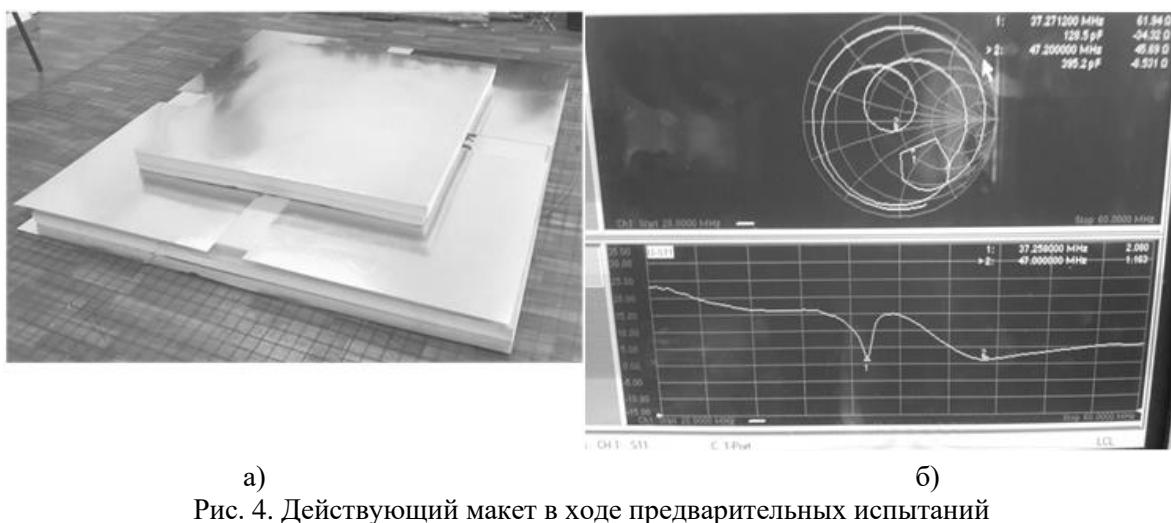


Рис. 4. Действующий макет в ходе предварительных испытаний

4. ВЫВОДЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЛАБОРАТОРНЫХ ИСПЫТАНИЙ:

Использование метаматериальной структуры в виде четырёх «грибков» позволяет уменьшить линейные размеры антенны более чем в 3 раза. При этом в качестве материала заполнения антенны используется пенополистирол, а не дорогой диэлектрик с диэлектрической проницаемостью около 9, очевидна простота и технологичность конструкции, дешевизна материалов, в полевых (реальных условиях эксплуатации) для защиты антенны от влаги предлагается использовать обтекатель из стеклотекстолита.

5. ПОЛЕВЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПАТЧ-АНТЕННЫ С МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКОЙ.

Для проверки основных характеристик действующего макета патч-антенны с метаматериальной подложкой были проведены сравнительные испытания с антенной типа «четвертьволновый штырь» (которая будет выступать в роли эталоном) в полевых условиях. Действующий макет патч-антенны с метаматериальной подложкой перед проведением испытаний был оклеен полиэтиленовой пленкой (рисунок 5).



Рис. 5. Макет антенны подготовлен к проведению испытаний

Грунт в районе испытаний – чернозем на глубину 0,55-0,70 м, а далее (в глубину) – глина. Грунт влажный.

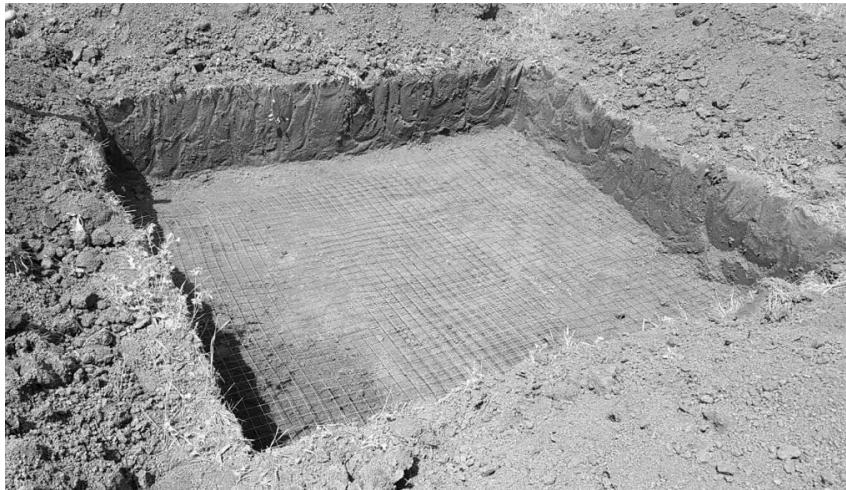


Рис. 6. Яма для проведения испытаний. Глубина ямы 0,5 м, на дне ямы металлическая сетка.

Испытания проводились на основе метода эталонной антенны. В качестве эталона выбрана антenna типа «четвертьвольновый штырь». Генератор синусоидального сигнала (мощностью 15 дБм) с антенной типа штырь, поднятой на высоту 2 м, вынесен на расстояние 70 м от испытуемой и эталонной антенн.

Проводилось измерение S параметров на выходе каждой антенны.

Испытуемая антenna находилась поочередно в одном из следующих состояний (и в каждом состоянии проводилось измерение параметров):

- антenna располагалась на земной поверхности;
- антenna располагалась в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами 2,5×2,5 м, на дне ямы металлическая сетка;
- антenna располагалась в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами 2,5×2,5 м, сверху антenna засыпана грунтом вровень с земной поверхностью, высота грунта на антenne 0,3 м;
- антenna располагалась в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами 2,5×2,5 м, сверху яма с антенной засыпана грунтом с горкой высотой 0,2 м от земной поверхности, высота грунта на антenne 0,5 м;

- антenna располагалась в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами 2,5×2,5 м, сверху антenna засыпана грунтом с горкой высотой 0,2 м от земной поверхности, высота грунта на антенне 0,5 м, грунт равномерно полит водой – 40 литров воды на площадь 2,5×2,5 м.

На рисунке 7 приведена фотография экрана дисплея векторного анализатора в режиме измерения КСВ (нижний правый угол) при испытаниях действующего макета патч-антенны с метаматериальной подложкой размещенного в грунте.

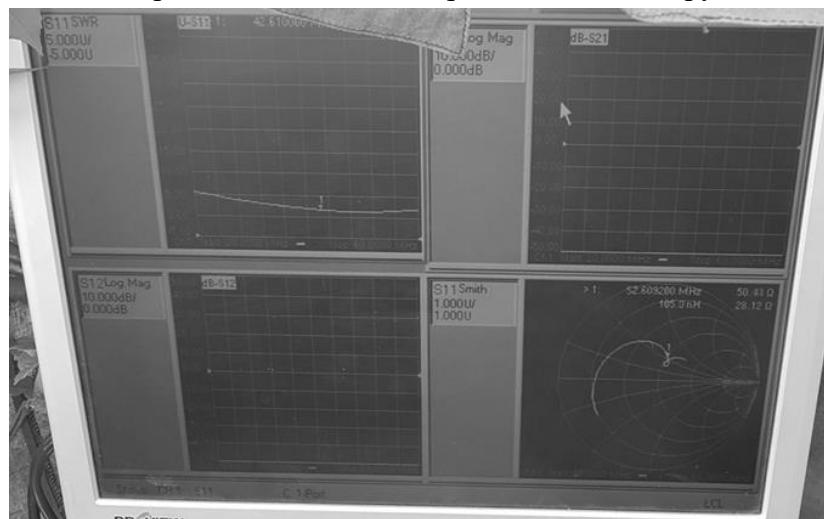


Рис. 7. Измерение КСВ (нижний правый угол)

Как видно из результатов измерений волновое сопротивление на частоте 52,6 МГц составляет 50,41 Ома.

Результаты измерений электродинамических параметров в полевых условиях сведены в таблицу 1

Таблица 1. Результаты измерений параметров антенн

Частота, МГц	Четверть волновый штырь	Патч с метаматериальной подложкой (патч квадратный)		Разница между S21 _{чвш} и S21 _{па}
KCB	S21 _{чвш} , dBm	KCB	S21 _{па} , dBm	dB
50	1,21	антенна на поверхности земли		
		1,71	-56,5	+0,7
		в открытой яме 2,5×2,5 м глубиной 0,5 м		
		1,75	-61,5	-4,3
		яма засыпана до верхнего слоя почвы		
		2,5	-67,0	-9,8
		яма засыпана ровным слоем с гребнем выше уровня земли на 0,2 м		
		2,2	-65,1	-7,9
		яма засыпана ровным слоем с гребнем выше уровня земли на 0,2 м, дополнительно полита водой 40 л. на площадь 2,5×2,5 м равномерно.		
		2,18	-66,2	-9,0

6. ВЫВОДЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПОЛЕВЫХ ИСПЫТАНИЙ ПАТЧ-АНТЕННЫ С МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКОЙ:

При размещении патч-антенны с метаматериальной подложкой на поверхности земли коэффициент усиления её на 0,7 дБ больше чем у четвертьволнового штыря.

При размещении патч-антенны с метаматериальной подложкой в яме коэффициент усиления её на 4,3 дБ меньше чем у четвертьволнового штыря.

При размещении патч-антенны с метаматериальной подложкой в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами $2,5 \times 2,5$ м, сверху яма засыпана грунтом вровень с земной поверхностью, высота грунта 0,3 м коэффициент усиления её снижается на 9,8 дБ по сравнению с четвертьволновым штырём.

При размещении антенн в вырытой яме глубиной 0,5 м и размерами $2,5 \times 2,5$ м, сверху яма с антенной засыпана грунтом с горкой высотой 0,2 м от земной поверхности, высота грунта на антenne 0,5 м, макет патч-антенны с метаматериальной подложкой имеет коэффициент усиления на 7,9 дБ меньше чем четвертьволновый штырь.

При размещении антены в условиях предыдущего пункта и грунт равномерно полит водой 40 литров воды на площадь $2,5 \times 2,5$ м, патч-антенна с метаматериальной подложкой имеет коэффициент усиления на 9,0 дБ меньше чем четвертьволновый штырь.

По предварительным результатам электродинамического моделирования выявлено, что конструктивно повысить коэффициент усиления патч-антенны с метаматериальной подложкой на 2,6 дБ возможно за счет применения медных листов.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе показана возможность реализации подземной антены на основе патч-структуры с метаматериальной подложкой. Применение метаматериальной подложки позволило снизить габаритно-массовые показатели разработанной антены по сравнению с аналогами и подобными антенными конструкциями с воздушными изоляторами. Результаты численного моделирования и полевых испытаний позволили убедиться в адекватности и работоспособности данного типа антенн в диапазоне метровых волн. Перспективным направлением дальнейших исследований можно считать поиск технических решений по расширению полосы рабочего диапазона частот для широкого применения данного типа антенн в промышленных образцах коротковолновых и ультракоротковолновых радиостанций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Л. Лавров, А. С. Князев «Приземные и подземные антенны. Теория и практика антенн, размещенных вблизи поверхности земли» - М.: «СОВЕТСКОЕ РАДИО», 1985, 453 с.
2. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах [Текст]: в 2-х книгах / пер. с англ. под ред. д-ра техн. наук В. Б. Штейншлейгера. – Москва: Мир, 1984. [Кн.] 1. – 1984. – 416 с.: ил. С. 240-255, 408-413.
3. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Математическая модель двухэлементной микрополосковой излучающей структуры с подложкой из кирального метаматериала. Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 4. С. 414-420.

4. Бузов А.Л. Современные тенденции развития антенной техники ДКМВ радиосвязи // Антennы. 2007. № 10 (125). С. 44-50.
5. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Копылов Д.А., Нещерет А.М. Математическая модель двухэлементной микрополосковой излучающей структуры с подложкой из кирального метаматериала Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 4. С. 380-387.
6. Бузов А.Л., Нещерет А.М. Перспективы использования метаматериалов в подземных КВ-антеннах Сборник: II Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2017. Физика и технические приложения волновых процессов ФиТПВП-2017. Материалы XV Международной научно-технической конференции. Под редакцией О.И. Антипова. 2017. С. 62-64.
7. Пестовский И. Н. Разработка путей создания подземных антенных систем для ДКМВ радиосвязи: диссертация ... кандидата технических наук: 05.12.07/ Пестовский Игорь Николаевич; [Место защиты: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики].- Самара, 2016.- 195 с.
8. Быков В.Г. Подземная фазированная антенна решетка: пат. RU 2170997: МПК H01Q 21/06 № 2000109222/09; заявл. 12.04.00; опубл. 20.07.01.
9. Фитенко Н.Г., Чернолес В.П. Подземная фазированная антенна решетка: пат. RU 2185697 Рос. Федерация: МПК H01Q 21/00 № 2001102627/09; заявл. 29.01.01; опубл. 20.07.02.
10. Артамошин А.Д., Бусыгин Д.В., Галлеев К.Я., Гапонов Б.Ф., Курышев А.А., Пестовский И.Н., Чернолес В.П., Ятульчик О.В. Подземная антenna: пат. RU 2262164 C1: МПК H01Q 1/04/ № 2004126396/09; заявл. 30.08.04; опубл. 10.10.2005, Бюл. № 28.
11. Проценко М.С., Риконен Д.Ю., Чернолес В.П. Подземная антenna: пат. RU 2472263 C2: МПК H01Q 21/00/ № 2011112633/07; заявл. 01.04.11; опубл. 10.10.12, Бюл. № 28.
12. Артамошин А.Д., Галлеев К.Я., Гапонов Б.Ф., Курышев А.А., Пестовский И.Н., Чернолес В.П. Подземная ультракоротковолновая антенна решетка: пат. RU 2400884 C1 Рос. Федерация: МПК H01Q 21/00 (2006.01), № 2009133761/07; заяв. 08.09.2009; опубл. 27.09.2010, Бюл. № 27.
13. Слюсар В. 60 лет теории электрических малых антенн. Некоторые итоги. Электроника: Наука, технология, бизнес. 2008. № 17. С. 10-19.
14. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986. – 144 с., ил.
15. Chen Zh., Chia M. Broadband planar antennas: Design and Applications. John Wiley and Sons, 2006.
16. A. Balanis. Antenna theory analysis and design fourth edition Constantine Cover Image: Courtesy NASA/JPL-Caltech Copyright © 2016 by John Wiley & Sons, Inc.
17. Банков С. Е., Давыдов А. Г. Печатная антenna: пат. RU 2400880: МПК H01Q9/00 патентообладатели № 2009139419/07; заявл. 27.10.09; опубл. 27.09.10, Бюл. № 27.
18. Банков С. Е., Давыдов А. Г. Печатная антenna: пат. RU 2400877: МПК H01Q9/00 № 2009137624/07; заявл. 12.10.09; опубл. 27.09.10, Бюл. № 27.
19. Electronics and Communication Engineering By. Kirti Sai Shukla (Roll №: 111EC0262). Under the supervision of Prof. S. K. Behera. Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela 2015. Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela-769008. Certificate.
20. Masoud Ahmadi. Low-profile microstrip end-fire antennas based on metamaterial substrates. A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of applied science. The college of graduate studies (Electrical Engineering) The university of British Columbia (Okanagan) January, 2018.

REFERENCES

1. G. L. Lavrov, A. S. Knyazev " Surface and underground antennas. Theory and practice of antennas placed near the Earth's surface "- Moscow: "SOVETSKOE RADIO", 1985, 453 p.
2. King R., Smith G. Antennas in material media [Text]: in 2 books. edited by Dr. V. B. Shteynshleiger. – Moscow: Mir, 1984. [Book.] 1. – 1984. – 416 p.: ill. pp. 240-255, 408-413.

3. Buzov A. L., Klyuev D. S., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Mathematical model of a two-element microstrip radiating structure with a chiral metamaterial substrate. Radio engineering and electronics. 2020. Vol. 65. no. 4. pp. 414-420.
4. Buzov A. L. Modern trends in the development of antenna technology of DCMV radio communication // Antennas. 2007. No. 10 (125). pp. 44-50.
5. Buzov A. L., Klyuev D. S., Kopylov D. A., Neshcheret A.M. Mathematical model of a two-element microstrip radiating structure with a substrate of chiral metamaterial Radio Engineering and Electronics. 2020. Vol. 65. no. 4. pp. 380-387.
6. Buzov A. L., Neshcheret A.M. Prospects for the use of metamaterials in underground HF antennas Collection: II Scientific Forum Telecommunications: Theory and Technology TTT-2017. Physics and technical applications of wave processes FiTPVP-2017. Proceedings of the XV International Scientific and Technical Conference. Edited by O. I. Antipov. 2017. pp. 62-64.
7. Pestovsky I. N. Development of ways to create underground antenna systems for DCMV radio communications: dissertation ... candidate of Technical Sciences: 05.12.07 / Pestovsky Igor Nikolaevich; [Place of defense: Volga State University of Telecommunications and Informatics].- Samara, 2016. - 195 p.
8. Bykov V. G. Underground phased array antenna: pat. 2170997 Ros. Federation: IPC H01Q 21/06 № 2000109222/09; application 12.04.00; publ. 20.07.01.
9. Fitenco N. G., Chernoles V. P. Underground phased array antenna: pat. RU 2185697 IPC H01Q 21/00 № 2001102627/09; application 29.01.01; publ. 20.07.02.
10. Artamoshin A.D., Busygin D. V., Galleyev K. Ya., Gaponov B. F., Kuryshev A. A., Pestovsky I. N., Chernoles V. P., Yatulchik O. V. Underground antenna: pat. RU 2262164 C1: IPC H01Q 1/04 № 2004126396/09; application 30.08.04; publ. 10.10.2005, Byul. no. 28.
11. Protsenko M. S., Rikonen D. Yu., Chernoles V. P. Underground antenna: pat. RU 2472263 S2. IPC H01Q 21/00 № 2011112633/07; application no. 01.04.11; Publ. 10.10.12, Byul. no. 28.
12. Artamoshin A.D., Galleyev K. Ya., Gaponov B. F., Kuryshev A. A., Pestovsky I. N., Chernoles V. P. Underground ultrashort-wave antenna array: pat. RU 2400884 C1: IPC H01Q 21/00 (2006.01), № 2009133761/07; application. 08.09.2009; publ. 27.09.2010, Byul. no. 27.
13. Slyusar V. 60 years of the theory of electrically small antennas. Some results. Electronics: Science, Technology, Business. 2008. No. 17. pp. 10-19.
14. Panchenko B. A., Nefedov E. I. Microstrip antennas // Moscow: Radio i svyaz. 1986. – 144 p., ill.
15. Chen Zh., Chia M. Broadband planar antennas: Design and Applications. John Wiley and Sons, 2006
16. Balanis. Antenna theory antenna theory analysis and design fourth edition Constantine Cover Image: Courtesy NASA/JPL-Caltech Copyright © 2016 by John Wiley & Sons, Inc.
17. Printed antenna: pat. 2400880 Ros. Federation: IPC H01Q9/00 Bankov S. E., Davydov A. G.; patent holders Open Joint Stock Company «Moscow Design Bureau «Compass» (RU). –: №. 2009139419/07; application 27.10.09; Publ. 27.09.10, Byul. no. 27.
18. Printed antenna: pat. 2400877 Ros. Federation: IPC H01Q9/00 Bankov S. E., Davydov A. G.; patent holders Open Joint Stock Company «Moscow Design Bureau «Compass» (RU). –: № 2009137624/07; application no. 12.10.09; Publ. 27.09.10, Bul. no. 27.
19. Electronics and Communication Engineering By. Kirti Sai Shukla (Roll №: 111EC0262). Under the supervision of Prof. S. K. Behera. Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela 2015. Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela-769008. Certificate.
20. Masoud Ahmadi. Low-profile microstrip end-fire antennas based on metamaterial substrates. A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of applied science. The college of graduate studies (Electrical Engineering) The university of British Columbia (Okanagan) January, 2018.

ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОРАЗВЕРТЫВАЕМЫХ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

П.И. Бондарь¹, А.В. Карлов¹, М.А. Минкин¹, К.И. Пестовский²

¹ АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем» (АО «СИП РС»), г. Самара, Россия

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), г. Самара,
Россия

Аннотация. В рамках модернизации сетей и оборудования радиосвязи диапазона ДКМВ весьма актуальны задачи создания мобильных тактически гибких радиокомплексов с быстроразвертываемыми, оперативно адаптируемыми антенными системами. В работе проведены исследования достижимых электродинамических характеристик широкополосных антенных систем подвижных ДКМВ-радиокомплексов с учетом влияния подстилающей поверхности. Синтезирована широкополосная антенная система в виде кольцевой антенной решетки. Выполнен электродинамический анализ антенной системы с использованием интегральных уравнений Гельмгольца 1-го и 2-го рода, дополненных интегральными представлениями Зоммерфельда, которые учитывают влияние полупроводящей подстилающей поверхности. Показано, что изменение электрофизических параметров подстилающей поверхности в диапазоне «сухая земля» – «влажная земля» приводит к изменениям характеристик антенной системы в пределах, при которых сохраняется возможность оперативной подстройки с помощью автоматизированных антенных согласующих устройств. Обоснована целесообразность увеличения эффективной поверхности «искусственной земли» для улучшения характеристик антенной решетки в области низких частот.

Ключевые слова: быстроразвертываемая антenna, телескопическая опора, кольцевая антенная решетка, подстилающая поверхность, интеграл Зоммерфельда.

CHARACTERISTICS OF FAST-DEPLOYABLE DECAMETER BAND ANTENNAS TAKING INTO ACCOUNT THE PARAMETERS OF THE UNDERLYING SURFACE

P.V. Bondar¹, A.V. Karlov¹, M.A. Minkin¹, K.I. Pestovsky²

¹ JSC “Samara Innovative Business Radio Systems” (JSC “SIB RS”), Samara, Russia

² Povolzhskiy State University of Telecommunications & Informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. As part of the modernization of networks and radio communication equipment of the decameter band, the tasks of creating mobile tactically flexible radio complexes with fast-deployable, operatively adaptable antenna systems are very relevant. The paper studies the achievable electrodynamic characteristics of broadband antenna systems of mobile DCMW radio complexes, taking into account the influence of the underlying surface. A broadband antenna system in the form of a ring antenna array has been synthesized. The electrodynamic analysis of the antenna system is performed using the Helmholtz integral equations of the 1st and 2nd kind, supplemented by the Sommerfeld integral representations, which take into account the influence of the semi-conducting underlying surface. It is shown that a change in the electrophysical parameters of the underlying surface in the "dry earth" – "wet earth" range leads to changes in the characteristics of the antenna system within the limits at which the possibility of operational adjustment with the help of automated antenna matching devices remains. The expediency of increasing the effective surface of the "artificial earth" to improve the characteristics of the antenna array in the low-frequency region is justified.

Keywords: quick-deployable antenna, telescopic support, annular antenna array, underlying surface, Sommerfeld integral.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из важных сегментов современных и перспективных систем профессиональной (включая специальную) радиосвязи в диапазоне декаметровых волн (ДКМВ) являются мобильные и быстроразвертываемые радиокомплексы, обеспечивающие оперативную организацию тактически гибкой полевой связи, в том числе – из неподготовленных районов [1]. Для обеспечения возможности работы во всем диапазоне ДКМВ на трассах различной протяженности в составе этих комплексов в настоящее время используются комплекты из нескольких (до десяти и более) быстроразвертываемых антенн различных типов, рассчитанных на различные полосы частот. Эти антенны в большинстве своем имеют значительные габаритные размеры и фиксированные (не поддающиеся оперативному изменению) частотные и пространственные характеристики.

Существенно уменьшить число антенн в составе комплекса при сохранении высокой тактической гибкости, включая обеспечение работы в произвольных направлениях на одно- и многоскаковых ионосферных трассах, трассах зенитного излучения и земной волны, позволяет использование антенной системы на базе кольцевой антенной решетки (КАР) [2,3]. При разработке подобных антенных систем должны учитываться электрофизические параметры подстилающей поверхности, оказывающие существенное влияние на основные характеристики системы [4-7].

2. СТРУКТУРА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

В качестве объекта рассматривается антенная система в виде КАР на основе шести излучателей типа несимметричного петлевого вибратора [4], образованного антенным канатиком, размещенным на телескопической опоре с оперативно изменяемой рабочей длиной [2]. Высоту опоры (т.е. длину излучателя) полагаем изменяющейся ступенчато в пределах 3...15 м с шагом 3 м. Излучатель в мобильном варианте размещается на собственной колесной базе-прицепе (рисунок 1а). Здесь же размещаются антенное согласующее устройство (АнСУ), дистанционно управляемый электропривод оперативного регулирования высоты опоры, а также узел натяжения и заземления (УНЗ), обеспечивающий поддержание формы излучающей структуры и ее электрический контакт с трактом при изменении длины опоры.

В качестве противовеса («искусственной земли») в каждом излучателе используются 16 проводников длиной 4,5 м, радиально расходящихся от базы и лежащих на поверхности земли (рисунок 1б).

КАР радиусом 10 м из шести излучателей (рисунок 1в) имеет дополнительную «искусственную землю», образованную 12-ю проводниками длиной 30 м, расходящимися из центра КАР.

Формирование амплитудно-фазового распределения, как в большинстве случаев реализации подобных компактных малоэлементных КАР, осуществляется по критерию

максимума КНД в заданном направлении, с принятием необходимых мер для устранения эффекта «самоослепления» [3].

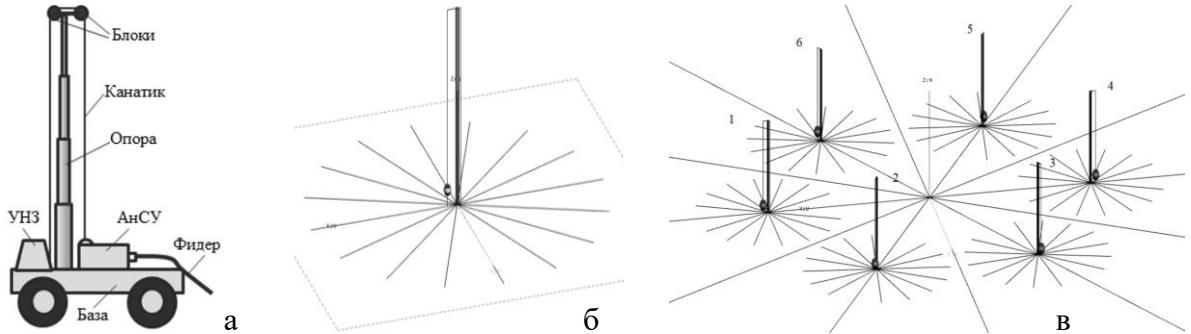


Рис. 1. Внешний вид излучателя (а), геометрия излучателя (б), геометрия КАР (в)

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

С учетом геометрии излучающей структуры и электрических радиусов проводников было выбрано тонкопроволочное приближение и комбинированный метод расчета, предусматривающий использование интегральных уравнений (ИУ) Гельмгольца 2-го рода для относительно толстых проводников (в данном случае – опор) и 1-го рода для остальных [1].

Для учета влияния полупроводящей земли был применен подход на основе использования интегральных представлений Зоммерфельда [5,7], в рамках которого, в частности, векторы напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых электрическими и магнитными диполями, расположенными вблизи границы раздела двух сред, выражаются через электрический и магнитный векторы Герца:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{1,2} &= (\text{grad div} + k_{1,2}^2) \mathbf{\Pi}_{1,2}^3, \quad \mathbf{H}_{1,2} = i\omega \varepsilon_{1,2} \text{rot} \mathbf{\Pi}_{1,2}^3, \\ \mathbf{E}_{1,2} &= -i\omega \mu_{1,2} \text{rot} \mathbf{\Pi}_{1,2}^M, \quad \mathbf{H}_{1,2} = (\text{grad div} + k_{1,2}^2) \mathbf{\Pi}_{1,2}^M, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\varepsilon_{1,2}$, $\mu_{1,2}$, $k_{1,2}$ – диэлектрическая, магнитная проницаемость и волновое число в полупространствах 1 и 2 соответственно.

Для вертикального линейного элемента тока в полупространстве 1:

$$\mathbf{\Pi}_z^{B_3} = \frac{30Il}{ik_1} \left\{ \frac{e^{-ik_1 R_1}}{R_1} - \frac{e^{-ik_1 R_2}}{R_2} + 2k_2^2 \int_0^\infty \frac{J_0(vr)e^{-(h+z)\sqrt{v^2-k_1^2}} v dv}{k_1^2 \sqrt{v^2-k_2^2} + k_2^2 \sqrt{v^2-k_1^2}} \right\}, \quad (2)$$

для горизонтального линейного элемента тока в полупространстве 1:

$$\mathbf{\Pi}_x^{G_3} = \frac{30Il}{ik_1} \left\{ \frac{e^{-ik_1 R_1}}{R_1} - \frac{e^{-ik_1 R_2}}{R_2} + 2 \int_0^\infty \frac{J_0(vr)e^{-(h+z)\sqrt{v^2-k_1^2}} v dv}{\sqrt{v^2-k_1^2} + \sqrt{v^2-k_2^2}} \right\}, \quad (3)$$

$$\mathbf{\Pi}_z^{G_3} = \frac{30Il}{ik_1} 2 \frac{\partial}{\partial x} \int_0^\infty \frac{J_0(vz)e^{-(h+z)\sqrt{v^2-k_1^2}} (\sqrt{v^2-k_2^2} - \sqrt{v^2-k_1^2}) v dv}{k_1^2 \sqrt{v^2-k_2^2} + k_2^2 \sqrt{v^2-k_1^2}}, \quad (4)$$

где I – ток; l – длина элемента тока.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

На основе использования описанной электродинамической модели были рассчитаны электродинамические характеристики КАР. Как уже было отмечено, амплитудно-фазовое распределение в ансамбле когерентных источников, возбуждающий КАР, синтезировалось методом максимизации КНД в заданном направлении. Длины опор, в зависимости от рабочей частоты, принимали фиксированные значения 3, 6, 9, 12 или 15 м. Расчеты проводились для двух вариантов подстилающей поверхности: «влажная земля» ($\epsilon=20$, $\sigma=0,1$ См/м) и «сухая земля» ($\epsilon=3$, $\sigma=0,001$ См/м) [6]. Данные о полосах рабочих частот по результатам расчетов приведены в таблице 1.

Таблица 1. Полосы рабочих частот КАР при различных значениях длины опоры

Длина опоры, м	Полоса рабочих частот, МГц, для различных видов подстилающей поверхности		
	Идеальный проводник	Влажная земля	Сухая земля
15	4...5		4...5
12	5...7	5...9	5...7
9	7...9	9...11	7...11
6	9...17	11...15	11...14
3	17...30	18...30	18...30

На рисунке 2 приведены характеристики естественного КСВН излучателей КАР при формировании главного лепестка в направлении, соответствующем азимуту излучателя №1, для номинального волнового сопротивления тракта 300 Ом. Легенда на рисунке 2 показывает соответствие кривых номерам излучателей. КСВН меняется в широких пределах, однако и для сухой и для влажной земли остается реализуемым приемлемое согласование с трактом с помощью автоматизированных антенных согласующих устройств (АнСУ) [1,8].

Проведенные расчеты характеристик направленности показали, их существенную зависимость от частоты и от электрофизических параметров подстилающей поверхности. Поскольку геометрические параметры КАР (кроме длин излучателей) не варьируются, на нижних частотах рабочего диапазона направленность относительно невелика, а на верхних частотах заметно возрастает уровень заднего и боковых лепестков. Тем не менее, во всех случаях обеспечивается возможность формирования заданного направления главного излучения.

На рисунке 3 представлены значения коэффициента направленного действия (КНД) КАР при обоих вариантах подстилающей поверхности. На верхних и средних частотах рабочего диапазона влияние параметров земли относительно невелико. На нижних частотах отличия характеристик для сухой и влажной земли гораздо более существенные. Возможно, при создании перспективных образцов подобных антенных систем для снижения влияния на параметры КАР неконтролируемых электрофизических параметров грунта понадобится более густая «искусственная земля».

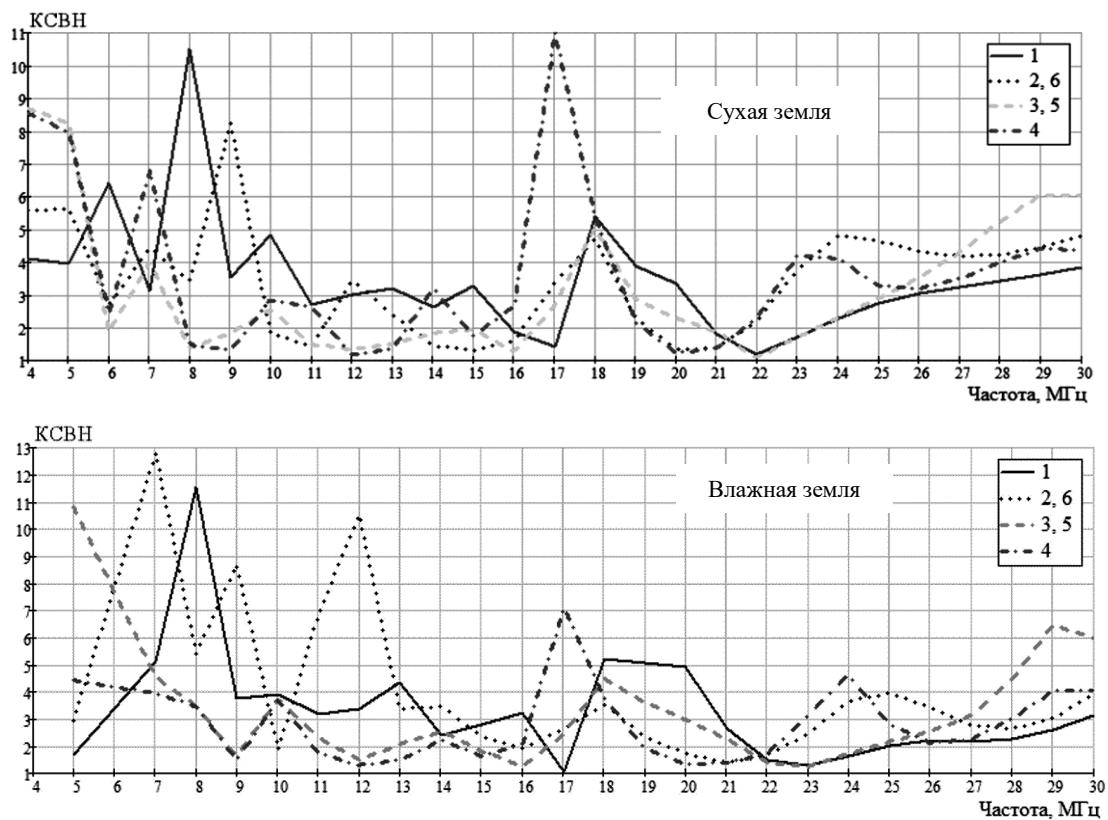


Рис. 2. КСВН на входах излучателей КАР

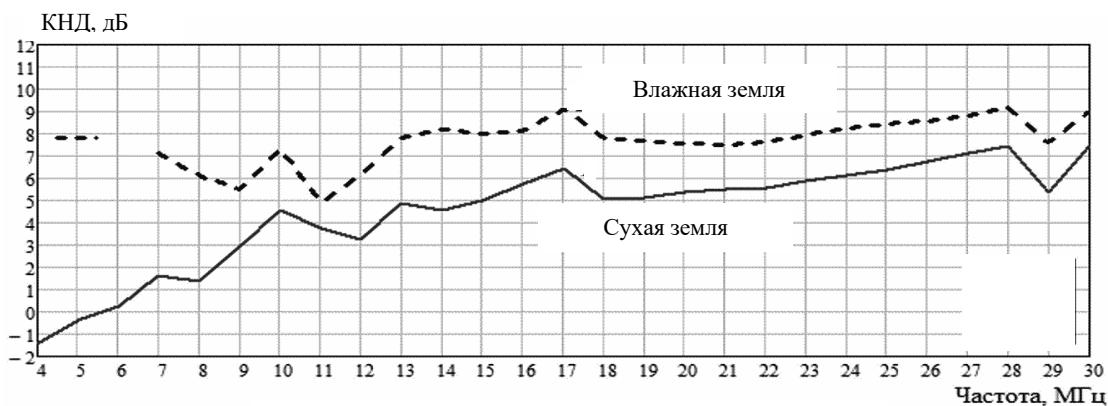


Рис. 3. КНД КАР

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное на основе строгих электродинамических моделей исследование характеристик антенной системы диапазона ДКМВ на основе 6-элементной КАР, состоящей из несимметричных излучателей Пистолькорса с оперативно изменяемой длиной, с учетом параметров подстилающей поверхности, включая искусственную металлизацию, позволили оценить влияние параметров подстилающей поверхности на характеристики антенной системы и обеспечить учет указанного влияния при решении задач проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Специальная радиосвязь. Развитие и модернизация оборудования и объектов. Монография / Под ред. А.Л. Бузова, С.А. Букашкина. – М.: Радиотехника, 2017. – 448 с.
2. Карлов А.В., Кольчугин Ю.И., Минкин М.А., Пестовский К.И. Быстроразвертываемые антенные системы ДКМВ-диапазона на основе петлевых вибраторов // Радиотехника. 2020. № 6. С. 46–54.
3. Рубис А.А. Проектирование компактных кольцевых антенных решеток КВ-диапазона // Антенны. 2018. № 10. С. 22–29.
4. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. и др. Коротковолновые антенны / Под ред. Г.З. Айзенberга. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радио и связь. 1985. 536 с.
5. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны: Теория и практика антенн, размещенных вблизи поверхности земли. М.: Советское радио. 1965. 472 с.
6. Кольчугин И.Ю. Излучающая система кольцевых и многокольцевых антенных решеток на основе биортогональных излучателей // Радиотехника. 2014. № 4. С. 60–63.
7. Бондарь П.И., Карлов А.В., Копылов Д.А., Пестовский К.И. Исследование характеристик быстроразвертываемых антенн ВЧ-диапазона с учетом параметров грунта и «искусственной земли» // Радиотехника. 2021. №7. С.6-13.
8. Казанский Л.С., Минкин М.А. Особенности проектирования автоматизированных согласующих устройств для высокодобротных антенн ВЧ диапазона // Вестник СОНИИР. 2005. №4 (10). С.43-47.

REFERENCES

1. Special radio communication. Development and modernization of equipment and facilities. Monograph / Edited by A. L. Buzov, S. A. Bukashkin. - M.: Radio Engineering, 2017. - 448 p.
2. Karlov A.V, Kolchugin Yu.I., Minkin M.A., Pestovsky K.I. Fast-deployable antenna systems of the HF range based on loop vibrators // Radio Engineering. 2020. No 6. - P. 46–54.
3. Rubis A.A. Design of compact circular antenna arrays of the HF-band // Antenny. 2018. No 10. - P. 22–29.
4. Eisenberg G. Z., Belousov S. P., Zhurbenko E. M., etc. Short-wave antennas / Edited by G. Z. Eisenberg. 2nd ed. M.: Radio and communications. 1985. - 536 p.
5. Lavrov G. A., Knyazev A. S. Surface and underground antennas: Theory and practice of antennas placed near the Earth's surface. Moscow: Sovetskoe radio, 1965. - 472 p.
6. Kolchugin I. Yu. Radiating system of ring and multi-ring antenna arrays based on biorthogonal emitters // Radio Engineering. 2014. No. 4. - P. 60-63.
7. Bondar P. I., Karlov A.V., Kopylov D. A., Pestovsky K. I. Investigation of the characteristics of rapidly deployable HF antennas taking into account the parameters of the underlying surface // Radio Engineering. 2021. No. 7. - P. 6-13.
8. Kazansky L. S., Minkin M. A. Design features of automated matching devices for high-frequency RF antennas // Vestnik SONIIR. 2005. No. 4 (10). - P. 43-47.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

В.К. Маршаков¹, А.Д. Кононов², А.А. Кононов²

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведены исследования применимости разностно-дальномерной радионавигационной системы программного автоматического управления движением мобильных объектов на основе полевых испытаний разработанного макета системы автосопровождения. Описаны все стадии экспериментального исследования системы, включающие методику лабораторных и натурных испытаний, цель и условия их проведения, подготовку и программу опытных операций, определение основных характеристик генераторного оборудования и приемного устройства, блоков ввода и вывода информации. Подведены и проанализированы итоги натурных испытаний, подтверждена функциональная работоспособность всех элементов радионавигационной системы, включающей фазоизмерительное устройство и специализированное вычислительное устройство. Даны рекомендации по повышению точностных характеристик автоматического сопровождения технологических машин различного назначения.

Ключевые слова: мобильный объект; эксперимент; данные; передатчик; приемник; фазоизмерительное устройство; специализированное вычислительное устройство.

EXPERIMENTAL STUDY OF THE RADIO NAVIGATIONAL SYSTEM FOR REMOTE CONTROLLING THE MOTION OF MOBILE OBJECTS

V.K. Marshakov¹, A.D. Kononov², A.A. Kononov²

¹Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

²Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The researches of applicability of a difference-ranging radio navigational system for program automatically controlling the motion of mobile plants are carried out on the basis of field trials of a designed experimental model of the auto tracking system. All stages of the experimental study of the system, which include the procedure of the laboratory and field tests, the purpose and the conditions of carrying them out, the preparation and the program of experimental operations, the definition of the basic performances of the generating equipment and the receiving device, and the blocks of input and output of the information are described. The results of the field tests are given and analyzed, the functional serviceability of all devices of the radio navigational system is affirmed, including the phase-measuring device and the specialized computing device. The guidelines on increasing accuracy of auto tracking technological machines of different purposes are given.

Keywords: mobile object; experiment; data; transmitter; receiver; phase-measuring device; specialized computing device.

1. ВВЕДЕНИЕ

С целью исследования применимости разработанного действующего макета радионавигационной системы (РНС) автоматического управления движением

мобильных объектов (МО), состоящего из координатомерной системы, фазоизмерительного устройства (ФИУ), специализированного вычислительного устройства (СВУ) и канала передачи команд управления [1–5] необходимо разработать методику натурных испытаний, определить условия их проведения, оценить основные характеристики генераторного оборудования и приемного устройства, блоков ввода и вывода информации [6–12]. По результатам натурных испытаний можно будет судить о возможной точности автоматического управления мобильными объектами.

2. МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ИСПЫТАНИЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

1. **Объекты испытаний.** Объектом испытаний является радионавигационная система, описанная в [1–4, 9–12] и установленная на мобильный объект (трактор Т-150К, оснащенный электрогидравлическими исполнительными механизмами (ИМ) сопряжения с механизмами дорожно-строительной, мелиоративной, сельскохозяйственной техники, агрегатируемыми специализированным оборудованием).

2. **Цель испытаний.** Экспериментальная проверка в полевых условиях точностных характеристик, обеспечивающих вождение агрегата в соответствии с заданными величинами допустимых отклонений от эталонной (программной) траектории; получение экспериментальных данных для оценки применимости РНС на самоходных машинно-тракторных агрегатах и определение ее основных технических показателей.

3. **Условия проведения испытаний.** Для проведения испытаний подбирается рабочая поверхность с уклоном не более 3° , фон – поле (стерня), различные гидрометеорологические условия.

4. **Приборы и оборудование.** Для настройки системы и проведения испытаний действуются электроизмерительные устройства различных типов (осциллографы, вольтметры (милливольтметры), харктериографы, анализаторы спектра, измерители разности фаз, импульсные генераторы, генераторы сигналов низкой частоты, счетчики импульсов, измерительные приемники, приемник и передатчик канала радиоуправления, источники питания, передвижная электростанция, геодезические треноги, коаксиальные кабели, автотрансформаторы, стабилизаторы напряжения, СВУ, ФИУ, аккумуляторы и другое оборудование).

5. **Подготовка и проведение испытаний.**

5.1. В процессе подготовки к испытаниям проверяется работоспособность всех основных узлов и блоков системы. С помощью образцовых геодезических средств на опытном поле размечаются трассы движения МО и наиболее характерные точки на гоне и повороте. Осциллографируются переходные характеристики трактора Т-150К, оборудованного электрогидравлическими ИМ, определяется время задержки срабатывания по обоим бортам. Производится торможение трактора на стенде и при необходимости производится регулирование двигателя.

5.2. При геодезической разметке поля геодезическая разметка трасс движения МО и характерных точек на гоне и повороте производится с точностью разметки не хуже ± 2 см.

5.3. Экспериментальное определение основных характеристик генераторного оборудования включает:

- проверку уровня выходной мощности;
- проверку ширины полосы излучения;
- проверку стабильности частоты задающего генератора;
- измерение уровня побочных излучений;
- измерение параметров модуляции.

Проверка основных характеристик генераторного оборудования производится согласно схем, изображенных на рисунке 1, где обозначено: 1 – передатчик, 2 – эквивалент антенны, 3 – детектор, 4 – вольтметр, 5 – анализатор спектра, 6 – приемник, 7 – фильтр, 8 – электронно-счетный частотометр.

Измерение уровня выходной мощности передатчика 1 производится путем измерения высокочастотного напряжения на эквиваленте антенны 2 (при этом мощность излучения рассчитывается по формуле $P = \frac{U^2}{R_s}$, где R_s – эквивалентное сопротивление антенны) с помощью вольтметра 4, имеющего частотный диапазон до 120МГц.

Полоса излучения и уровень побочных излучений измеряется с помощью детектора 3, вольтметра 4 и анализатора спектра 5 по схеме на рисунке 1а.

Измерение частот модуляции осуществляется по схеме на рисунке 1б. Амплитудно-модулированный сигнал, принятый приемным устройством 6, детектируется, разделяется с помощью фильтров 7, настроенных на соответствующие частоты, напряжение с которых поочередно подается на электронно-счетный частотометр 8.

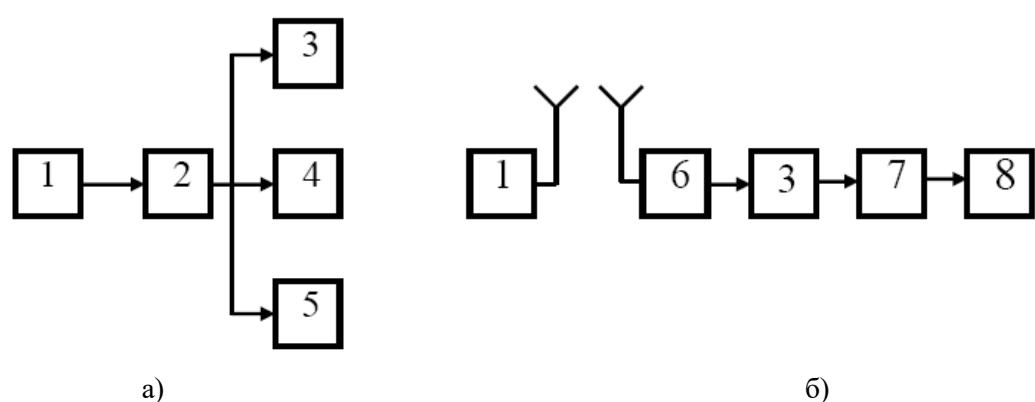


Рис. 1. Схемы эксперимента для контроля основных характеристик передающего устройства

5.4. Определение основных характеристик приемного устройства содержит:

- измерение реальной (пороговой) чувствительности;
- измерение полосы пропускания;

- измерение избирательности;
- измерение нестабильности частоты гетеродина;
- измерение чувствительности каналов побочного приема (зеркального и остальных);
- измерение номиналов промежуточных частот.

Проверка основных характеристик приемного устройства производится согласно схеме, изображенной на рисунке 2, где обозначено: 1 – генератор сигналов ультракоротковолнового (УКВ) диапазона, 2 – электронно-счетный частотомер, 3 – генератор стандартных сигналов (ГСС), 4 – аттенюатор, 5 – приемное устройство, 6 – осциллограф, 7 – схема автоматической регулировки усиления (АРУ), 8 – универсальный вольтметр.

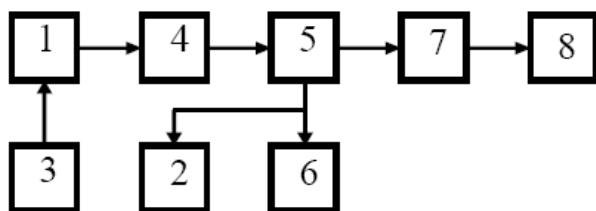


Рис.2. Схема испытаний приемного оборудования

На антенный вход приемного устройства через аттенюатор 4 подается сигнал с УКВ генератора 1 частотой 112.5МГц, модулированный генератором стандартных сигналов 3 с частотой 4.16МГц и 100КГц соответственно. С помощью осциллографа 6 и универсального вольтметра 8, подключенных к выходу приемника 5, контролируется форма сигнала и определяются величины напряжений. При этом уровень выходного сигнала генератора, изменяется аттенюатором 4, при котором на выходе отключенной автоматической регулировки усиления (АРУ) 7 появляется сигнал, представляет собой реальную чувствительность устройства, а уровень сигнала при включенном АРУ – соответственно пороговую чувствительность. Нестабильность частоты гетеродина определяется с помощью электронно-счетного частотометра 2, этим же прибором совместно с характеристиографом измеряются номиналы промежуточных частот. При измерении чувствительности каналов зеркального приема УКВ ГСС перестраивается по частоте, при этом изменения амплитуду сигнала, определяют чувствительность приемного тракта по остальным каналам. Полоса пропускания высокочастотного тракта [8] определяется путем перестройки частот УКВ ГСС до значений, при которых величина входного сигнала снижается на 3ДБ и 30ДБ соответственно. Полоса пропускания тракта усилителя промежуточной частоты определяется с помощью характеристиографа и электронно-счетного частотометра также по уровню 3ДБ и 30ДБ.

5.5. Далее производят измерение параметров диаграмм направленности антенн.

Для измерения диаграмм направленности антенн используется измерительный приемник Е2-12 или аналогичного типа. Антenna передатчика устанавливается на треногу с поворотным угломерным устройством. Поворачивая антенну через каждые 5°, определяют величины сигнала на выходе измерительного приемника. При измерении уровня и положения боковых лепестков диаграмму направленности снимают через 1°.

5.6. Испытание блоков ввода и вывода информации осуществляется по схеме на рисунке 3, где 1 – генератор, 2 – регулируемая линия задержки, 3 – фазоизмерительное устройство, 4 – СВУ, 5 – измеритель временных интервалов.

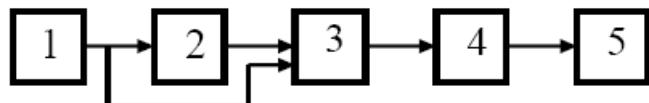


Рис.3. Схема контроля информационных потоков СВУ

Измеряя параметры управляемой линии задержки 2 сигнала генератора 1, сравнивают коды выходных сигналов фазоизмерительного устройства 3, выведенных на индикацию, с кодами чисел, записанных в СВУ 4 при известной разности фаз. После обработки информации СВУ согласно программе контроля импульсный сигнал, длительность которого пропорциональна величине задержки импульса, фиксируется [6] измерителем временных интервалов 5.

5.7. Для определения температурной и временной стабильности фазовых характеристик РНС передатчик устанавливается в точку пересечения диагоналей опытного участка и в течение 8-10 часов измеряются и фиксируются разности фаз с интервалом в 1 минуту, а затем передатчик переносится на прямую $y_1 = 100\text{м}$ и снова измеряются разности фаз при изменении координаты x через 10 метров.

5.8. Для определения смещения фазового центра антенны относительно оси вращения передатчик устанавливается в точку пересечения диагоналей поля, после чего поворачивают antennу передатчика через 30° и фиксируют значения разностей фаз.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ РАБОТОСПОСОБНОСТИ РНС

Полевые испытания включали в себя следующие эксперименты:

- измерение диаграммы направленности изготовленного образца турникетной антенны;
- оценка влияния диаграммы направленности на измерения фазовых сдвигов;
- измерение координат контрольных точек;
- оценка влияния метеоусловий и условий распространения радиоволн на точность измерения фазовых сдвигов (координат).

Схема расположения контрольных точек при проведении испытаний приведена на рисунке 4, где обозначено: 1, 2, 3, 4, 5 – приемники, 6 – базовый приемник, 7 – передатчик. Местоположение передатчика в пределах серии испытаний оставалось неизменным.

Анализ экспериментальных данных при измерении диаграммы направленности антенны передающего устройства в полевых условиях на опытном поле показал в целом неплохое совпадение реальной и расчетной диаграмм направленности. Однако, следует отметить, что в отдельных сериях испытаний экспериментальные результаты несколько отличаются от теоретических, что приводит к смещению фазового центра турникетной антенны и влечет за собой погрешности измерений, превышающие допустимые. Упомянутые искажения диаграммы направленности произошли из-за недостаточной точности изготовления отдельных элементов турникетной антенны. При достижении

требуемой точности изготовления и настройки турникетная антенна может обеспечить необходимую для практических целей диаграмму направленности.

Кроме того, незначительный разброс в точности определения координат объясняется наличием вокруг опытного поля предметов, переотражающих радиоволны. Наконец, заметная сферичность опытного поля также ухудшила точность измерения координат контрольных точек из-за неточной ориентации антенны передатчика в этих точках.

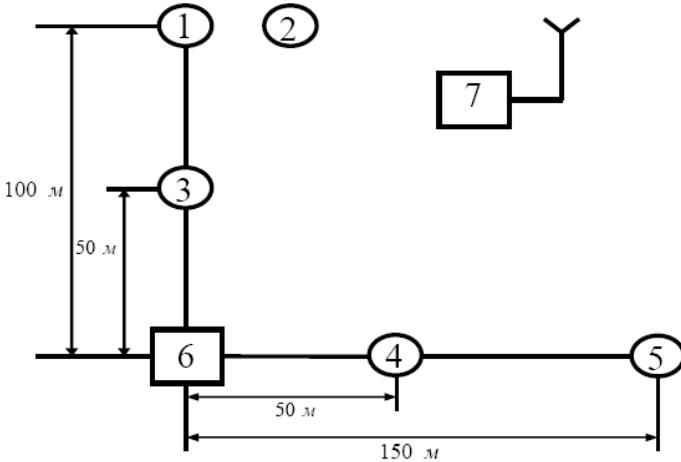


Рис. 4. Диспозиция приемо-передающего оборудования на опытном поле

При определении влияния внешних условий на точность измерения разности фаз сигналов, принятых приемниками, (то есть фактически на точность измерения координат), проводилась сравнительная оценка стабильности фазовых измерений при расположении приемников в различных точках поля [5, 7] при неизменности координат передатчика.

Анализ значений разностей фаз показывает, что для получения высоких точностей в определении координат с помощью РНС необходимо осуществление более высокой степени термостабилизации параметров как передающих, так и приемных трактов РНС системы.

При оценке влияния условий распространения радиоволн на точность измерения фазовых сдвигов (координат) проводились измерения разностей фаз сигналов, принятых соответствующими приемными устройствами. Такие измерения проводились для следующих ситуаций:

- два приемника (1 и 2 на рис.4) располагались в двух метрах друг от друга и на одинаковом расстоянии от базового приемника 6 вдоль одной стороны;
- три приемника (1, 3 и 6) находились вдоль одной стороны поля на одной линии на расстоянии 50 метров друг от друга;
- два приемника (1 и 4) располагались вдоль различных сторон поля относительно базового 6 на расстоянии 100 метров и 50 метров соответственно;
- пункт в) повторялся для расстояний 100 метров и 150 метров соответственно (приемники 1 и 5).

Анализ полученных экспериментальных данных показал, что стабильность измерения фазовых сдвигов существенно зависит от местоположения приемных

устройств. Так оказалось, что стабильность измерения фазовых сдвигов при расположении приемных устройств вдоль одной и той же стороны поля выше, чем при расположении тех же приемников вдоль другой стороны поля, что может объясняться неодинаковыми условиями распространения радиоволн (наличие переотражающих предметов вдоль одних сторон рабочего участка и отсутствие их вдоль других).

В процессе испытаний проведена проверка функциональной работоспособности всех элементов РНС, включающей

- передатчик координатомерной системы;
- приемные устройства;
- фазоизмерительное устройство (ФИУ);
- специализированное вычислительное устройство (СВУ);
- блок согласования выходных сигналов СВУ с электрогидравлическими исполнительными механизмами;
- блок согласования СВУ с ФИУ;
- канал радиоуправления;
- блок согласования системы отслеживания предыдущих траекторий (СОПТ) с РНС.

Приведем некоторые данные результатов измерений технических характеристик узлов и блоков представленного макета системы.

Для передатчика координатомерной системы:

- выходная мощность передатчика около 2Вт;
- ширина полосы излучения около 8.2МГц;
- стабильность частоты задающего генератора около 10^{-6} .

Для приемников координатомерного устройства:

- реальная чувствительность не более 200мкВ;
- полоса пропускания около 8.2 МГц;
- избирательность по зеркальному каналу 30дБ;

Для СВУ:

- время ввода информации с СВУ 200мс;
- время обработки информации 700мс;
- время ввода информации в блок преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с исполнительными механизмами самоходного агрегата 5мс;

– разрядность выходного сигнала 3;

– диапазон представления чисел выходной информации от 0 до 999;

- объем буферной памяти блока преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с ИМ МО 12байт;

– длительность выходных импульсов с широтно-импульсной модуляции от 0 до 2с.

Для измерителя временных интервалов (фазоизмерительного блока):

– диапазон измеряемых временных интервалов от 0 до 1с;

– точность измерения временных интервалов в ФИУ 10нс.

Для канала радиоуправления МО:

- количество команд 8;
- несущая частота 27.12МГц;
- выходная мощность 2Вт;
- уровень сигнала высших гармоник находится ниже порога чувствительности приемников РНС.

Кроме того, в рамках данного экспериментального исследования были проведены предварительные испытания макета дальномерной части радиокоординатомерной системы для целей группового вождения технологических машин. Расположение приемо-передающих устройств показано на рисунке 5.

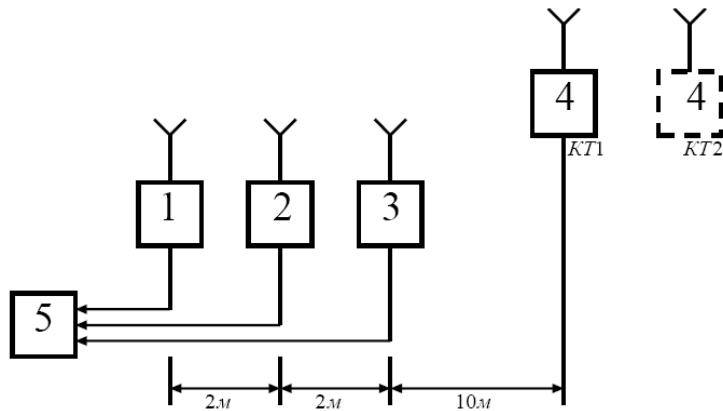


Рис.5. Схема испытания макета системы для управления комплексом самоходных агрегатов

На рисунке 5 обозначено: 1, 2, 3 – приемники, 4 – передатчик радиокоординатомерной системы, 5 – устройство обработки сигналов.

В эксперименте проводились измерения разностей фаз между сигналами приемников 1-2 и 2-3 при расположении передатчика в контрольных точках кт1 и кт2. Антенны приемников и передатчиков штыревые.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Полученная в ходе испытаний информация о точностных характеристиках РНС позволяет констатировать, что реализованная точность определения координат ниже потенциально возможной, что может быть объяснено наличием вокруг рабочего участка линий электропередач, трубопроводов, металлических ограждений и других переизлучателей; имеющимисяискажениями в диаграмме направленности турникетной антенны вследствие неточностей изготовления и настройки ее элементов, а также недостаточной термостабильностью приемно-передающих трактов системы.

Таким образом, анализ эмпирических данных показывает, что для получения необходимой точности измерения координат необходимо кроме повышения термостабильности приемно-передающих трактов предусмотреть разработку специализированной антенной системы, обладающей стабильным фазовым центром и минимизирующей влияния подстилающей поверхности и окружающих предметов, а также глубокое исследование причин, связанных с условиями распространения радиоволн, и приводящих к погрешностям измерений в рабочем диапазоне частот.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В целом результаты испытаний разработанного макетного образца РНС показали его функциональную работоспособность по измерению координат контрольных точек и формированию сигнала управления электрогидравлическими исполнительными механизмами и могут быть полезны разработчикам систем автоматического дистанционного управления мобильными объектами, например, технологических машин различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ систем траекторного сопровождения мобильных объектов с автоматическим управлением // Сб. докладов XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2015. – Т.3, С.1296–1304.
2. Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка алгоритма определения координат и сигнала рассогласования в задаче автоматического управления мобильными объектами в дорожном строительстве // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2014. – № 1. – С. 84–89.
3. Кононов А.Д., Кононов А.А. Исследование возможностей создания координирующего программного устройства для реализации алгоритмов автоматического управления движением мобильных объектов // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2015. – № 1. – С. 9–13.
4. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка элементов радионавигационной системы ориентации для управления движением мобильных объектов // Сб. докладов XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2013. – Т.3, С.1850–1857.
5. Гильмутдинов В.И., Кононов А.А. К вопросу использования пространственно-временных характеристик сигнала в системах передачи информации через магнитоактивную среду // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах – 2019. – № 1(15). – С. 7–11.
6. Гильмутдинов В.И., Кононов А.А. Система эффективного интерфейса исходных данных с вычислительным устройством // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах – 2018. – № 3(13). – С. 6–10.
7. Гильмутдинов В.И., Кононов А.А. Определение энтропии принимаемого двумерного сигнала с m-распределением огибающих ортогонально-поляризованных компонент // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах – 2019. – № 3–4(17–18). – С. 36–40.
8. Бобрешов А.М. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / Бобрешов А.М., Жевнеров К.С., Коровченко И.С., Кононов А.А., Смусева К.В., Усков Г.К. // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». В 6-ти томах. – Воронеж, 2020. – С.137–143.
9. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальное определение точности нахождения координат радионавигационной системой ориентации мобильных объектов // Сб. докладов XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2016. – Т.3, С.1304 – 1312.
10. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Анализ вариантов обработки выходных сигналов разностно- дальномерной навигационной системы для согласования с исполнительными механизмами мобильного объекта // Сб. докладов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2017. – Т.1, С.813 – 821.
11. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Экспериментальные исследования разностно- дальномерной системы управления движением мобильных объектов // Сб. докладов XXIV

Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2018. – С. 300–309.

12. Маршаков В.К., Кононов А.Д., Кононов А.А. Некоторые характеристики эффективности передачи информации при распространении поляризованного сигнала через магнитоактивные среды // Сб. докладов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2019. – С.381–392.

REFERENCES

1. Marshakov V. K., Kononov A.D., Kononov A.A. The analysis of systems of trajectory support of computer-controlled mobile objects. // The collection of the reports of XXI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2015, vol. 3, pp. 1296–1304.
2. Kononov A.D., Kononov A.A. Development of the algorithm of definition of coordinates and error signal in the problem of automatic controlling mobile objects in road building // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2014, No. 1. – Pp. 84–89.
3. Kononov A.D., Kononov A.A. Research of possibilities of creating a coordinating timing unit for embodying algorithms of automatic controlling movement of mobile objects // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2015, No. 1. – Pp. 9–13.
4. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Development of elements of a radio navigational position sensing system for a movement control of mobile objects // The collection of the reports of XIX International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2013, vol. 3, pp. 1850–1857.
5. Gilmutdinov V.I., Kononov A.A. To the problem of using time-space performances of a signal in the systems of the information transmitting through a magnetoactive medium // Information techniques in building, social and economical systems, 2019. No. 1 (15). Pp. 7–11.
6. Gilmutdinov V.I., Kononov A.A. System of the effective interfacing of input data with a computing device // Information techniques in building, social and economical systems, 2018. No. 3(13). Pp. 6–10.
7. Gilmutdinov V.I., Kononov A.A. Determination of the entropy of the received two-dimensional signal with the m - distribution of the envelopes of orthogonally polarized components // Information techniques in building, social and economical systems, 2019. No. 3-4 (15). Pp. 36–40.
8. Bobreshov A.M. Estimation of dielectric electrophysical parameters for 3d-printing / Bobreshov A.M., Zhevnerov K.S., Korovchenko I.S., Kononov A.A., Smuseva K.V., Uskov G.K. // The collection of the works of XVI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2020, pp. 137–143.
9. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Experimental definition of the accuracy of determining coordinates of a radio navigational mobile plants position sensing system. // The collection of the reports of XXII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2016, vol. 3, pp. 1304–1312.
10. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. The analysis of variants of handling of output signals of difference-ranging navigator for coordination with the operating mechanisms of a mobile object. // The collection of the reports of XXIII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2017, vol. 1, pp. 813–821.
11. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Experimental researches of the difference ranging movement control system of mobile objects // The collection of the reports of XXIV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2018, pp. 300–309.
12. Marshakov V.K., Kononov A.D., Kononov A.A. Some efficiency characteristics of information transfer at distribution of a polarized signal through magnetoactive medium // The collection of the reports of XXV International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2019, pp. 381–392.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТОК ВИБРАТОРОВ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

А. В. Богословский¹, С. Н. Разиньков¹, Ю. В. Сторожук¹, А. В. Тимошенко²

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

²Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»(НИУ МИЭТ), г. Москва, Россия

Аннотация. Проведен анализ базовых принципов электродинамического моделирования антенных систем для мобильных радиоэлектронных комплексов. С использованием пакета электродинамического моделирования Altair FEKO исследованы диаграммы направленности кольцевых решеток элементарных электрических вибраторов, расположенных на идеально проводящих поверхностях цилиндрической формы. Выявлены закономерности изменения направленных свойств решеток в диапазонах частот при различном числе антенных элементов.

Ключевые слова: радиоэлектронный комплекс; решетка электрических вибраторов; пакет электродинамического моделирования; диаграмма направленности.

ELECTRO-DYNAMIC SIMULATION OF VIBRATOR ARRAYS FOR RADIOELECTRONIC COMPLEXES

A. V. Bogoslovsky¹, S. N. Razinkov¹, Yu. V. Storozhuk¹, A. V. Timoshenko²

¹Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC "AFA"), Voronezh, Russia

²National Research University "Moscow Institute of Electronic Engineering" (NRU "MIEE"), Moscow, Russia

Abstract. Analysis of basic principles of electro-dynamic modeling of antenna systems for mobile radio-electronic complexes was carried out. Using the Altair FEKO electro-dynamic simulation package, the directional patterns of the annular arrays of elementary electric vibrators placed on perfectly conductive surfaces of a cylindrical shape were investigated. Patterns of change of directional properties of arrays in frequency bands at different number of antenna elements were revealed.

Keywords: radio-electronic complex; electric vibrators array; electro-dynamic simulation package; directional pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование мобильных радиоэлектронных комплексов включает в себя поиск рациональных конструкций антенных систем, обеспечивающих требуемые показатели эффективности передачи-приема сигналов, и выбор мест их расположения на носителях для минимизации эффектов экранирования несущими поверхностями [1].

Для решения указанных задач в настоящее время применяются методы электродинамического моделирования приемоизлучающих структур, размещаемых на телах простой геометрической формы, композициями которых могут быть представлены поверхности корпусов носителей [1, 2].

Аналитическое представление электромагнитного поля [2, 3] и численное решение краевых задач электродинамики [1, 4, 5] могут быть получены для ограниченной номенклатуры объектов с достаточно узкими диапазонами изменения электрических

размеров, соответствующих резонансной, квазиоптической или оптической областям [3, 4]. Поэтому для нахождения характеристик антенных систем, закрепленных на носителях, целесообразно использовать программные пакеты электродинамического моделирования [6, 7]. Модельное представление объектов заключается в определении поверхностных токов элементарных участков несущих конструкций по результатам численного решения задач возбуждения [2, 3, 4].

В предлагаемой работе проведен анализ базовых принципов электродинамического моделирования и с применением пакета электродинамического моделирования Altair FEKO исследованы диаграммы направленности кольцевых решеток электрических вибраторов на боковых поверхностях круглых идеально проводящих цилиндров конечной длины.

Цель работы – выявление закономерностей изменения направленных свойств решеток, расположенных на несущих поверхностях, в диапазонах частот при различном числе антенных элементов.

2. БАЗОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА НЕСУЩИХ ПОВЕРХНОСТЯХ НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ

Базовые принципы анализа антенных систем, расположенных вблизи или непосредственно на поверхностях объектов, с использованием программных пакетов электродинамического моделирования, заключаются в следующем [5, 6].

1. Поверхности, соответствующие фрагментам корпусов носителей или непосредственно предназначенные для размещения антенных систем, представляются множеством проводящих и металлоконструктивных экранов. Для аппроксимации экранов, в общем случае представимыми множеством замкнутых и разомкнутых оболочек, используются многомерные поверхности, образованные кривыми второго порядка, а также поверхности, развернутые на трехмерных сплайн-линиях. В частности, при аппроксимации боковой поверхности круглого цилиндра конечной длины окружность его поперечного сечения может быть заменена правильным многоугольником. Число сторон многоугольника выбирается в соответствии с требованиями к точности выполняемых вычислений, которая, в свою очередь, зависит от детальности воспроизведения амплитудно-фазового распределения поверхностных токов в поперечных сечениях различных участков цилиндра.

2. Математическая постановка краевой задачи для трехмерной поверхности произвольного вида осуществляется с использованием интегральных уравнений относительно плотности поверхностных токов [4, 5]. Задачи возбуждения одно- и двумерных объектов представляются одномерными интегральными уравнениями или системами интегральных уравнений, записанных по контурам сечений поверхностей. В частности, для цилиндрической поверхности, образованной вращением контура вокруг оси Oz цилиндрической системы координат, взаимосвязь поляризационных компонентов возбуждающего поля и поверхностных токов представляется системой одномерных интегральных уравнений, полученных в результате разложения токов, полей и оператора краевой задачи в ряды Фурье. При этом полученные интегральные

уравнения эквивалентны гиперсингулярным уравнениям с несобственным интегралом в смысле конечной части по Адамару [4]; их левые части имеют смысл предельных значений касательных компонентов электрического поля при стремлении точки наблюдения к поверхности [5].

3. Для численного решения интегральных уравнений токи объектов представляются последовательностями линейно-независимых функций; краевые задачи представляются в виде систем линейных алгебраических уравнений относительно весовых коэффициентов этих последовательностей, значения которых равны комплексным амплитудам искомых токов в точках дискретизации.

Решение линейных алгебраических уравнений осуществляется прямыми и итерационными методами.

Перечень прямых методов численного решения краевых задач, наиболее широко применяемых в пакетах электродинамического моделирования, включает в себя:

- метод конечных элементов FEM –Finite Elements Method, основанный на разбиении области поиска решения краевой задачи на множество подобластей, в каждой из которых распределение токов представляется монотонной функцией, и сшивании полученных частных решений узлах аппроксимирующей сетки из условия равенства значений аппроксимирующих функций на границах соседних элементов разбиения [6, 7]; ввиду того, что каждый элемент разбиения поверхности объекта граничит с конечным числом соседних элементов, система линейных алгебраических уравнений относительно весовых коэффициентов аппроксимирующих функций в точках сшивания частных решений является разреженной [8], поэтому ее решение сохраняет устойчивость при вариативной невязке граничных условий [5]. Согласно [5, 6], метод конечных элементов наиболее эффективно применяется при решении краевых задач с источниками возбуждающего поля, заключенными в замкнутые области; в частности, при электродинамическом анализе излучения (рассеяния) электромагнитных волн цилиндрической поверхностью;

- метод конечных разностей в частотной (временной) области FDF(T)D – Finite Difference in Frequency (Time) Domain, базирующийся на численном решении краевых задач электродинамики при замене пространственно-временных (пространственных) производных возбуждающих полей и поверхностных токов объектов разностными схемами. При решении интегро-дифференциальных уравнений, определяющих математическую постановку задачи возбуждения объекта [1, 4], в расчетной области исходя из аналитических свойств искомых поверхностных токов [7, 8] строится сетка, для каждого узла которой с использованием разностных схем вычисления производных [9] формируется разностное уравнение для комплексных амплитуд токов в точках дискретизации поверхности объекта. Отличие полученных уравнений от исходного уравнения краевой задачи заключается в замене операций дифференцирования пространственно-временного (пространственного) распределения токов и полей разностными схемами. Общее представление токов находится путем сшивания их аппроксимирующих на границах локальных областей при контроле граничных условий краевой задачи [6, 7].

- метод конечных интегралов в частотной (временной) области FITF(T)D – Finite Integration Technique in Frequency (Time) Domain, относящийся к классу сеточных методов дифференциального численного моделирования [5-7]. При его использовании

выполняется дискретизации операторных уравнений краевых задач с использованием центрально-разностных приближений частных производных по пространству и времени [6, 7]; в результате формируются конечно-разностные линейные уравнения с корнями, определяющими дискретное множество комплексных амплитуд токов в узлах сетки, развертываемой в области поиска решения краевой задачи;

- метод моментов MM – Method of Moments, представляющий собой способ численного решения краевой задачи электродинамики путем преобразования интегро-дифференциальных уравнений для континуального пространственно-временного (пространственного) представления токов к системе линейных алгебраических уравнений относительно дискретного массива их комплексных амплитуд. Преобразование осуществляется за счет аппроксимации поверхностных токов объекта последовательностями линейно-независимых базисных функций и свертки дискретного оператора краевой задачи и аналитического представления возбуждающего поля с последовательностями линейно-независимых пробных функций. Наиболее эффективные условия применения метода моментов достигаются при представлении функции Грина краевой задачи в аналитическом виде [6, 7]. При этом, во-первых, становится возможным исключение из области решения точек, где проявляются особенности ядер интегро-дифференциальных уравнений, во-вторых, поиск решения краевой задачи требуется выполнять в точках дискретизации излучающей (рассевающей) поверхности, а не объема пространства, занимаемого объектом, что способствует существенному сокращению вычислительных затрат на обращение оператора краевой задачи.

Суть итерационных методов численного решения краевых задач электродинамики заключается в частичном обращении операторов эквивалентных систем линейных алгебраических уравнений для дискретного представления поверхностных токов при минимизации невязки граничных условий. В рамках последовательных приближений целесообразно выполнять анализ сложных структур, когда результаты расчета токов (полей) для отдельных фрагментов излучающей (рассевающей) поверхности могут быть использованы в качестве возбуждающих функций для других ее частей [5].

3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ КОЛЬЦЕВЫХ РЕШЕТОК ВИБРАТОРОВ НА КОНЕЧНОЙ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФОРМЫ

С использованием программного пакета электродинамического моделирования Altair FEKO проведен электродинамический анализ диаграмм направленности кольцевых решеток электрических вибраторов, расположенных на идеально проводящей поверхности цилиндрической формы конечной длины.

Кольцевые антенные решетки обеспечивают возможности сканирования пространства в пределах 360° в плоскости азимута. Парциальные диаграммы направленности вибраторов малых электрических размеров с распределением эквивалентных токов, близким к распределению тока диполя Герца [4], позволяют осуществлять передачу (прием) сигналов в широких секторах углов места. Малые

массогабаритные характеристики вибраторных конструкций позволяют избежать существенного ухудшения маневренных свойств носителей, а для согласования вибраторов с антенными нагрузками в широкой полосе частот могут эффективно применяться компактные полосковые устройства и трансформаторы на многопроводных линиях [4].

Вычислительное ядро пакета Altair FEKO позволяет применять гибридные методы расчета FEM/MM с настраиваемыми условиями сшивания решений. При применении FEM решение уравнений находилось в области, представленной в виде конечного множества подобластей, в каждой из которых задавались аппроксимирующие функции поверхностных токов с аналитическими свойствами, наиболее близкими к искомым распределениям. Исходная область определения поверхностных токов разбивалась с помощью сетки, в общем случае неравномерной, на множество конечных элементов. Коэффициенты аппроксимирующих функций находились из условия равенства значений на границах между элементами и выражались через значения функций в узлах конечных элементов. Эти значения, в свою очередь, определялись путем решения системы линейных алгебраических уравнений, сформированной при замене операторов интегральных уравнений матричными элементами, а их аргументов – множеством дискретных значений токов в области определения краевой задачи [5].

Токи в областях закрепления вибраторов на несущих поверхностях рассчитывались с использованием MM при создании объемной сетки в соответствии с принципом эквивалентности VEP – Volume Equivalence Principle [6, 7].

С использованием программного пакета Altair FEKO на базе персонального компьютера с процессором Intel Core i5-4460 с объемом оперативной памяти 8 Гб выполнен электродинамический анализ диаграмм направленности кольцевых решеток из $N=3$ и 5 вертикальных несимметричных электрических вибраторов. Подключение антенных элементов ко входам распределительной линии выполняется у торцов в точках закрепления на цилиндрической поверхности с электрической длиной образующей $L/\lambda_0 = 4,85$ и относительным радиусом кривизны $R/\lambda_0 = 0,65$, где λ_0 – минимальная длина волны рабочего диапазона решетки. Вибраторы высотой $h/\lambda_0 = 0,97$ с радиусом поперечного сечения $a/\lambda_0 = 0,03$ расположены равномерно на окружности, нормированное расстояние между соседними элементами $d/\lambda_0 = 0,25$; центр окружности удален от каждого края цилиндра на одинаковое расстояние.

На рис. 1 приведены диаграммы направленности решеток из $N=3$ электрических вибраторов на длинах волн λ , удовлетворяющих условиям: $\lambda/\lambda_0 = 32$ (сплошная линия), $\lambda/\lambda_0 = 2,1$ (штриховая линия), $\lambda/\lambda_0 = 1$ (штрихпунктирная линия). На рис. 2 представлены диаграммы направленности кольцевых решеток из $N=5$ элементов.

Из анализа приведенных результатов следует, что при $\lambda/\lambda_0 = 32$ в диаграмме направленности решетки из $N=3$ элементов формируются незначительные провалы в направлениях краев цилиндра. При $\lambda/\lambda_0 = 2,1$ диаграмма направленности решетки приобретает более выраженный максимум в направлении 180° , а при $\lambda/\lambda_0 = 1$ диаграммы направленности расширяется в направлении 180° .

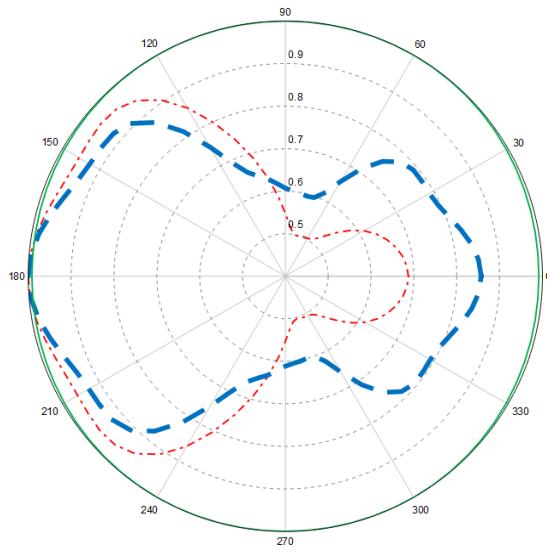


Рис. 1. Диаграмма направленности решетки из $N = 3$ электрических избираторов на идеально проводящей цилиндрической поверхности

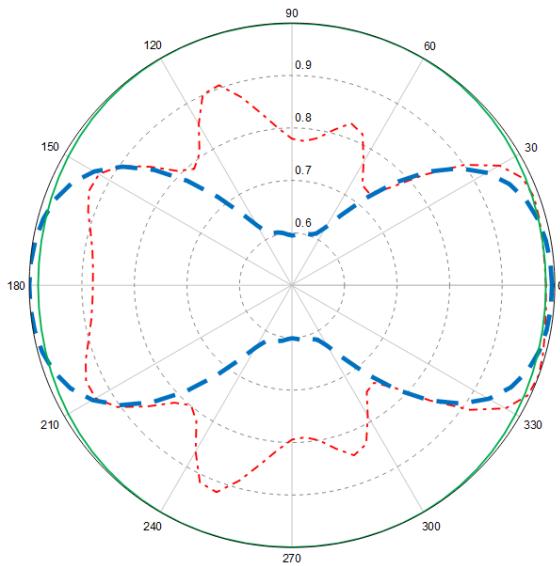


Рис. 2. Диаграмма направленности решетки из $N = 5$ электрических избираторов на идеально проводящей цилиндрической поверхности

Диаграмма направленности решетки из $N = 5$ избираторов при $\lambda/\lambda_0 = 2,1$ приобретает форму восьмерки, а при $\lambda/\lambda_0 = 1$ в ней появляется максимум в направлении края цилиндра, ближе к которому расположено большее количество элементов решетки.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен анализ принципов электродинамического анализа антенных систем радиоэлектронных комплексов при их модельном представлении в виде приемоизлучающих структур, закрепленных на несущих поверхностях. С использованием пакета электродинамического моделирования Altair FEKO исследованы

диаграммы направленности кольцевых решеток элементарных электрических вибраторов, расположенных на идеально проводящих поверхностях цилиндрической формы. Выявлены закономерности изменения направленных свойств решеток при различном числе антенных элементов и значениях рабочих длин волн. Установлено, что по мере уменьшения длины волны появляются экстремумы диаграмм направленности в направлениях краев цилиндра; явно выраженные максимумы диаграмм направленности формируются в направлении на торец, ближе к которому располагается большее количество антенных элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. – М.: Радио и связь, 2005. – 365 с.
2. Шатраков Ю.Г., Ривкин М.И., Цымбаев Б.Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. – 184 с.
3. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. М.: Советское радио, 1967. – 416 с.
4. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.
5. Разиньков С.Н., Богословский А.В., Борисов Д.Н., Матвеев Д.С. Анализ вибраторных антенных решеток малозаметных беспилотных летательных аппаратов самолетного типа // Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2021, №18. – С. 227-236.
6. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. М.: One-Book, 2013. – 423 с.
7. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO. М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2008. – 246 с.
8. Неганов В.А. Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 432 с.
9. Miller E.K., Landt J.A. Direct time domain techniques for transient radiation and scattering from wires // Processing IEE, 1980, Vol. 68, no 11. – Pp. 1396-1423.

REFERENCES

1. Ashihmin, A.V. Design and optimization of ultra-wideband antenna devices and systems for radio control equipment. M.: Radio and communications, 2005. – 365 p.
2. Shatrakov, Yu.G., Rivkin, M.I., Tsymbayev, B.G. Aircraft antenna systems. M.: Mechanical Engineering, 1979. 184 p.
3. Reznikov, G.B. Aircraft antennas. M.: Soviet Radio, 1967. – 416 p.
4. Neganov, V.A., Tabakov, D. P., Yarovoy, G.P. Modern theory and practical application of antennas. M.: Radio Engineering, 2009. – 720 p.
5. Razinkov, S.N., Bogoslovsky I, A.V., Borisov, D.N., Matveev, D.S. Analysis of vibrator antenna arrays of stealth unmanned aircraft of the aircraft type //Aerospace forces. Theory and practice, 2021, no. 18. – Pp. 227-236.
6. Bankov, S.E., Gribanov, A.N., Kurushin, A.A. Electro-dynamic modeling of antenna and microwave structures using FEKO. M.: One-Book, 2013. – 423 p.
7. Bankov, S.E., Kurushin, A.A. Calculation of radiated structures using FEKO. M.: ZAO «NPP «RODNIK», 2008. – 246 p.
8. Neganov, V.A. Physical regulation of incorrect electrodynamics tasks: transmission lines, antennas, diffraction of electromagnetic waves. M.: SAYNS-PRESS, 2008. – 432 p.
9. Miller, E.K., Landt, J.A. Direct time domain techniques for transient radiation and scattering from wires // Processing IEE, 1980, Vol. 68, no 11. – Pp. 1396-1423.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ

А. А. Волков¹, П. А. Трифонов²

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

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен расчет энергетических диаграмм направленности антенны на основе подвесной системы парашюта при ее возбуждении монополярными и биполярными параболическими видеоимпульсами разной длительности. Установлены основные закономерности, связывающие свойства направленности антенны с длительностью и формой возбуждающих импульсов.

Ключевые слова: антenna на основе подвесной системы парашюта; энергетическая диаграмма направленности; плотность энергии; видеоимпульс.

ENERGY RADIATION PATTERNS OF AN ANTENNA BASED ON A PARACHUTE SUSPENSION SYSTEM WHEN IT IS EXCITED BY VIDEO PULSES

A. A. Volkov¹, P. A. Trifonov²

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

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The calculation of the energy radiation patterns of the antenna based on the parachute suspension system with its excitation by monopolar and bipolar parabolic video pulses of different duration is carried out. The main regularities connecting the antenna directivity properties with the duration and shape of the exciting pulses have been established.

Keywords: antenna based on a parachute suspension system; energy radiation pattern; energy density; video pulse.

1. ВВЕДЕНИЕ

Внимание к вопросам излучения видеоимпульсов вызвано необходимостью решения ряда задач прикладного характера, важнейшими из которых являются задачи радиоэлектронного подавления в широкой полосе частот и электромагнитного поражения радиоэлектронных средств. В качестве одного из типов излучателей при решении указанных задач может быть использована антenna парашютируемого генератора, выполненная на основе подвесной системы парашюта [1], стропы которой специальным образом металлизируются и образуют дискретный конический излучатель, состоящий из вибраторных антенн.

Для описания распределения излучения антены в пространстве при ее возбуждении видеоимпульсами удобно использовать угловые зависимости интегральных во времени величин – энергии сигнала или её плотности, а также связанной с ними безразмерной величины – энергетической диаграммы направленности. Энергетические характеристики позволяют оценить дальность действия

радиоизлучающего средства, коэффициент полезного действия и другие показатели его эффективности. Практический интерес представляют зависимости энергетических характеристик направленности от длительности и формы возбуждающего импульса, на основе которых может быть проведена оптимизация геометрических размеров антенны.

Исследованию энергетических характеристик излучения различных типов антенн при их возбуждении видеоимпульсами посвящено достаточно много работ [2-7]. Однако имеющиеся в них результаты не позволяют оценить характеристики направленности антенны на основе подвесной системы парашюта. Поэтому целью работы является расчет и анализ зависимостей энергетических диаграмм направленности дискретной конической антенны, выполненной на основе подвесной системы парашюта, от длительности и формы возбуждающего видеоимпульса.

2. Соотношения для расчета энергетической диаграммы направленности антенны

Схема антенны на основе подвесной системы парашюта показана на рисунке 1, где обозначено: x , y , z – оси декартовой системы координат, связанной с антенной; r , θ – сферические координаты точки наблюдения в системе координат антенны. Антenna представляет собой совокупность вибраторных антенн, распределенных по конической поверхности. В состав антенны может входить вибратор-противовес, совмещенный с корпусом генератора.

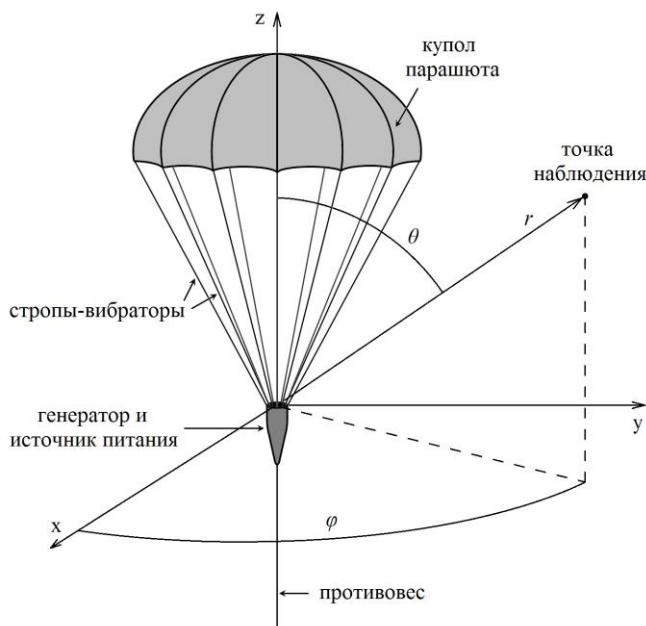


Рис. 1. Схема антенны на основе подвесной системы парашюта и связанная с ней система координат

При решении задачи приняты следующие допущения:

- все стропы-вибраторы представляют собой тонкие цилиндрические провода одинаковой длины и диаметра;

- диаметр строп-вибраторов существенно меньше их длины и пространственной протяженности импульса излучаемого поля;
- потери в антенне отсутствуют;
- электромагнитное взаимодействие между элементами антенны отсутствует;
- стропы-вибраторы равномерно распределены по конической поверхности;
- длина противовеса равна длине строп-вибраторов;
- антenna возбуждается генератором с активным внутренним сопротивлением.

В рамках принятых допущений вектор напряженности поля рассматриваемой антенны в дальней зоне может быть оценен по формуле [8]:

$$\mathbf{E}(r, \theta, \varphi, t) = E_\theta(r, \theta, \varphi, t) \mathbf{e}_\theta + E_\varphi(r, \theta, \varphi, t) \mathbf{e}_\varphi. \quad (1)$$

где \mathbf{e}_θ и \mathbf{e}_φ – орты координат θ и φ ; $E_\theta(r, \theta, \varphi, t)$ и $E_\varphi(r, \theta, \varphi, t)$ – меридиональная и азимутальная составляющие напряженности электрического поля антенны:

$$E_\theta(r, \theta, \varphi, t) = E_{\text{n}}(r, \theta, t) + \frac{b}{rK} \sum_{k=1}^K a_\theta(\theta, \varphi - \psi_k, \theta_0) \left(\frac{\Delta u\left(t^*, \frac{L}{c}, \frac{L}{c} \Psi(\theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)\right)}{\Psi(\theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)} + \right. \\ \left. + \frac{\Delta u\left(t^* - \frac{2L}{c}, \frac{L}{c}, -\frac{L}{c} \Psi(\pi + \theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)\right)}{\Psi(\pi + \theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)} \right), \quad (2)$$

$$E_\varphi(r, \theta, \varphi, t) = \frac{b}{rK} \sum_{k=1}^K a_\varphi(\varphi - \psi_k, \theta_0) \left(\frac{\Delta u\left(t^*, \frac{L}{c}, \frac{L}{c} \Psi(\theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)\right)}{\Psi(\theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)} + \right. \\ \left. + \frac{\Delta u\left(t^* - \frac{2L}{c}, \frac{L}{c}, -\frac{L}{c} \Psi(\pi + \theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)\right)}{\Psi(\pi + \theta, \varphi - \psi_k, \theta_0)} \right), \quad (3)$$

$$a_\theta(\theta, \varphi, \theta_0) = \sin \theta \cos \theta_0 - \cos \theta \sin \theta_0 \cos \varphi. \quad (4)$$

$$a_\varphi(\varphi, \theta_0) = \sin \theta_0 \sin \varphi. \quad (5)$$

$$\Delta u(t, \tau_1, \tau_2) = \sum_{m=0}^{\infty} \rho^m (u_r(t - 2m\tau_1) - u_r(t - \tau_2 - 2m\tau_1)), \quad (6)$$

$$\Psi(\theta, \psi, \theta_0) = 1 - \sin \theta \sin \theta_0 \cos \psi - \cos \theta \cos \theta_0, \quad (7)$$

$$b = \frac{1}{4\pi \epsilon_a c (Z_r + Z_b)}. \quad (8)$$

$$\rho = \frac{KZ_r - Z_b}{KZ_r + Z_b}, \quad (9)$$

$t^* = t - r/c$ – смещённое время; c – скорость распространения электромагнитного поля; L – длина строп-вибраторов; K – количество строп-вибраторов; θ_0 – половина угла при вершине конуса, на поверхности которого находятся стропы-вибраторы; $\psi_k = 2\pi(k-1)/K$ – угол поворота вибратора в азимутальной плоскости относительно оси x ; ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; Z_r – внутреннее сопротивление генератора; Z_b – волновое сопротивление вибратора; $E_n(r, \theta, t)$ – поле противовеса:

$$E_n(r, \theta, t) = \frac{b \sin \theta}{2r} \left(\frac{\Delta u \left(t^*, \frac{L}{c}, 2 \frac{L}{c} \cos^2 \frac{\theta}{2} \right)}{\cos^2 \frac{\theta}{2}} + \frac{\Delta u \left(t^* - \frac{2L}{c}, \frac{L}{c}, -2 \frac{L}{c} \sin^2 \frac{\theta}{2} \right)}{\sin^2 \frac{\theta}{2}} \right). \quad (10)$$

Плотность энергии электромагнитного поля рассматриваемой антенны в дальней зоне определяется по формуле [3]:

$$w(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{Z_0} \int_0^\infty \mathbf{E}^2 dt = \frac{1}{Z_0} \int_0^\infty (E_\theta^2(r, \theta, \varphi, t) + E_\varphi^2(r, \theta, \varphi, t)) dt, \quad (11)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Нормированная энергетическая диаграмма направленности антенны, согласно [9], определяется выражением:

$$F(\theta, \varphi) = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{w(r, \theta, \varphi)}{w(r, \theta_{\max}, \varphi_{\max})}, \quad (12)$$

где θ_{\max} , φ_{\max} – угловые координаты главного максимума излучения.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

С использованием выражений (1) – (13) в программе Mathcad проведен расчет энергетических диаграмм направленности антенны с параметрами $L = 9$ м, $\theta_0 = \pi/6$ рад, $K = 18$, возбуждаемой генератором импульсов с внутренним сопротивлением $Z_r = 50$ Ом.

В качестве возбуждающих сигналов рассматривались моно- и биполярные видеоимпульсы параболической формы, модели которых описываются выражениями:

– монополярный импульс:

$$u_r(t) = u_{r\max} \begin{cases} 0, & t < 0, \\ \frac{4t}{\tau} \left(1 - \frac{t}{\tau} \right), & 0 \leq t < \tau, \\ 0, & t \geq \tau, \end{cases} \quad (13)$$

– биполярный импульс:

$$u_r(t) = u_{r \max} \begin{cases} 0, & t < 0, \\ \frac{8t}{\tau} \left(1 - \frac{2t}{\tau}\right), & 0 \leq t < \frac{\tau}{2}, \\ -\frac{8}{\tau} \left(t - \frac{\tau}{2}\right) \left(1 - \frac{2}{\tau} \left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right), & \frac{\tau}{2} \leq t < \tau, \\ 0, & t \geq \tau, \end{cases} \quad (14)$$

где $u_{r \max}$ и τ – амплитуда и длительность импульса. Нормированные графики сигналов (12) и (13) показаны на рисунке 2.

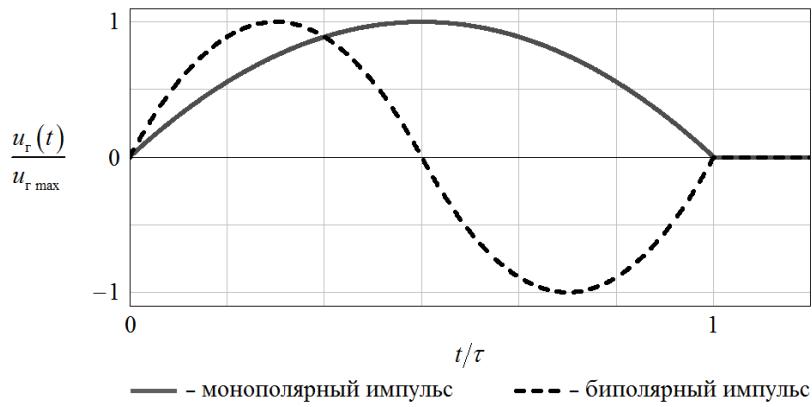


Рис. 2. Формы возбуждающих видеоимпульсов

Волновое сопротивление вибраторных антенн оценивалось по формуле [10]:

$$Z_b = 120 \left(\ln(L/d) - 1 \right), \quad (15)$$

где d – диаметр вибраторной антенны, который выбран равным 5 мм.

В результате расчетов установлено, что при $\tau \geq 1$ нс функция $F(\theta, \varphi)$ для рассматриваемой антенны практически не зависит от φ . На рисунке 3 показаны графики зависимостей F от θ в плоскости $\varphi = 0$ при возбуждении антенны моно- и биполярными импульсами с различными длительностями.

Из представленных графиков видно, что форма энергетической диаграммы направленности в общем случае зависит от длительности и формы возбуждающего импульса. При $\tau = 300$ нс, что соответствует случаю $\tau \gg L/c$, форма диаграммы направленности практически не изменяется при изменении формы импульса. Для более коротких импульсов изменение их формы приводит к существенному изменению диаграммы направленности. При возбуждении антенны импульсами с пространственной протяженностью, превосходящей длину вибраторов, диаграмма имеет один максимум, положение которого находится в секторе $\pi/2 < \theta < 2\pi/3$ рад. При укорочении длительности импульсов диаграмма направленности приобретает многопиковый характер, а максимум излучения смещается к направлению $\theta = \pi/6$ рад. В направлениях $\theta = 0$ и $\theta = \pi$ рад антенна не излучает.

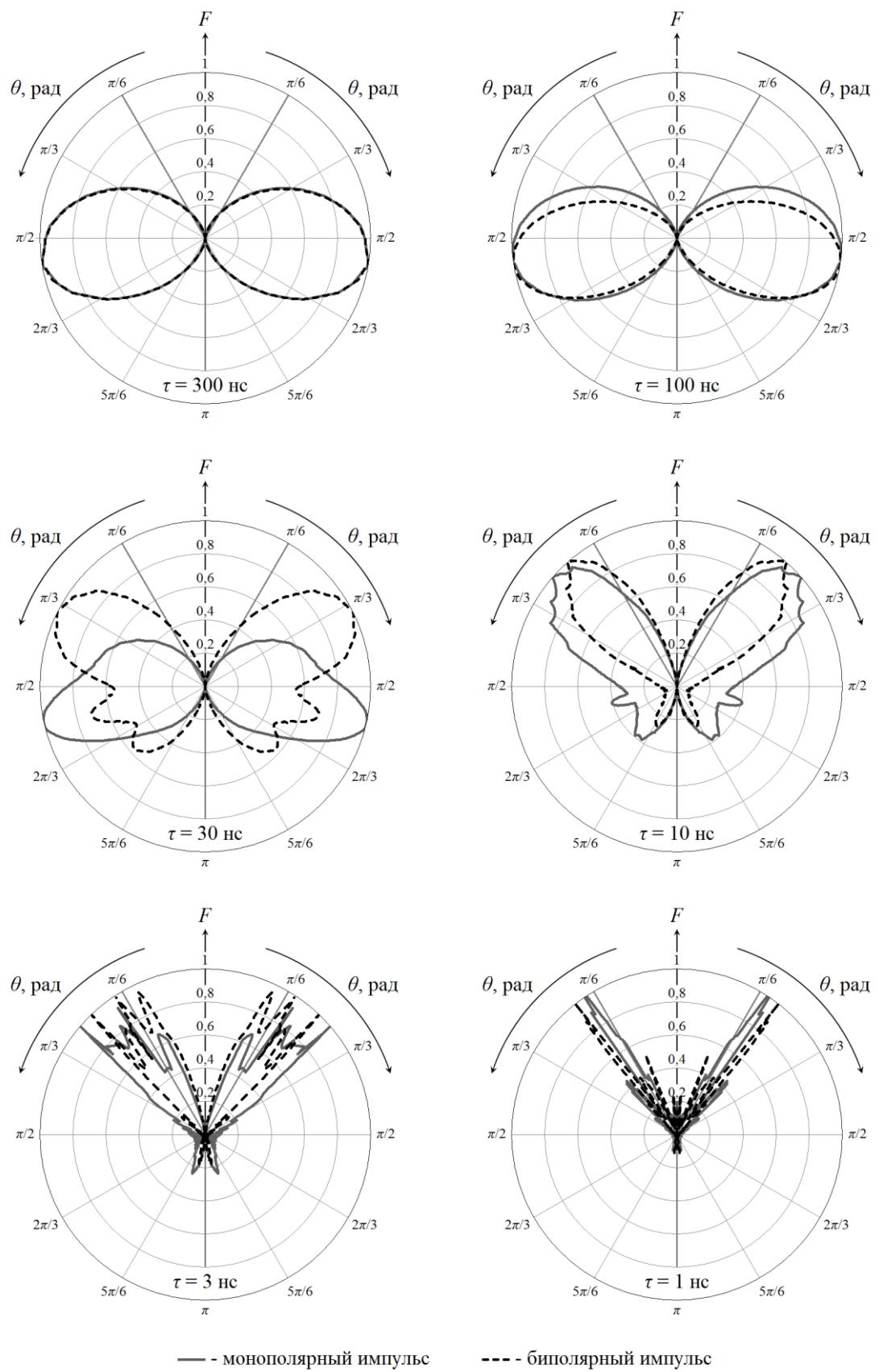


Рис. 3. Энергетические диаграммы направленности антенны.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведен расчет энергетических диаграмм направленности антенны, выполненной на основе подвесной системы парашюта, при ее возбуждении монополярными и биполярными параболическими импульсами наносекундного диапазона длительностей. Результаты расчетов показали зависимость формы энергетической диаграммы направленности антенны от формы и длительности возбуждающего импульса. В рассматриваемом диапазоне длительностей возбуждающих импульсов энергия излучения распределена равномерно по азимутальному углу. При возбуждении антенны импульсами, пространственная протяженность которых значительно превосходит длину строп-вибраторов, диаграмма направленности имеет один максимум излучения по зенитному углу, который находится в секторе $\pi/2 < \theta < 2\pi/3$ рад. При укорочении длительности импульса образуется несколько максимумов в разных направлениях и разного уровня, а главный сектор излучения смещается к конической поверхности, образованной стропами-вибраторами.

Полученные результаты позволяют качественно оценить эффективность решения той или иной прикладной задачи в зависимости от длительности возбуждающего антенну видеоимпульса. Так в задаче электромагнитного поражения радиоэлектронных средств, распределенных по земной поверхности, при использовании импульсов с пространственной протяженностью меньшей, чем длина строп-вибраторов, эффективность парашютируемого генератора будет близка к нулю, не зависимо от высоты антенны. Это обусловлено тем, что при коротких импульсах главный сектор излучения антенны на основе подвесной системы парашюта находится в верхней полусфере. Приемлемая эффективность парашютируемого генератора в указанной задаче может быть достигнута только на низких высотах излучения при использовании возбуждающих импульсов, пространственная протяженность которых равна или превосходит длину строп-вибраторов. В данном случае антenna будет близка по свойствам к элементарному диполю.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никифоров М. Г. Устройство для излучения мощных сверхвысокочастотных импульсов. RU 2199802 С2, заяв. 14.06.2000, опубл. 27.02.2003.
2. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC, Vol. EMC-25, Febr. 1983, No. 1. – P. 13-24.
3. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. С. 68-71.
4. Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны // Радиотехника и электроника, 1998, Т.43, №2. – С. 166-174.
5. Сугак М. И. Оценка энергетического коэффициента направленного действия однопроводной антенны бегущей волны, возбуждаемой гауссовским импульсом // Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2003, №9. – С. 16-18.
6. Иммореев И.Я. Диаграммы направленности антенн при излучении и приеме коротких сигналов. В сборнике докладов III Всероссийской научной конференции

- «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». Муром: Издательско-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – С. 82-88.
7. Одинцов А. Ю., Сугак М. И. Предельные энергетические характеристики системы питания импульсных антенн на основе обобщения теории Маклина для негармонических сигналов // Антенны, 2014, №7. – С. 35-46.
 8. Волков А.А. Методика оценки характеристик поля излучения антennы на основе подвесной системы парашюта при импульсном возбуждении // Антенны, 2015, №6. – С. 27-34.
 9. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В. Б. Авдеева и А. В. Ашихмина. Воронеж: ВГУ, 2005. – 223 с.
 10. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1957. – 700 с.

REFERENCES

1. Nikiforov M. G. Device for the emission of powerful microwave pulses. RU 2199802 C2, stated. 14.06.2000, publ. 27.02.2003.
2. Harmuth H. F., Ding-Rong Sh. Antennas for Nonsinusoidal Waves. Part I-Radiators // IEEE Trans, on EMC, Vol. EMC-25, Febr. 1983, No. 1. – Pp. 13-24.
3. Zernov N. V., Merkulov G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.
4. Sodin L. G. Pulsed radiation of the antenna // Radio Engineering and Electronics, 1998, Vol. 43, No. 2. – Pp. 166-174.
5. Sugak M. I. Evaluation of the energy coefficient of directional action of a single-wire traveling wave antenna excited by a Gaussian pulse // Izvestiya SPbGETU LETI, 2003, No. 9. – Pp. 16-18.
6. Immoreev I. Ya. Radiation pattern of the antennas in the emission and reception of short signals. In the collection of reports of the III All-Russian Scientific Conference "Ultra-Wideband signals in radar, communications and acoustics". Murom: Publishing and Printing Center of MI VISU, 2010. – Pp. 82-88.
7. Odintsov A. Yu., Sugak M. I. Limiting energy characteristics of the power supply system of pulsed antennas on the basis of generalization of the McLean theory for non-harmonic signals // Antennas, 2014, No. 7. – Pp. 35-46.
8. Volkov A. A. Method for evaluating the characteristics of the radiation field of an antenna based on a parachute suspension system under pulsed excitation // Antennas, 2015, No. 6. – Pp. 27-34.
9. Modeling of small-sized ultra-wideband antennas / Ed. by V. B. Avdeev and A. V. Ashikhmin. Voronezh: VSU, 2005 – 223 p.
10. Aysenberg G. Z. Antennas of ultra short waves. Moscow: State Publishing House of Literature on Communications and Radio, 1957. – 700 p.

ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ АДДИТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА

В. М. Артюшенко¹, В. И. Воловач²

¹Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия

²Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

Аннотация. Произведена оценка влияния коррелированных аддитивных негауссовских помех на точность измерения неэнергетических информационных параметров полезного сигнала. Показано, что при воздействии названных помех рост коэффициента корреляции приводит к увеличению обобщенного отношения сигнал/помеха и увеличению точности измерения параметров сигнала. Отмечается, что на приведенную погрешность измерения информационного параметра оказывает влияние не только обобщенное отношение сигнал/помеха, но также и учет негауссовского характера действующей помехи.

Ключевые слова: коррелированная аддитивная помеха; негауссовская помеха; количество информации по Фишеру; дисперсия погрешности измерения параметра.

INFLUENCE OF THE CORRELATED ADDITIVE NON-GAUSSIAN NOISE ON MEASUREMENT ACCURACY INFORMATION PARAMETERS OF THE USEFUL SIGNAL

V. M. Artyushenko¹, V. I. Volovach²

¹Technological university (MSRTU), Korolev, Russia

²Volga region state university of service (VRSUS), Togliatty, Russia

Abstract. The influence of correlated additive non-Gaussian noise on the measurement accuracy of non-energy information parameters of the useful signal is estimated. It is shown that under the influence of the above noises, an increase in the correlation coefficient leads to an increase in the generalized signal-to-noise ratio and an increase in the measurement accuracy of the signal parameters. It is noted that the reduced error in the measurement of the information parameter is influenced not only by the generalized signal-to-noise ratio, but also by taking into account the non-Gaussian nature of the acting noise.

Keywords: correlated additive noise; non-Gaussian noise; the amount of information on Fischer; variance of parameter measurement error.

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы измерения (оценки) параметров сигналов, несущих информацию о движении объектов, в радиолокации являются традиционными и весьма подробно рассмотрены в [1, 2, и др.]. Достаточно хорошо изучены вопросы радиолокационного измерения точечных [3, 4] и отчасти сложных дискретных [5, 6] целей. Вместе с тем многие аспекты, связанные с измерением информационных параметров сигнала, несущих информацию о движении объектов, находящихся на относительно небольших расстояниях от радиолокационных измерителей, т. е. в условиях ближнего действия, являются ещё недостаточно изученными и имеют ряд специфических особенностей как теоретического, так и практического характера [7, 8].

В большинстве работ, посвященных вопросам оценки параметров сигналов, считалось, что на полезный сигнал воздействует аддитивная помеха, описывающаяся, как правило, гауссовой плотностью распределения вероятности (ПРВ). Однако, как показывают проведённые исследования [9-15], принимаемый измерителем сигнал подвержен воздействию аддитивных помех, имеющих ярко выраженный негауссовский характер. Для радиолокации, радионавигации, телеметрии, радиоизмерительной техники представляет значительный интерес получить оптимальную оценку параметров обрабатываемых сигналов при наличии помех с произвольной плотностью распределения вероятности.

Проведем оценку информационных параметров по методу максимума апостериорной ПРВ (АПРВ).

Для определения количественных оценок измеряемых параметров используем нижние границы неравенства Крамера-Рао [16]. Влияние негауссовых аддитивных помех на точность измерения будем оценивать отношением дисперсии погрешности измерения при наличии аддитивных помех к дисперсии погрешности измерения, когда эти помехи носят гауссовский характер.

Отметим, что в нашем случае оценке будут подлежать только неэнергетические информационные параметры полезного сигнала. При этом считается, что оценки являются функциями достаточных статистик и обладают асимптотическими свойствами состоятельности, как правило, несмещенности и нормальности.

Известно, что оценка $\hat{\lambda}$ информационного параметра λ полезного сигнала $s(\lambda, t)$ по максимуму апостериорной ПРВ находится из уравнения

$$\left. \frac{dW_y(\lambda)}{d\lambda} \right|_{\lambda=\hat{\lambda}} = 0. \quad (1)$$

Учитывая, что $W_y(\lambda) = CW_\lambda(\lambda)W_\pi(\lambda)$, где C – постоянная нормировки; $W_\lambda(\lambda)$ – априорная ПРВ; $W_\pi(\lambda)$ – функция правдоподобия, запишем:

$$\left. \frac{dW_y(\lambda)}{d\lambda} \right|_{\lambda=\hat{\lambda}} = \left[\frac{d \ln W_\pi(\lambda)}{d\lambda} + \frac{d \ln W_\lambda(\lambda)}{d\lambda} \right]_{\lambda=\hat{\lambda}} = 0. \quad (2)$$

Откуда, в соответствии с теоремой Крамера-Рао, дисперсия любой несмешенной оценки информационного параметра определяется неравенством [16]:

$$M \left\{ (\hat{\lambda} - \lambda)^2 \right\} \geq \left[-M \left\{ \frac{d^2 \ln W_\pi(\lambda)}{d\lambda^2} \right\} - M \left\{ \frac{d^2 \ln W_\lambda(\lambda)}{d\lambda^2} \right\} \right]^{-1}, \quad (3)$$

где усреднение осуществляется по результатам наблюдения и характеристикам случайного параметра λ .

Воспользовавшись понятием количества информации по Фишеру [17]

$$I_F^\lambda = -M \left\{ \frac{d^2 \ln W_\lambda(\lambda)}{d\lambda^2} \right\},$$

преобразуем (3) к виду

$$M\left\{\left(\hat{\lambda} - \lambda\right)^2\right\} \geq \left[-M\left\{\frac{d^2 \ln W_{\Pi}(\lambda)}{d\lambda^2}\right\} + I_F^\lambda\right]^{-1}, \quad (4)$$

которое и будем использовать при дальнейшем рассмотрении.

2. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ АДДИТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

Рассмотрим случай, когда информационный параметр λ оценивается на фоне коррелированной, в общем случае, негауссовской помехи n .

Пусть на вход измерительного радиолокационного устройства поступает аддитивная смесь $y_h(t_h)$ полезного сигнала $s(\lambda, t_h)$, несущего информацию об одном из интересующих нас параметре движения лоцируемого объекта λ , и аддитивная негауссовская коррелированная помеха $n(t_h)$

$$y_h(t_h) = s(\lambda, t_h) + n(t_h).$$

Будем считать, что помеха описывается переходной ПРВ $W_{\Pi}(n_h/n_{h-1})$. Измерение (оценка) информационного параметра $\hat{\lambda}$ ведется в дискретном времени наблюдения на интервале $[0, T]$, причем $\hat{\lambda}_h = \hat{\lambda}_{h-1} = \hat{\lambda}$.

Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) существует и описывается выражением:

$$B_n(n) = \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\}, \quad (5)$$

$$\text{где } y_{h-i} - s(\hat{\lambda}, t_{h-i}) = n_{h-i}, \quad i = 0, 1.$$

При этом функция правдоподобия удовлетворяет условиям регулярности [18]:

$$\left\langle \frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\} \right\rangle = 0; \quad (6)$$

$$\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \hat{\lambda}^2} \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\} \right\rangle = \left\langle \left[\frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\} \right]^2 \right\rangle. \quad (7)$$

Запишем производную ЛФП (5) по информационному параметру в виде:

$$\begin{aligned} & \left\langle \frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\} \right\rangle = \\ & = H^{-1} \sum_{h=1}^H \left[-\frac{d}{dn_h} \ln W_{\Pi}(n_h | n_{h-1}) s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_h) - \frac{d}{dn_{h-1}} \ln W_{\Pi}(n_h | n_{h-1}) s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_h) \right] = \\ & = H^{-1} \sum_{h=1}^H \left[-B_{n,h}^{n'} s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_h) - B_{n,h-1}^{n'} s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_{h-1}) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Заметим, что соотношение (6) выполняется, если

$$\left\langle \frac{d}{dn_{h-i}} \ln W_{\Pi}(n_h | n_{h-i}) \right\rangle = 0, \quad i = 0, 1. \quad (9)$$

С учетом соотношений (7), (9), дифференцируя (8), получим

$$\begin{aligned} & \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \hat{\lambda}^2} \ln W_{\Pi}\left\{y_h - s(\hat{\lambda}, t_h)\Big| y_{h-1} - s(\hat{\lambda}, t_{h-1})\right\} \right\rangle = \\ & = H^{-1} \sum_{h=1}^H \left[B_{n,h,h}^{n''} [s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_h)]^2 + 2B_{n,h,h-1}^{n''} [s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_h) s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_{h-1})] + B_{n,h-1,h-1}^{n''} [s'_\lambda(\hat{\lambda}, t_{h-1})]^2 \right] \end{aligned} \quad (10)$$

Усреднив (10) не только по множеству, но и по времени, используя результаты, полученные в [16], преобразуем (10) к виду:

$$\tilde{B}_{\lambda}^{\text{п}} = I_{n,11}^n P_{11} + 2I_{n,12}^n P_{12} + I_{n,22}^n P_{22}. \quad (11)$$

Правая часть (11), согласно [19], представляет собой след матрицы IP

$$\text{tr}[IP] = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 I_{ij} P_{ij}; i, j = 1, 2,$$

где $I_{ij} = I_{n,\alpha\beta}^n (\alpha, \beta = 1, 2)$ – составляющие информационной матрицы Фишера относительно аддитивной помехи заключенные в переходной ПРВ $W_{\Pi}(n_h | n_{h-i})P_{ij}$ – элементы матрицы $\|P\|$:

$$\begin{aligned} i = j: P_{ij} &= P_{s'} = \lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H [s']_i^2; \\ i \neq j: P_{ij} &= P_{s'} = \lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H [s'_i s'_j]; i, j = 1, 2. \end{aligned}$$

С учетом сказанного, выражение (11) можно записать в виде:

$$\tilde{B}_{\lambda}^{\text{п}} = \text{tr}[IP].$$

В этом случае, выражение для нижней границы неравенства Крамера-Рао, в общем случае, запишется:

$$\sigma_{\hat{\lambda},k}^2 \geq [\text{tr}[IP] + I_F^{\lambda}]^{-1}. \quad (12)$$

При оценке измеряемого параметра методом максимального правдоподобия (12) переходит в неравенство:

$$\sigma_{\hat{\lambda},k}^2 \geq [\text{tr}[IP]]^{-1}. \quad (13)$$

Пусть на сигнал воздействует гауссовская коррелированная помеха с переходной ПРВ вида:

$$W_{\Pi}(n_h | n_{h-1}) = \left[2\pi\sigma_{\Pi,h}(1 - r_{\Pi}^2) \right]^{0.5} \exp \left\{ - \left(n_h - \sigma_{\Pi,h}\sigma_{\Pi,h-1}^{-1}r_{\Pi}n_{h-1} \right)^2 \left(2\sigma_{\Pi,h}(1 - r_{\Pi}^2) \right)^{-1} \right\},$$

где $\sigma_{\Pi,h}$ и $\sigma_{\Pi,h-1}$ – соответственно, дисперсия величины на шаге h и $h-1$; r_{Π} – коэффициент корреляции выборок n_h и n_{h-1} .

Тогда учитывая, что для гауссовского случайного процесса $n(t)$, заданного переходным распределением, информационная матрица Фишера приобретает вид [11]:

$$\|I_{F,r}\| = \begin{vmatrix} I_{F,11} & I_{F,12} \\ I_{F,21} & I_{F,22} \end{vmatrix} = [\sigma_{\Pi}^2(1 - r_{\Pi}^2)]^{-1} \begin{vmatrix} 1 & -r_{\Pi} \\ -r_{\Pi} & r_{\Pi}^2 \end{vmatrix},$$

где σ_{Π}^2 – дисперсия, а r_{Π} – коэффициент корреляции случайного процесса $n(t)$, а так же элементов матрицы $\|P\|$, определяемых выражениями

$$\begin{aligned} P_{11} &= \lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H [s'_{\lambda}(\hat{\lambda}, t_h)]^2; \\ P_{12} &= P_{21} = \lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H [s'_{\lambda}(\hat{\lambda}, t_h) s'_{\lambda}(\hat{\lambda}, t_{h-1})]; \\ P_{22} &= \lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H [s'_{\lambda}(\hat{\lambda}, t_{h-1})]^2, \end{aligned}$$

после несложных математических преобразований, запишем (13) в виде:

$$\sigma_{\hat{\lambda},k}^2 \geq \left\{ \frac{s_{\lambda}(\hat{\lambda},t_h) - r_{\pi} s_{\lambda}(\hat{\lambda},t_{h-1})}{\sigma_{\pi}^2(1-r_{\pi}^2)} \right\}^{-1} = \left\{ \frac{[\Delta s_h]^2}{\sigma_{\pi}^2(1-r_{\pi}^2)} \right\}^{-1}. \quad (14)$$

Данное выражение, вплоть до обозначений, полностью совпадает с выражением, полученным в работах [10, 20] для случая коррелированных гауссовских помех.

Перепишем (14) в виде:

$$\sigma_{\hat{\lambda},k}^2 \geq [\rho_{\Gamma,k}]^{-1},$$

где $\rho_{\Gamma,k} = \frac{[\Delta s_h]^2}{\sigma_{\pi}^2(1-r_{\pi}^2)}$ – величина, играющая роль отношение сигнал/помеха (ОСП)

при измерении информационного параметра на фоне гауссовой аддитивной помехи с дисперсией σ_{π}^2 и коэффициентом корреляции r_{π} .

В работе [21] показано, что величину $\rho_{\Gamma,k}$ необходимо рассматривать в спектральном представлении

$$\rho_{\Gamma,k} = \frac{0,5}{\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{|s_s(\omega)|^2}{s_n(\omega)} d\omega,$$

где $|s_s(\omega)|$ – амплитудный спектр сигнала; $s_n(\omega)$ – энергетический спектр помехи; $\Delta t = h - (h-1)$.

В том случае, когда аддитивная помеха сильно коррелирована $r_{\pi} \rightarrow 1$, то есть спектр $s_n(\omega)$ уже спектра $|s_s(\omega)|$, получаем, что [10]

$$|s_s(\omega)| \gg \frac{1}{2\pi s_n(0)} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} |s_s(\omega)|^2 d\omega = P_s \sigma_{\pi}^{-2}, \quad (15)$$

где $P_s \sigma_{\pi}^{-2} = \rho_{\Gamma H}$ – обобщенное ОСП при воздействии некоррелированной гауссовой аддитивной помехи.

Как видно из (15)

$$\rho_{\Gamma,k} \gg \rho_{\Gamma H}. \quad (16)$$

Следовательно

$$\sigma_{\hat{\lambda},\Gamma,k}^2 \ll \sigma_{\hat{\lambda},\Gamma H}^2. \quad (17)$$

Таким образом, увеличение коэффициента корреляции приводит к увеличению обобщенного ОСП, что в свою очередь ведет к уменьшению погрешности измерения информационного параметра, а значит и к повышению точности его измерения.

Воспользовавшись результатами [20], введем соотношение

$$\mu = I_F^{\pi} / I_{F,\Gamma}^{\pi}, \quad (18)$$

характеризующее предельную эффективность измерения (оценки) информационного параметра $\hat{\lambda}$ на фоне негауссовой помехи с переходной ПРВ $W_{\pi}(n_h | n_{h-1})$ по сравнению с оценкой при воздействии гауссовой помехи, для которой дисперсия σ_{π}^2 и коэффициент корреляции r_{π} совпадают с дисперсией и коэффициентом корреляции коррелированной гауссовой помехи.

Напомним, что величина I_F^Π зависит от вида ПРВ $W_\Pi(n_h | n_{h-1})$, причем, чем больше ПРВ отличается от гауссовской, тем больше величина коэффициента μ . Для гауссовской переходной ПРВ $W_\Pi(n_h | n_{h-1})$

$$I_{F,\Gamma}^\Pi = \frac{\left[s_\lambda'(\hat{\lambda}, t_h) - r_\Pi s_\lambda'(\hat{\lambda}, t_{h-1}) \right]^2}{\sigma_\Pi^2 (1 - r_\Pi^2)}.$$

С учетом (13), (19) и полученного соотношения запишем, что при воздействии на полезный сигнал негауссовой коррелированной помехи апостериорная погрешность измерения (оценки) информационного параметра будет определяться следующим выражением:

$$\sigma_{\hat{\lambda},k,\text{нг}}^2 \geq [\mu \text{tr}[IP]]^{-1} = \left\{ \frac{\left[s_\lambda'(\hat{\lambda}, t_h) - r_\Pi s_\lambda'(\hat{\lambda}, t_{h-1}) \right]^2}{\mu \sigma_\Pi^2 (1 - r_\Pi^2)} \right\}^{-1}.$$

Следовательно, как видно из полученного неравенства с увеличением отличия переходной ПРВ $W_\Pi(n_h | n_{h-1})$ от гауссовой, точность измеряемого (оцениваемого) параметра возрастает.

Следует отметить, что так как [11, 20] $\mu \geq 1$, то с учетом неравенств (16) и (17) получаем, что при воздействии коррелированной негауссовой помехи апостериорная дисперсия измерения информационного параметра $\sigma_{\hat{\lambda},k,\text{нг}}^2$ всегда меньше, чем апостериорная дисперсия при воздействии той же негауссовой помехи, но имеющей некоррелированный характер $\sigma_{\hat{\lambda},k,\text{нг}}^2$, то есть $\sigma_{\hat{\lambda},k,\text{нг}}^2 >> \sigma_{\hat{\lambda},k,\text{нг}}^2$.

Рассмотрим влияние величины коэффициента μ на оценку информационного параметра на примере приведенной погрешности измерения

$$\delta_{\hat{\lambda}}^2 = \sigma_{\hat{\lambda},v}^2 / \sigma_{\hat{\lambda},k,\Gamma}^2,$$

где $\sigma_{\hat{\lambda},v}^2$ – апостериорная погрешность измерения при воздействии коррелированной негауссовой помехи, описывающейся переходной ПРВ вида:

$$W(n_h | n_{h-1}) = \frac{v}{2\Gamma(v^{-1})\sigma} \left[\frac{\Gamma(3/v)}{(1-r^2)\Gamma(v^{-1})} \right]^{0.5} \exp \left\{ - \left[\frac{\Gamma(3/v)}{(1-r^2)\Gamma(v^{-1})} \right]^{v/2} \left[\frac{|n_h - rn_{h-1}|^v}{\sigma^v} \right] \right\}, \quad (19)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма функция.

В этом случае, согласно (18) и тому, что для ПРВ (19) информационная матрица принимает вид [11]:

$$\|I_F\| = \frac{v(v-1)\Gamma(3/v)\Gamma(11-v^{-1})}{\sigma_\Pi^2 \Gamma^2(1/v)(1-r_\Pi^2)} \begin{vmatrix} 1 & -r_\Pi \\ -r_\Pi & r_\Pi^2 \end{vmatrix} = A(v) I_{F,\Gamma},$$

где $A(v) = \frac{v(v-1)\Gamma(3/v)\Gamma(11-v^{-1})}{\Gamma^2(1/v)}$; $v \geq 2$ – константа, зависящая от параметра

распределения,

значение коэффициента μ будет определяться как:

$$\mu = \frac{I_F^\Pi}{I_{F,r}^\Pi} A(v) = \frac{v(v-1)\Gamma(3/v)\Gamma(1-v^{-1})}{\Gamma^2(v^{-1})}.$$

Зависимости элементов матрицы $I_{F,ij}$ от параметров распределения приведены на рис. 1.

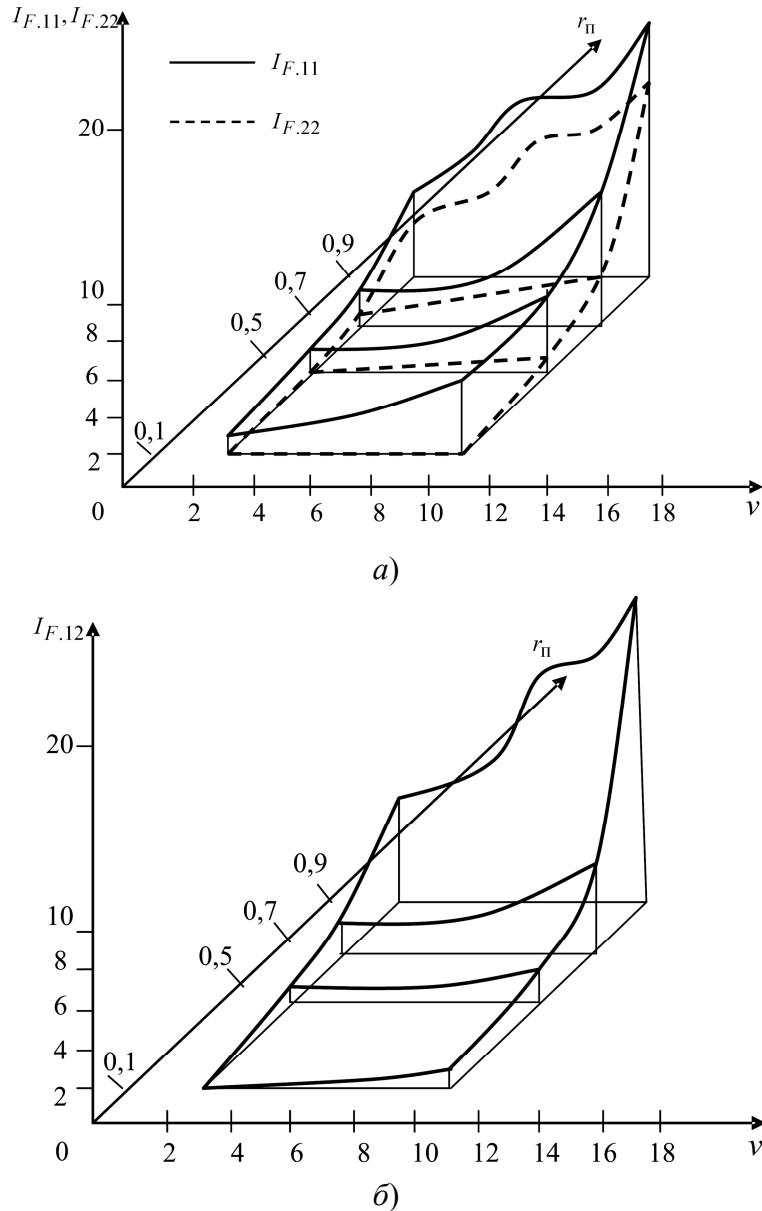


Рис. 1. Зависимость элементов матрицы $I_{F,ij}$ от параметров распределения:
a – $I_{F,11}, I_{F,22}$; *б* – $I_{F,12}$

Запишем выражение для приведенной погрешности в виде:

$$\delta_{\hat{\lambda}}^2 = [\mu\rho]^{-1} = \left\{ \frac{\Gamma^2(v^{-1})}{[v(v-1)\Gamma(3/v)\Gamma(1-v^{-1})]\rho} \right\},$$

где $\rho = \rho_v / \rho_{k,r}$; ρ_v – обобщенное ОСП при воздействии негауссовой помехи с ПРВ (19).

Напомним, что при $\nu = 2$ ПРВ вида (19) переходит в гауссовское, при этом, как видно из (18), $\mu = 1$.

На рис. 2 показаны зависимости, из которых видно, что на приведенную погрешность измерения информационного параметра влияет не только величина ρ , играющая роль приведенного обобщенного ОСП, но и параметр ν , определяющий значение μ .

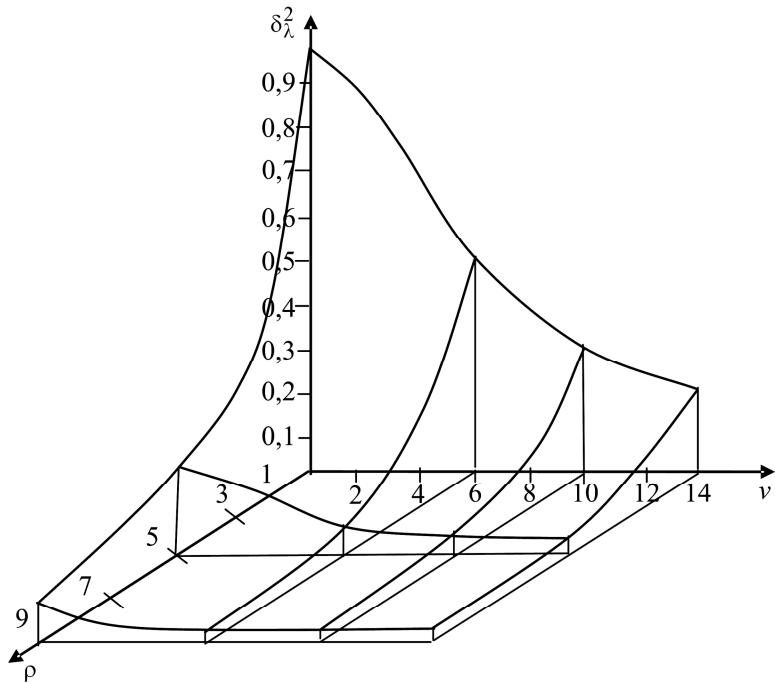


Рис. 2. Зависимости $\delta_{\lambda}^2 = f(\nu, \rho)$

Чем больше ν отлично от 2 ($\mu = 1$), тем меньше величина приведенной погрешности.

Повторив выше изложенные рассуждения для случая совместной оценки нескольких информационных параметров полезного сигнала на фоне коррелированной, в общем случае, негауссовской помехи, приходим к выводу, что предельная эффективность измерения (оценки) (см. (18)) в этом случае является такой же, как и при измерении одного информационного параметра.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Осуществлена оценка точности измерения информационных параметров полезных сигналов, несущих информацию о параметрах движения локируемых объектов, на фоне аддитивных негауссовских помех, имеющих коррелированный характер.

Показано, что учет негауссовского характера воздействующей аддитивной помехи приводит к значительному повышению точности измерения параметров сигнала.

Показано, что в случае коррелированной негауссовой помехи увеличение коэффициента корреляции приводит к увеличению обобщенного ОСП, что, в свою очередь, ведет к повышению точности измерения информационных параметров сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992.
2. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983.
3. Журавлев А. К., Лукошин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: ЛГУ, 1982.
4. Родимов А. П., Поповских В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984.
5. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Марганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанин и др.; под ред. Л. Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.
6. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Сов. радио, 1981.
7. Артюшенко В. М. Исследование и разработка радиолокационного измерителя параметров движения протяженных объектов. М.: ФГБОУ ВПО ФТА, 2013.
8. Воловач В. И. Методы и алгоритмы анализа радиотехнических устройств ближнего действия. М.: Радио и связь, 2013.
9. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / Под ред. С. Е. Фальковича. М.: Радио и связь, 1989.
10. Валеев В. Т., Сосулин Ю. Г. Обнаружение слабых когерентных сигналов в коррелированных негауссовых помехах // Радиотехника и электроника, 1969, Т. 14, № 2. С. 230-238.
11. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка интенсивности движения протяженных объектов с помощью обобщенного распределения Вейбулла // Автометрия, 2020, Т. 56, № 3. С. 58-67.
12. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения параметров движения протяженных объектов в условиях изменяющейся дальности // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2015, Т. 58, № 1. С. 26-37.
13. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Estimation of the Influence of Low Level Additive and Multiplicative Noise on the Accuracy of Measurement of Signal Information Parameter // XIV International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)". Proceedings. Omsk: Omsk State Technical University, Omsk, Russia, November 10-12, 2020. <https://doi.org/10.1109/Dynamics50954.2020.9306162>
14. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Statistical Analysis of Discriminators under the Influence of Additive Correlated non-Gaussian Noise Described by Markov Processes // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWCTS). Batumi, Georgia, Sept 13-16, 2019. <https://doi.org/10.1109/EWCTS.2019.8884419>
15. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Estimation of Measurement Accuracy of Information Signal Parameters at Simultaneous Influence of Multiplicative and Additive Non Gaussian Noise // 2019 Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Russia, Tomsk, April 18-20, 2019. <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2019.8729636>
16. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983.
17. Цыпкин Я. З. Основы информационной теории идентификации. М.: Наука, 1984.
18. Валеев В. Г. Помехоустойчивость радиотехнических измерительных систем. Свердловск: Изд-во УПИ, 1987.
19. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1974, Т. 1.
20. Валеев В. Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1974, № 2. С.135-146.
21. Вайштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М.: Сов. радио, 1960.

REFERENCES

1. Sosulin Yu. G. Theoretical foundations of radar and radio navigation: textbook. manual for universities. M.: Radio and communication, 1992.
2. Finkelstein M.I., Fundamentals of Radar. M.: Radio and communication, 1983.
3. Zhuravlev A.K., Lukoshkin A.P., Poddubny S.S. Signal processing in adaptive antenna arrays. L.: LSU, 1982.
4. Rodimov A.P., Popovskikh V.V. Statistical theory of polarization-time processing of signals and interference. M.: Radio and communication, 1984.
5. Radar characteristics of aircraft / ME Marganov, Yu. S. Zinoviev, L. Yu. Astanin and others; ed. L. Tuchkova. M.: Radio and communication, 1985.236 s.
6. Falkovich SE, Khomyakov EN Statistical theory of measuring radio systems. M.: Sov. radio, 1981.
7. Artyushenko V. M. Research and development of a radar measuring device of motion parameters of extended objects. Moscow: FGBOU VPO FTA, 2013.
8. Volovach V.I. Methods and algorithms for analysis of short-range radio engineering devices. M.: Radio and communication, 2013.
9. Optimal Reception of Spatio-Temporal Signals in Radio Channels with Scattering, Ed. S. E. Falkovich. M.: Radio and communication, 1989.
10. Valeev V.T., Sosulin Yu. G. Detection of weak coherent signals in correlated non-Gaussian interference // Radio engineering and electronics, 1969, V. 14, No. 2. P. 230-238.
11. Artyushenko V.M., Volovach V.I. Estimation of the intensity of movement of extended objects using the generalized Weibull distribution // Avtometriya, 2020, V. 56, No. 3. P. 58-67.
12. Artyushenko V.M., Volovach V.I. Estimation of the error in measuring the parameters of motion of extended objects in conditions of varying range // Izvestiya vuzov. Radioelectronics, 2015, T. 58, No. 1. P. 26-37.
13. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Estimation of the Influence of Low Level Additive and Multiplicative Noise on the Accuracy of Measurement of Signal Information Parameter // XIV International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)". Proceedings. Omsk: Omsk State Technical University, Omsk, Russia, November 10-12, 2020. <https://doi.org/10.1109/Dynamics50954.2020.9306162>
14. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Statistical Analysis of Discriminators under the Influence of Additive Correlated non-Gaussian Noise Described by Markov Processes // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTs). Batumi, Georgia, Sept 13-16, 2019. <https://doi.org/10.1109/EWDTs.2019.8884419>
15. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Estimation of Measurement Accuracy of Information Signal Parameters at Simultaneous Influence of Multiplicative and Additive Non Gaussian Noise // 2019 Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Russia, Tomsk, April 18-20, 2019. <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2019.8729636>
16. Tikhonov V.I. Optimal reception of signals. M.: Radio and communication, 1983.
17. Tsypkin Ya. Z. Foundations of the information theory of identification. Moscow: Nauka, 1984.
18. Valeev V.G. Noise immunity of radio engineering measuring systems. Sverdlovsk: UPI Publishing House, 1987.
19. Levin BR Theoretical foundations of statistical radio engineering. M.: Sov. radio, 1974, Vol. 1.
20. Valeev, V.G., Optimal Estimation of Signal Parameters in the Presence of Non-Gaussian Noises, Izv. Academy of Sciences of the USSR. Technical cybernetics. 1974. No. 2. P.135-146.
21. Vayshtein L. A., Zubakov V. D. Signal isolation against the background of random noise. M.: Sov. radio, 1960.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА

Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, Е. Э. Головацкая

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе выполнен синтез квазиправдоподобного алгоритма обнаружения сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне гауссовского белого шума и мешающего сигнала, представляющего собой узкополосную помеху. Получены зависимости характеристик обнаружения от различных параметров полезного и мешающего сигналов и определены параметры, вносящие наиболее сильное деструктивное воздействие. Выполнено сравнение эффективности обнаружения без помех, при наличии в принимаемой реализации сигналоподобной (сверхширокополосной) или узкополосной помех. Сформулированы рекомендации повышения эффективности функционирования обнаружителя, работающего в условиях сложной помеховой обстановки, дестабилизирующих информационно-технических воздействий или попытках к несанкционированному доступу к информации.

Ключевые слова: квазиправдоподобный алгоритм; обнаружение; сверхширокополосный квазирадиосигнал; узкополосная помеха; вероятность ложной тревоги; вероятность пропуска сигнала.

STUDY OF THE IMPACT OF NARROWBAND INTERFERENCE ON THE PROPERTIES OF A QUASI-LIKELIHOOD ALGORITHM FOR DETECTING AN ULTRA-WIDEBAND SIGNAL

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, E. E. Golovatskaya

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A quasi-likelihood detection algorithm for an ultra-wideband quasi-radio signal observed with white Gaussian noise and an interfering signal, which is a narrowband interference, is synthesized. The dependences of detection properties on various parameters of useful and interfering signals are obtained and the parameters that make the most destructive impact are determined. Comparison of the detection efficiency without interference, in the presence of signal-like (ultra-wideband) or narrowband interference in the received realization is performed. Recommendations for improving the efficiency of detectors operating in the complex interference environment, destabilizing information-technical impacts or attempts to unauthorized access to information are formulated.

Keywords: quasi-likelihood algorithm; detection; ultra-wideband quasi-radio signal; narrowband interference; false alarm probability; missing probability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Тенденции развития существующих систем связи и передачи данных в значительной степени заключаются в расширении спектра и повышении уровня модуляции используемых для передачи информации сигналов. Повышение эффективности передачи и обработки информации при неуклонном возрастании требований к скрытности и помехозащищённости радиолиний базируется на

использовании сверхширокополосных (СШП) сигналов [1-8]. Среди множества СШП сигналов выделяют отдельный класс – СШП квазирадиосигналы (КРС) [1], структура которых подобна узкополосным радиосигналам, но условие относительной узкополосности для них не выполняется.

В работе [3] исследовался квазиправдоподобный (КП) алгоритм обнаружения СШП КРС произвольной формы с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью на фоне гауссовского белого шума. В работе [4] рассмотрен аналогичный алгоритм, но на вход приемника поступает не только шум, а аддитивная смесь шума и сигналоподобной помехи. Поскольку в настоящее время более широко распространены системы связи, использующие узкополосные сигналы, при разработке систем СШП радиосвязи необходимо исследовать влияние узкополосных помех на характеристики синтезируемого обнаружителя. При типовой ширине полосы СШП сигнала в 500 МГц [2, 5] в том же диапазоне частот могут работать одна или несколько узкополосных систем связи, оказывающих негативное влияние на характеристики обнаружения СШП приемника.

В настоящее время подробно исследована задача обнаружения СШП сигналов, принимаемых на фоне шумовых узкополосных помех от внешних источников и гауссовского белого шума [5]. Однако, в качестве полезного сигнала рассматриваются одиночные непрерывные СШП видеосигналы (сверхкороткие импульсы) или их последовательности. Такая модель сигнала используется, как правило, в задачах радио- и гидролокации, подповерхностном зондировании, и крайне редко в телекоммуникационных системах. В качестве узкополосной помехи рассматривается наиболее обобщенная модель – узкополосный стационарный гауссовский процесс, которая подходит для имитации воздействия на СШП систему связи индустриальных или преднамеренных помех. Таким образом, для построения аналитической модели воздействия телекоммуникационных систем, использующих для передачи данных узкополосные радиосигналы, на систему СШП радиосвязи известные в литературе результаты неприменимы.

В связи с этим целью данной работы является синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма обнаружения СШП КРС на фоне гауссовского белого шума и помехи, являющейся узкополосным радиосигналом. Получены зависимости характеристик обнаружения от различных параметров мешающих сигналов и определены параметры, вносящие наиболее сильное деструктивное воздействие, на основе которых будут сформулированы рекомендации повышения эффективности функционирования обнаружителя, работающего в условиях сложной помеховой обстановки, дестабилизирующих информационно-технических воздействий или попытках к несанкционированному доступу к информации. При этом будем предполагать, что в приемном устройстве не предусмотрено возможное наличие мешающего сигнала.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Сверхширокополосный КРС произвольной формы запишем в виде

$$s(t, a_1, \varphi_1, \tau_1) = \begin{cases} a_1 f_1(t) \cos(\omega_1 t - \varphi_1), & 0 \leq t \leq \tau_1, \\ 0, & t < 0, t > \tau_1, \end{cases} \quad (1)$$

где a_1 , φ_1 , ω_1 , τ_1 – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность соответственно, а $f_1(t)$ – модулирующая функция, описывающая форму сигнала [1].

Рассмотрим задачу обнаружения СШП КРС (1) с неизвестными амплитудой a_1 , начальной фазой φ_1 и длительностью τ_1 на фоне узкополосной помехи

$$j(t, a_2, \varphi_2, \tau_2) = \begin{cases} a_2 f_2(t) \cos(\omega_2 t - \varphi_2), & 0 \leq t \leq \tau_2, \\ 0, & t < 0, t > \tau_2, \end{cases} \quad (2)$$

и белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . В выражении (2) введены аналогичные (1) обозначения. Наблюдаемую в течение интервала времени $t \in [0, T]$ аддитивную смесь сигналов (1), (2) и шума $n(t)$ запишем в виде

$$\xi(t) = \gamma_0 s(t, a_{01}, \varphi_{01}, \tau_{01}) + \gamma_0 j(t, a_{02}, \varphi_{02}, \tau_{02}) + n(t), \quad (3)$$

где a_{01} , φ_{01} , τ_{01} , a_{02} , φ_{02} , τ_{02} – истинные значения неизвестных параметров, γ_0 – дискретный параметр, принимающий значение $\gamma_0 = 0$ при отсутствии сигнала и $\gamma_0 = 1$ – при наличии сигнала. Предполагается, что узкополосная помеха присутствует в эфире только при наличии полезного сигнала. Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала $\tau_1 \in [T_1, T_2]$, а частоты полезного сигнала ω_1 и помехи ω_2 известны. Располагая принятой реализацией (3), приемное устройство должно выносить решение о наличии или отсутствии полезного сигнала. Тогда задача обнаружения сводится к оценке параметра состояния γ_0 на основе наблюдаемых данных (3).

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ

Выполним синтез обнаружителя СШП КРС с неизвестными параметрами и не учитывающего возможного наличия помехи (параметры мешающего сигнала неизвестны). Для синтеза алгоритма обнаружения сигнала (оценки параметра γ_0) воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [9,10]. При неизвестных параметрах сигнала имеет место априорная параметрическая неопределенность относительно амплитуды, начальной фазы и длительности. Тогда логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) зависит от четырех неизвестных параметров [10]

$$L(\gamma, a_1, \varphi_1, \tau_1) = \frac{2\gamma}{N_0} \int_0^T \xi(t) s(t, a_1, \varphi_1) dt - \frac{\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_1} s^2(t, a_1, \varphi_1) dt. \quad (4)$$

Ряд алгоритмов обнаружения может быть получен при подстановке в выражение (4) вместо неизвестных a_1 , φ_1 и τ_1 их некоторых значений. Эти значения могут быть фиксированными, а могут определяться по реализации наблюдаемых данных. Вместо неизвестной длительности в выражении (4) будем использовать некоторое её ожидаемое значение τ_1^* из области возможных значений $[T_1, T_2]$. Тогда оценка $\hat{\gamma}$ параметра γ_0 , определяемая как значение γ , при котором логарифм ФОП достигает абсолютного (наибольшего) максимума, является квазивероятностной. Квазивероятностный алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра γ_0) можно аналогично [10,11] представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, & L > h, \\ 0, & L < h, \end{cases} \quad (5)$$

здесь

$$L = \sup_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1) = L(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1), \quad (6)$$

$L(a_1, \varphi_1) = L(\gamma = 1, a_1, \varphi_1, \tau_1 = \tau_1^*)$, а $(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1) = \operatorname{argmax}_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1)$ – КП оценки неизвестных амплитуды и начальной фазы сигнала (1). Порог h в формуле (5) выбирается в соответствии с заданным критерием оптимальности [9,10].

Подставив в выражение (4) явный вид СШП КРС (1), перепишем логарифм ФОП в виде

$$L(a_1, \varphi_1) = a_1 \left(X \cos \varphi_1 + Y \sin \varphi_1 \right) - \frac{a_1^2}{2} (Q + P_c \cos 2\varphi_1 + P_s \sin 2\varphi_1), \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} X &= \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) f_1(t) \cos \omega_1 t \, dt, \quad Y = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) f_1(t) \sin \omega_1 t \, dt, \quad Q = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t) \, dt, \\ P_c &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t) \cos 2\omega_1 t \, dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t) \cos (4\pi\kappa_1 t / \tau_{01}) \, dt, \\ P_s &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t) \sin 2\omega_1 t \, dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} f_1^2(t) \sin (4\pi\kappa_1 t / \tau_{01}) \, dt. \end{aligned} \quad (8)$$

Величина $\kappa_1 = \omega_1 \tau_{01} / 2\pi$ в (8) характеризует степень узкополосности СШП КРС и равна количеству периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала τ_{01} .

Для получения решающей статистики (6) выполним аналитически максимизацию логарифма ФОП (7) по переменным a_1 и φ_1 . Составив и решив систему уравнений правдоподобия

$$\left. \frac{\partial L(a_1, \varphi_1)}{\partial a_1} \right|_{\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1} = 0, \quad \left. \frac{\partial L(a_1, \varphi_1)}{\partial \varphi_1} \right|_{\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1} = 0$$

и далее подставив полученные решения в (7), получаем

$$L = \max_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1) = \frac{X^2(Q - P_c) + Y^2(Q + P_c) - 2XYP_s}{2(Q^2 - P_c^2 - P_s^2)}. \quad (9)$$

Квазиправдоподобный обнаружитель СШП КРС (5), (9) можно реализовать на основе блок-схемы, приведенной на рис. 1, где интеграторы (И) работают на интервале времени $t \in [0, T]$.

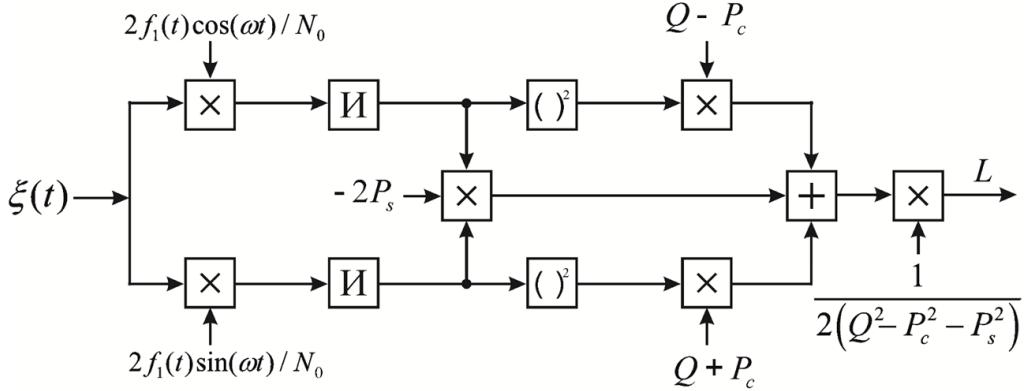


Рис. 1. Блок-схема КП обнаружителя СШП КРС.

Решение о наличии или отсутствии сигнала выносится на основе сравнения решающей статистики (9) с порогом h .

4. АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ

Выполним анализ КП алгоритма обнаружения (5), (9), т.е. найдём вероятности ложной тревоги α и пропуска сигнала β [10]. Введём в выражении (9) замену переменных $J = -P_s X + (Q + P_c)Y$ и $Z = gX$, где $g^2 = Q^2 - P_c^2 - P_s^2$. Тогда решающая статистика (9) принимает вид

$$L = \frac{Z^2 + J^2}{2g^2(Q + P_c)}. \quad (10)$$

Чтобы найти характеристики обнаружения (вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала), необходимо знать плотность вероятности случайной величины L . Так как решающая статистика L (10) является функцией случайных величин (СВ) Z и J , то плотность вероятности L можно найти, зная совместную плотность вероятности СВ Z и J , которые являются гауссовскими, так как представляют собой линейные комбинации гауссовых СВ X и Y .

Подставив принятую реализацию (3) в выражения (8), представим СВ X и Y в виде сумм детерминированных и случайных составляющих

$$X = \gamma_0(S_c + J_c) + N_c, \quad Y = \gamma_0(S_s + J_s) + N_s,$$

где

$$\begin{aligned}
S_c &= \frac{2a_{01}}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \cos(\omega_l t - \varphi_{01}) \cos \omega_l t dt = a_{01} [(Q_1 + R_c) \cos \varphi_{01} + R_s \sin \varphi_{01}], \\
S_s &= \frac{2a_{01}}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \cos(\omega_l t - \varphi_{01}) \sin \omega_l t dt = a_{01} [(Q_1 - R_c) \sin \varphi_{01} + R_s \cos \varphi_{01}], \\
J_c &= \frac{2a_{02}}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{02}, \tau_1^*)} f_1(t) f_2(t) \cos(\omega_2 t - \varphi_{02}) \cos \omega_l t dt = a_{02} (Q_2 \cos \varphi_{02} + Q_3 \sin \varphi_{02}), \\
J_s &= \frac{2a_{02}}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{02}, \tau_1^*)} f_1(t) f_2(t) \cos(\omega_2 t - \varphi_{02}) \sin \omega_l t dt = a_{02} (Q_2 \sin \varphi_{02} + Q_3 \cos \varphi_{02}), \\
R_c &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \cos 2\omega_l t dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \cos(4\pi\kappa_l t / \tau_{01}) dt, \\
R_s &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \sin 2\omega_l t dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) \sin(4\pi\kappa_l t / \tau_{01}) dt, \\
Q_1 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{01}, \tau_1^*)} f_1^2(t) dt, \\
Q_2 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{02}, \tau_1^*)} f_1(t) f_2(t) \cos(\omega_2 t - \omega_l t) dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{01} \min(\Delta\omega, \Delta\tau)} f_1(t) f_2(t) \cos\left(2\Delta\omega_0 \frac{\pi\kappa_l t}{\tau_{01}}\right) dt, \\
Q_3 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\min(\tau_{02}, \tau_1^*)} f_1(t) f_2(t) \sin(\omega_2 t - \omega_l t) dt = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{01} \min(\Delta\omega, \Delta\tau)} f_1(t) f_2(t) \sin\left(2\Delta\omega_0 \frac{\pi\kappa_l t}{\tau_{01}}\right) dt, \\
N_c &= \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} n(t) \cos \omega_l t dt, \quad N_s = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_1^*} n(t) \sin \omega_l t dt.
\end{aligned}$$

Здесь введён параметр $\Delta\omega_0 = \frac{\omega_2 - \omega_l}{\omega_l}$, характеризующий относительную расстройку по

частоте между помеховым и полезным сигналами, а также параметр $\Delta\omega = \tau_{02}/\tau_{01}$, характеризующий отношение ширины полосы полезного сигнала к мешающему. Величина $\Delta\tau = \tau_1^*/\tau_{01}$ характеризует отличие ожидаемой длительности полезного сигнала от её истинного значения (расстройка по длительности) [3].

По определению (8) СВ X и Y являются гауссовскими и полностью статистически описываются первыми двумя моментами. Выполняя усреднение при наличии и отсутствии сигнала в принятой реализации, находим математические ожидания

$$m_X = \langle X \rangle = \gamma_0 (S_c + J_c), \quad m_Y = \langle Y \rangle = \gamma_0 (S_s + J_s),$$

дисперсии

$$\sigma_X^2 = \langle (X - m_X)^2 \rangle = \langle N_c^2 \rangle = Q + P_c, \quad \sigma_Y^2 = \langle (Y - m_Y)^2 \rangle = \langle N_s^2 \rangle = Q - P_c,$$

и коэффициент корреляции СВ X и Y

$$R = \frac{\langle (X - m_X)(Y - m_Y) \rangle}{\sigma_X \sigma_Y} = \frac{\langle N_c N_s \rangle}{\sigma_X \sigma_Y} = \frac{P_s}{\sqrt{Q^2 - P_c^2}}.$$

Также находим для СВ Z и J математические ожидания

$$m_Z = \langle Z \rangle = gm_X = \gamma_0(S_c + J_c)g, \quad m_J = \langle J \rangle = -\gamma_0(S_c + J_c)P_s + \gamma_0(S_s + J_s)(Q + P_c),$$

дисперсии

$$\sigma_Z^2 = \langle (Z - m_Z)^2 \rangle = g^2(Q + P_c), \quad \sigma_J^2 = \langle (J - m_J)^2 \rangle = g^2(Q + P_c),$$

и коэффициент корреляции СВ Z и J

$$R_{ZJ} = \langle (Z - m_Z)(J - m_J) \rangle / \sigma_Z \sigma_J = 0.$$

Заметим, что коэффициент корреляции для СВ Z и J равен нулю, следовательно, эти величины некоррелированы.

С учётом найденных моментов совместная гауссовская плотность вероятности СВ Z и J определяется формулой

$$W_2(Z, J) = \frac{1}{2\pi\sigma_Z\sigma_J} \exp \left\{ - \left[\frac{(Z - m_Z)^2}{2\sigma_Z^2} + \frac{(J - m_J)^2}{2\sigma_J^2} \right] \right\}. \quad (11)$$

Сделаем в выражении (10) замену переменных: $Z = \Psi_1[\Lambda, \theta] = \Lambda \cos \theta$, $J = \Psi_2[\Lambda, \theta] = \Lambda \sin \theta$, тогда

$$L = \frac{\Lambda^2}{2g^2(Q + P_c)}. \quad (12)$$

Используя правила замены переменных в плотностях вероятностей [12,13], выполним переход от совместной плотности вероятности СВ Z и J в (11) к совместной плотности вероятности СВ Λ и θ

$$W_{\Lambda\theta}(\Lambda, \theta) = W_{ZJ}(Z = \Psi_1[\Lambda, \theta], J = \Psi_2[\Lambda, \theta]) |D|, \quad (13)$$

где якобиан преобразования имеет вид

$$|D| = \begin{vmatrix} \frac{\partial \Psi_1}{\partial \Lambda} & \frac{\partial \Psi_1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial \Psi_2}{\partial \Lambda} & \frac{\partial \Psi_2}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \Lambda,$$

причём $\Lambda \geq 0$, $\theta \in [-\pi, \pi]$. Подставляя в выражение (13) $\Psi_1[\Lambda, \theta]$, $\Psi_2[\Lambda, \theta]$ находим совместную плотность вероятности СВ Λ и θ

$$W_{\Lambda\theta}(\Lambda, \theta) = \frac{\Lambda}{2\pi g^2(Q + P_c)} \exp \left\{ - \frac{(\Lambda \cos \theta - m_Z)^2 + (\Lambda \sin \theta - m_J)^2}{2g^2(Q + P_c)} \right\}, \quad (14)$$

$$\Lambda \geq 0, \quad \theta \in [-\pi, \pi].$$

Чтобы получить вероятность ложной тревоги, нужно найти $W(L|\gamma_0 = 0)$ – плотность вероятности решающей статистики L (12) при условии, что $\gamma_0 = 0$, т.е. когда

сигнал отсутствует. Для этого в формуле (14) положим $\gamma_0 = 0$ и проинтегрируем полученное выражение по θ , в результате чего находим плотность вероятности СВ Λ

$$W_\Lambda(\Lambda) = \int_{-\pi}^{\pi} W_{\Lambda\theta}(\Lambda, \theta) d\theta = \frac{\Lambda}{g^2(Q+P_c)} \exp\left\{-\frac{\Lambda^2}{2g^2(Q+P_c)}\right\}, \quad \Lambda \geq 0.$$

Затем переходим от плотности вероятности СВ Λ к плотности вероятности СВ L (12)

$$W(L|\gamma_0=0) = W_\Lambda(\Lambda = \Lambda(L)|\gamma_0=0)|\tilde{D}|, \quad |\tilde{D}| = |\partial\Lambda(L)/\partial L|. \quad (15)$$

После всех преобразований в выражении (15) получаем

$$W(L|\gamma_0=0) = \exp(-L), \quad L \geq 0. \quad (16)$$

Используя выражение (16), находим вероятность ложной тревоги для обнаружителя (5), (9) в виде

$$\alpha = \int_h^\infty W(L|\gamma_0=0) dL = \begin{cases} \exp(-h), & h \geq 0, \\ 1, & h < 0. \end{cases} \quad (17)$$

Выражение (17) совпадает с вероятностью ложной тревоги максимально правдоподобного алгоритма обнаружения СШП КРС, найденной в [3, 4].

Для определения вероятности пропуска сигнала необходимо знать $W(L|\gamma_0=1)$ – плотность вероятности СВ L (12) при условии, что $\gamma_0 = 1$. Положив в формуле (14) $\gamma_0 = 1$ и интегрируя полученное выражение по θ , получим плотность вероятности СВ Λ

$$W(\Lambda) = \frac{\Lambda}{g^2(Q+P_c)} \exp\left\{-\frac{\Lambda^2 + m_Z^2 + m_J^2}{2g^2(Q+P_c)}\right\} I_0\left[\frac{\Lambda\sqrt{m_Z^2 + m_J^2}}{g^2(Q+P_c)}\right], \quad \Lambda \geq 0.$$

Здесь $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка мнимого аргумента [14]. Переходя от плотности вероятности СВ Λ к плотности вероятности СВ L (12), имеем

$$W(L|\gamma_0=1) = \exp\left\{-\frac{a_{01}^2 Q}{2} V\right\} \exp(-L) I_0\left[a_{01}\sqrt{2LQV}\right], \quad (18)$$

где

$$V = \frac{g^2 A_c^2 + [(Q+P_c)A_s - P_s A_c]^2}{g^2 Q(Q+P_c)},$$

$$\begin{aligned} A_{c1} &= (Q_1 + R_c) \cos \varphi_{01} + R_s \sin \varphi_{01}, & A_{s1} &= (Q_1 - R_c) \sin \varphi_{01} + R_s \cos \varphi_{01}, \\ A_{c2} &= Q_2 \cos(\Delta_\varphi + \varphi_{01}) + Q_3 \sin(\Delta_\varphi + \varphi_{01}), & A_{s2} &= Q_2 \sin(\Delta_\varphi + \varphi_{01}) + Q_3 \cos(\Delta_\varphi + \varphi_{01}), \\ A_c &= A_{c1} + \Delta_a A_{c2}, & A_s &= A_{s1} + \Delta_a A_{s2}. \end{aligned} \quad (19)$$

В (19) введен параметр $\Delta_a = \frac{a_{02}}{a_{01}}$, численно равный отношению помеха/сигнал по

напряжению, и $\Delta_\varphi = \varphi_{02} - \varphi_{01}$ – расстройка по начальной фазе между помеховым и полезным сигналами. С учётом (18) находим вероятность пропуска сигнала для обнаружителя (7)

$$\beta = \int_0^h W(L|\gamma_0=1) dL = \exp\left\{-\frac{a_{01}^2 Q}{2} V\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0(a_{01}\sqrt{2LQV}) dL. \quad (20)$$

Введём далее обозначение

$$z^2 = 2a_{01}^2 T_2 / N_0. \quad (21)$$

– отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП для СШП КРС с амплитудой a_{01} и длительностью T_2 и прямоугольной модулирующей функцией [9,10]. Тогда вероятность пропуска сигнала обнаружителем (4) можно переписать в виде

$$\beta = \exp\left\{-\frac{z^2}{2} V\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0(z\sqrt{2LV}) dL. \quad (22)$$

Положив a_{02} равным нулю, рассматриваемая задача сводится к задаче обнаружения СШП КРС на фоне белого гауссовского шума, и вероятность пропуска сигнала (22) совпадает с выражением, найденным в [3].

В качестве примера рассмотрим обнаружение СШП КРС, форма модулирующей функции которого определяется выражением

$$f(t) = \exp(-\lambda t / T_2), \quad (23)$$

где λ характеризует скорость изменения модулирующей функции. Пусть модулирующая функция узкополосной помехи так же определяется выражением (23).

При построении графических зависимостей полагалось, что динамический диапазон возможных значений длительностей сигнала (1) и узкополосной помехи (2) совпадает и равен $k = T_2/T_1 = 10$, а истинные значения длительностей соответственно были выбраны посередине априорного интервала их возможных значений $\tau_{01} = \tau_{02} = (T_2 + T_1)/2$. Порог h выбирался по критерию Неймана-Пирсона [9] при фиксированном уровне вероятности ложной тревоги равном 10^{-3} . Полагалось, что отсутствует расстройка по длительности $\Delta\tau = 1$, начальная фаза сигнала $\varphi_{01} = 0$, и параметры модулирующих функций полезного и мешающего сигналов соответственно равны $\lambda_1 = 1$ и $\lambda_2 = 2$.

На рисунках 2 и 3 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β (22) от параметра узкополосности $\kappa = \kappa_1$. На рисунке 2 приведены зависимости для различных значений ОСШ (21): сплошная кривая соответствует ОСШ $z = 2$, штриховая $z = 4$, штрихпунктирная $z = 6$. На рисунке 3 представлены зависимости при наличии или отсутствии расстройки по начальной фазе полезного (1) и мешающего сигналов (2). Сплошная кривая соответствует расстройке по начальной фазе $\Delta_\varphi = \pi$, штриховая – $\Delta_\varphi = \pi/2$, штрихпунктирная – отсутствию расстройки $\Delta_\varphi = 0$. Предполагалось, что несущие частоты полезного сигнала (1) и узкополосной помехи (2) совпадают $\Delta\omega_0 = 0$, отношение помеха/сигнал $\Delta_a = 2$, отношение ширины полосы полезного сигнала к мешающему $\Delta\omega >> 1$, расстройка по начальной фазе $\Delta_\varphi = \pi$ (для рисунка 2), ОСШ $z = 4$ (для рисунка 3).

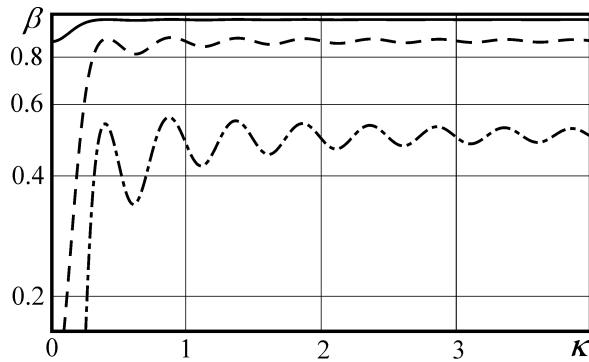


Рис. 2. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности при различных значениях ОСШ.

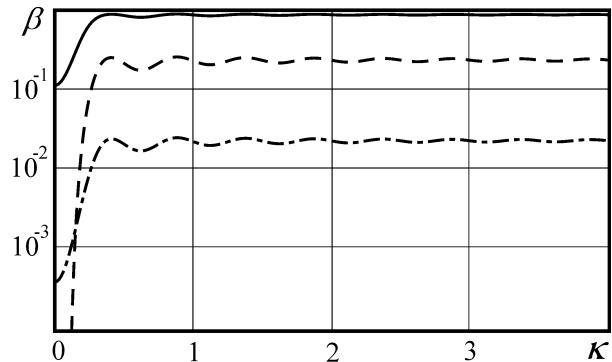


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности при различных значениях расстройки по фазе.

Из рисунков 2 и 3 видно, что с ростом значения параметра узкополосности снижается разброс значений вероятности пропуска сигнала в окрестности некоторого значения, которому свидетельствует случай обнаружения узкополосного радиосигнала ($\kappa_1 \gg 1$). Наиболее сильное влияние на характеристики обнаружения оказывает СШП КРС с параметром узкополосности от 0 до 1, что соответствует части гармонического колебания на интервале длительности. Гармонический характер зависимости вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности позволяет найти её локальные минимумы, соответствующие параметрам передаваемого СШП КРС. Например, при описанных выше параметрах, вероятность пропуска сигнала можно уменьшить в 1,7 раз, используя СШП КРС с параметром узкополосности $\kappa_1 = 0,6$, вместо $\kappa_1 = 0,4$. Также следует отметить, что рост ОСШ и уменьшение расстройки по начальной фазе приводит к повышению эффективности обнаружения полезного сигнала. Максимальное значение вероятности пропуска сигнала достигается при значении начальной фазы $\Delta_\phi = \pi$, т.е. узкополосная помеха находится в противофазе с полезным сигналом, а минимальное, соответственно, когда полезный и помеховый сигналы синфазны $\Delta_\phi = 0$.

Существенное влияние на характеристики обнаружения СШП КРС оказывают расстройки по различным параметрам между полезным и помеховым сигналами, в частности отношение помеха/сигнал Δ_a , расстройки по начальной фазе Δ_ϕ и частоте $\Delta\omega_0$. Влияние временных параметров на эффективность обнаружения в данной работе не исследовалось, поскольку длительность СШП КРС существенно меньше длительности узкополосной помехи, а влияние расстройки по длительности между полезным и ожидаемым сигналом было подробно исследовано в [3]. На рисунке 4 представлена зависимость вероятности пропуска сигнала β (22) от ОСШ z (21): сплошная кривая соответствует отношению помеха/сигнал $\Delta_a = 1$, штриховая $\Delta_a = 2$, штрихпунктирная $\Delta_a = 5$. На рисунках 5-7 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β (22) от отношения помеха/сигнал Δ_a , расстройки по

начальной фазе Δ_φ и частоте $\Delta\omega_0$ соответственно. Сплошные кривые соответствуют ОСШ $z = 2$, штриховые $z = 4$, штрихпунктирные $z = 6$. При расчете кривых полагалось $\kappa_1 = 0,5$, $\Delta\omega \gg 1$, $\Delta_a = 2$ (для рисунков 6-7), $\Delta\omega_0 = 0$ (для рисунков 4-6), $\Delta_\varphi = \pi$ (для рисунков 4, 5, 7).

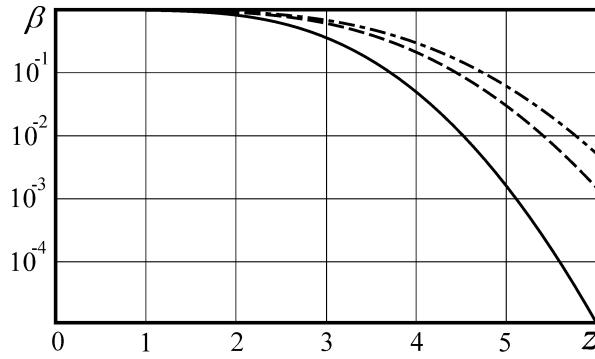


Рис. 4. Зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ при различных значениях отношения помеха/сигнал.

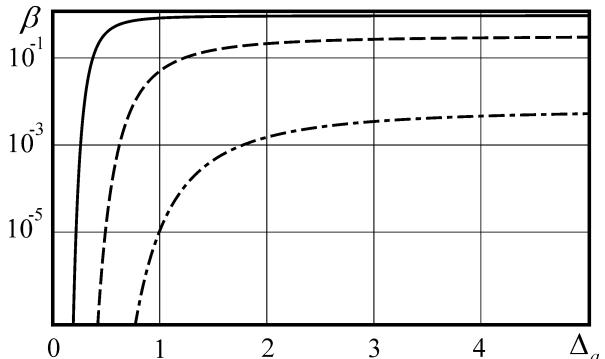


Рис. 5. Зависимость вероятности пропуска сигнала от отношения помеха/сигнал при различных значениях ОСШ.

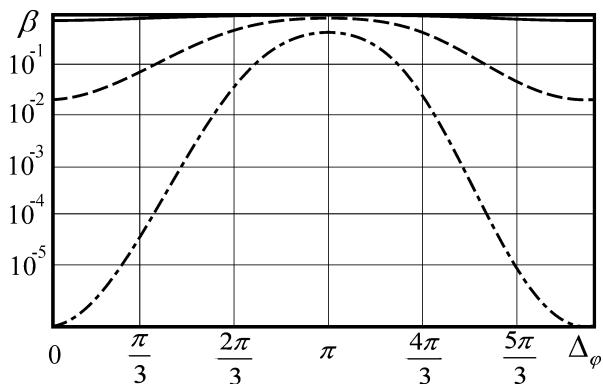


Рис. 6. Зависимость вероятности пропуска сигнала от расстройки по начальной фазе при различных значениях ОСШ.

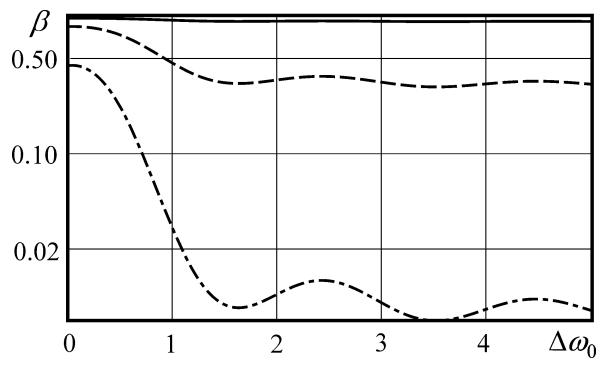


Рис. 7. Зависимость вероятности пропуска сигнала от расстройки по частоте при различных значениях ОСШ.

Из рисунков видно, что повышение ОСШ в несколько раз может приводить к снижению вероятности пропуска сигнала на один (рис. 4, 7) или несколько (рис. 5, 6) порядков. Увеличение отношения помеха/сигнал в два раза приводит к ухудшению эффективности обнаружения более чем на порядок при ОСШ $z > 5$ (рис. 4). При этом дальнейшее повышение уровня помехи не приводит к столь значительному ухудшению характеристик обнаружения, что также подтверждается рисунком 5.

Выводы, сделанные при анализе рисунка 3, также соответствуют зависимостям, представленным на рисунке 6. Также следует отметить, что зависимость вероятности пропуска сигнала от расстройки по начальной фазе имеет значительный уровень наклона, свидетельствующий о том, что небольшая расстройка по начальной фазе может приводить к существенному улучшению или ухудшению вероятности обнаружения. Например, расстройка по начальной фазе в $\pi/6$ приводит к изменению вероятности пропуска сигнала в среднем на порядок.

Из рисунка 7 видно, что согласованная по центральной частоте узкополосная помеха вносит наибольшее деструктивное влияние в работу обнаружителя СШП КРС. При небольших ОСШ влияние на положение узкополосной помехи внутри спектра полезного сигнала практически отсутствует. С ростом ОСШ это влияние возрастает и приобретает более отчетливый гармонический характер, обусловленный влиянием параметра узкополосности полезного сигнала. Смещение спектра узкополосной помехи относительно несущей частоты СШП КРС снижает разброс значений вероятности пропуска сигнала в окрестности некоторого значения. Таким образом, при невозможности существенного изменения частоты полезного сигнала относительно помехового, для снижения его влияния необходимо для заданных параметров сигнала построить аналогичную зависимость, определить приемлемый локальный минимум и ввести соответствующее смещение по частоте.

На рисунках 8-9 показаны зависимости вероятности пропуска сигнала β от ОСШ z (21) и параметра узкополосности полезного сигнала $\kappa = \kappa_1$ соответственно. На рисунке 8 штрихпунктирная кривая соответствует обнаружению сигнала без помех [3]. Сплошная и штриховая кривые соответствуют обнаружению СШП КРС на фоне сигналоподобной (сверхширокополосной) помехи [4], а пунктирная и штриховая с двумя пунктирами – обнаружению СШП КРС на фоне узкополосной помехи (22), при этом сплошная и пунктирная кривые соответствуют расстройке по начальной фазе $\Delta_\phi = \pi$, а штриховая и штриховая с двумя пунктирами – $\Delta_\phi = \pi/2$. На рисунке 9 штрихпунктирная кривая соответствует характеристикам обнаружения сигнала без помех [3], сплошная кривая – на фоне СШП помехи [4], штриховая – на фоне узкополосной помехи (22). При этом для характеристик обнаружения сигнала на фоне помех полагалось $\Delta_a = 5$, $\Delta\omega_0 = 0$, $\kappa_1 = 0,7$ (для рисунка 8), $\Delta_\phi = \pi$ и $z = 6$ (для рисунка 9), $\kappa_2 = 0,3$ и $\Delta\omega = 1$ (для СШП помехи), $\Delta\omega \gg 1$ (для узкополосной помехи).

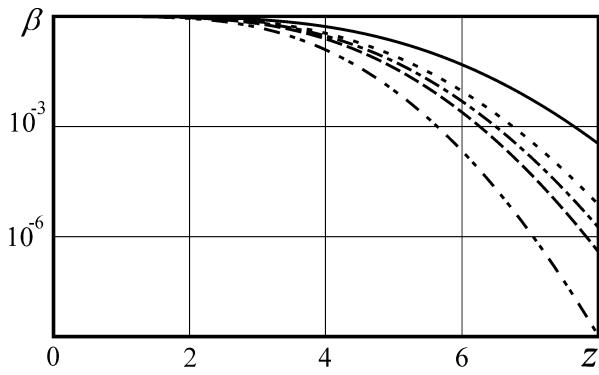


Рис. 8. Зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ при различных значениях расстройки по начальной фазе и виде поступающей на вход реализации.

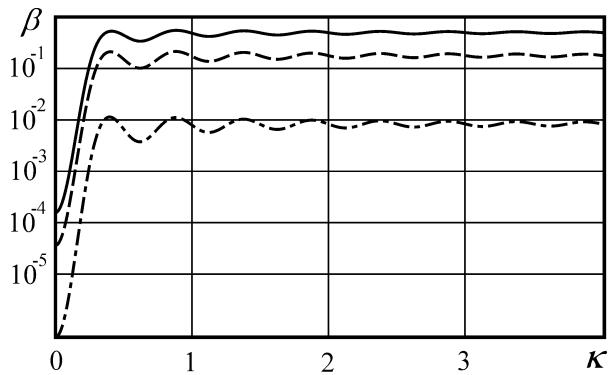


Рис. 9. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности полезного сигнала при различных видах поступающей на вход реализации.

Из анализа рисунка 3 был сделан вывод, что максимальное значение вероятности пропуска сигнала достигается при значении начальной фазы $\Delta_\phi = \pi$, а минимальное –

при $\Delta_\phi = 0$. При этом следует отметить, что эффективность обнаружения СШП КРС при воздействии синфазных узкополосных помех может оказаться выше, чем при работе приемника в условиях отсутствия помех, что подтверждается рисунком 8. Данный факт может быть объяснен тем, что при снятии условия об относительной узкополосности (при обработке СШП КРС), начальная фаза, входящая во второе слагаемое логарифма ФОП (4), вносит свой вклад в энергию принимаемой реализации. Таким образом, при условии синфазности полезного и помехового сигналов могут наблюдаться эффекты положительного влияния помеховых сигналов, однако, на практике такое совпадение маловероятно. Наличие помех, имеющих рассогласование по параметрам с полезным сигналом, может приводить к невозможности обработки полезного сигнала с данной достоверностью.

Также, в работе [15] было установлено, что при наличии максимизации по неизвестным параметрам приемник может выносить ошибочное решение при совпадении параметров полезного и мешающего сигналов, принимая помеху за полезный сигнал. Дальнейшее увеличение мощности помехи приводит только к повышению характеристик обнаружения, при этом ошибочно будет детектироваться помеховый сигнал. Установлено, что в случае обнаружения СШП КРС на фоне узкополосной помехи таких эффектов не наблюдается, однако при увеличении ширины спектра помехового сигнала $\Delta\omega \rightarrow 1$ данный факт стоит учитывать.

Зависимости, представленные на рисунке 9, также подтверждают выводы, сделанные из анализа рисунка 8. Наличие в принимаемой реализации помех приводит к росту вероятности пропуска сигнала, при этом СШП помеха оказывает более сильное влияние на характеристики обнаружения. Следует отметить, что к существенному росту вероятности пропуска сигнала приводит факт наличия помехи, а степень согласованности по спектру оказывает меньшее влияние. Таким образом, если данная помеха не будет отфильтрована, она сможет практически в той же степени снизить эффективность обнаружителя, что и СШП помеха.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен синтез квазиправдоподобного алгоритма обнаружения СШП КРС методом максимального правдоподобия на фоне гауссовского белого шума и помехи, представляющей собой узкополосный радиосигнал. Получены зависимости характеристик обнаружения от различных параметров мешающего и полезного сигналов и определены параметры, вносящие наиболее сильное деструктивное воздействие. Выполнено сравнение эффективности обнаружения без помех, при наличии в принимаемой реализации сигналоподобной (сверхширокополосной) или узкополосной помех.

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы.

Повышение ОСШ в несколько раз может приводить к снижению вероятности пропуска сигнала до нескольких порядков. Увеличение отношения помеха/сигнал для узкополосной помехи в два раза приводит к ухудшению эффективности обнаружения более чем на порядок с ростом ОСШ. При этом дальнейшее повышение уровня помехи

не приводит к столь значительному ухудшению характеристик обнаружения. Наиболее существенное влияние на эффективность обнаружения оказывают расстройки различных параметров между полезным и помеховым сигналами – по начальной фазе, частоте и длительности. Поскольку повышение мощности передатчика СШП КРС, как правило невозможно, наиболее целесообразным способом повышения эффективности обнаружения в условиях сложной помеховой обстановки является проведение технического анализа мешающих сигналов, и адаптивная подстройка параметров передатчика полезного сигнала, минимизирующая влияние помех на приёмник.

На основе сравнительного анализа эффективности обнаружения СШП КРС без помех [3], на фоне СШП помехи [4], а также узкополосной помехи, установлено, что наличие в принимаемой реализации помех приводит к росту вероятности пропуска сигнала, при этом СШП помеха оказывает более сильное влияние на характеристики обнаружения. При этом, к существенному росту вероятности пропуска сигнала приводит факт наличия помехи, а степень согласованности по спектру оказывает меньшее влияние. Таким образом, если данная помеха не будет отфильтрована, она сможет практически в той же степени снизить эффективность обнаружителя, что и СШП помеха.

Максимальное значение вероятности пропуска сигнала достигается, когда узкополосная помеха находится в противофазе с полезным сигналом, а минимальное, когда полезный и помеховый сигналы синфазны. Эффективность обнаружения СШП КРС при воздействии синфазных узкополосных помех может оказаться выше, чем при работе приемника в условиях отсутствия помех, за счет суммарного повышения энергии аддитивной смеси сигнала и помехи. Таким образом, при условии синфазности полезного и помехового сигналов могут наблюдаться эффекты положительного влияния помеховых сигналов, однако на практике такое совпадение маловероятно.

Зависимости вероятности пропуска сигнала от параметра узкополосности СШП КРС или расстройки по несущей частоте имеют гармонический вид. Наиболее сильное влияние на характеристики обнаружения оказывает СШП КРС с параметром узкополосности от 0 до 1, что соответствует части гармонического колебания на интервале длительности. При согласовании по центральной частоте полезного и мешающего сигналов, помеха вносит наибольшее деструктивное влияние в работу обнаружителя СШП КРС. Гармонический характер зависимостей вероятности пропуска сигнала позволяет найти её локальные минимумы, соответствующие определенным параметрам полезного и мешающего сигналов, ввести соответствующие расстройки в передаваемый сигнал и тем самым повысить вероятность правильного обнаружения.

Таким образом, установлено, что наличие в принимаемой реализации помех, имеющих рассогласование по параметрам с полезным сигналом, может приводить к невозможности обработки полезного сигнала с заданной достоверностью. Учёт сформулированных рекомендаций позволит повысить эффективность функционирования обнаружителя СШП КРС, работающего в условиях сложной помеховой обстановки, дестабилизирующих информационно-технических воздействий или попытках к несанкционированному доступу к информации.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов А. П. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума / Трифонов А. П., Руднев П. Е. // Известия вузов. Радиофизика, 2009, Т. 52, №9. – С. 749-760.
2. Семерунин Д. М., Агейкин В. И., Степанов А. П. О проблемах и возможных способах построения устройств обнаружения импульсных сверхширокополосных сигналов в интересах создания перспективных комплексов разведки и РЭБ // Радиоэлектронная борьба в Вооружённых Силах Российской Федерации. М.: МО РФ, 2018. – С. 64-66.
3. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. Квазиправдоподобное обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой. М.: Радиотехника, 2016, №6. – С. 99-105.
4. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Гундырина А.С., Степкин В.А. Квазиправдоподобный алгоритм обнаружения сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне сигналоподобной помехи. // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2020, Т. 1. – С. 321-330.
5. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.
6. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
7. Taylor J. D. Introduction to Ultrawideband Radar Systems. New York: CRC press, 1994. – 672 р.
8. Кольцов Ю. В. Методы и средства анализа и формирования сверхширокополосных сигналов. М.: Радиотехника, 2004. – 128 с.
9. Бакут П. А. Теория обнаружения сигналов / Акимов П. С. [и др.]; под ред. Бакута П. А. М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
10. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
11. Трифонов А. П. Обнаружение радиосигнала с неизвестными длительностью, амплитудой и начальной фазой / Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э., Трифонов М. В. // Известия ВУЗов. Радиофизика, 2015, Т.58, №5. – С. 401-414.
12. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / Тихонов В.И. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
13. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1998. – 575 с.
14. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям / под ред. Абрамовица М., Стиган И. М.: Наука, 1979. – 832 с.
15. Корчагин Ю. Э. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне мешающих сигналов / Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. // М.: Радиотехника, 2020, №9. – С. 72-82.

REFERENCES

1. Trifonov, A. P. Detection of an ultra-wideband quasi-radio signal against a background of white noise. / Trifonov A. P., Rudnev P. E. // Izvestiya vuzov. Radiofizika, 2009, Vol. 52, No. 9. – Pp. 749-760.
2. Semerunin, D. M., Ageikin, V. I., Stepanov, A. P. On problems and possible ways of constructing devices for detecting pulsed ultra-wideband signals in the interests of creating promising intelligence and REB // Radio-electronic warfare in the Armed Forces of the Russian Federation. M.: MO RF, 2018. – Pp. 64-66.
3. Trifonov, A. P., Korchagin, Yu. E., Titov, K. D. Quasi-likelihood detection of an ultra-wideband quasi-radio signal with unknown amplitude and initial phase. M.: Radiotekhnika, 2016, No. 6. – Pp. 99-105.

4. Korchagin, Yu. E., Titov, K. D., Gundyrina, A. S., Stepkin, V. A. A quasi-likelihood algorithm for detecting an ultra-wideband quasi-radio signal against a signal-like interference. // Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference "RLNC", 2020, Vol. 1. – Pp. 321-330.
5. Radzievsky, V. G., Trifonov, A. P. Processing of ultra-wideband signals and interference. M.: Radiotekhnika, 2009. – 288 p.
6. Astanin, L. Yu., Kostylev, A. A. Fundamentals of ultra-wideband radar measurements. M.: Radio and Communications, 1989. – 192 p.
7. Taylor, J. D. Introduction to Ultrawideband Radar Systems. New York: CRC press, 1994. – 672 p.
8. Koltsov, Yu. V. Methods and means of analysis and formation of ultra-wideband signals. M.: Radiotekhnika, 2004. – 128 p.
9. Bakut, P. A. The theory of signal detection / Akimov P. S. and others; ed. Bakut P. A. M.: Radio and Communications, 1984. – 440 p.
10. Tikhonov, V. I. The optimal signal reception. M.: Radio and Communications, 1983. – 320 p.
11. Trifonov, A. P. Detection of a radio signal with unknown duration, amplitude and initial phase / Trifonov A. P., Korchagin Yu. E., Trifonov M. V. // Izvestiya vuzov. Radiofizika, 2015, Vol. 58, No. 5. – Pp. 401-414.
12. Tikhonov, V.I. Statistic Radio Engineering / Tikhonov V.I. M: Radio and communications, 1982. – 624 p.
13. Wentzel E. S. Probability theory. M.: Nauka, 1998. – 575 p.
14. Abramovits, M., Stigan, I. Handbook of special functions / ed. Abramovitsa M., Stigan I. M.: Nauka, 1979. – 832 p.
15. Korchagin, Yu. E. Detection of an ultra-wideband quasi-radio signal against the background of interfering signals / Korchagin Yu. E., Titov K. D. // M.: Radiotekhnika, 2020, No. 9. – Pp. 72-82.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ СИМВОЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИЕМА 8-PSK СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ С ФАЗОВОЙ И КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

¹А.В. Крисилов, ²В.В. Машин

¹ФГКВОУ ВО ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия (394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 а), e-mail: alexph@mail.ru,

²ФГБОУ ВО «Воронежский Государственный Технический Университет», Воронеж, Россия (394066, г. Воронеж, Московский проспект, 179, учебный корпус ВГТУ №3)

Аннотация: В данной работе исследовано влияние помех с фазовой и квадратурной амплитудной модуляцией на прием сигналов с фазовой модуляцией. Выполнено численное моделирование вероятностей символьных ошибок в программной среде MATLAB/Simulink. На основании результатов расчётов установлено, что воздействие сигналов с модуляцией 8-PSK вызывает больше ошибок приема, чем воздействие сигналов с модуляцией 16-QAM.

Ключевые слова: численное моделирование, вероятность символьной ошибки, квадратурная амплитудная модуляция, фазовая модуляция, отношение сигнал/шум (ОСШ).

SIMULATION OF SYMBOL ERROR RATE OF 8-PSK SIGNALS IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE WITH PHASE AND QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION

¹A.V. Krisilov, ²V.V. Mashin

¹ Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin, Voronezh, Russia (394064, Voronezh, Stary Bolshevik str. , 54 a) e-mail: alexph@mail.ru,

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia (394066, Voronezh, Moskovsky Prospect, 179, ESTU academic building №3)

Abstract: This article deals with the effect of signals with phase and quadrature amplitude modulation on the reception of phase-shift keying signals. Numerical simulation of the symbol error rate is performed using the MATLAB/Simulink software environment. Based on the results of calculations, it was found, that the impact of signals with 8-PSK modulation causes more symbol errors than the impact of signals with 16-QAM modulation.

Keywords: numerical simulation, symbol error rate, quadrature amplitude modulation, phase modulation, signal-to-noise ratio (SNR).

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в области средств связи и информационных технологий постоянно возрастает роль цифровой обработки сигналов [1]. Сигналы с фазовой манипуляцией широко применяются в беспроводных сетях, системах спутниковой связи и телевидения. Моделирование вероятностей битовых и символьных ошибок в зависимости от параметров сигналов и помех является одной из важнейших задач как в развитии цифровых систем связи, так и в области радиоэлектронной борьбы [2].

Для исследования вероятностей ошибок приема в условиях различной сигнально-помеховой обстановки активно применяются как аналитические методы, так и численное моделирование, в том числе с использованием программной среды MATLAB

[3-5]. В данной работе представлены результаты численного моделирования вероятностей символьных ошибок для сигнала с фазовой манипуляцией 8-PSK при различных соотношениях мощности сигнала, помехи и аддитивного белого гауссова шума. В среде MATLAB/Simulink была реализована модель цифровой системы связи с гауссовым белым шумом в канале (AWGN) в условиях воздействия помехового сигнала с модуляцией 16-QAM/8-PSK.

2. АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ОШИБОК ПРИЁМА СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ.

При выполнении численного моделирования и анализа вероятностей символьных ошибок разработана модель приёма сигнала при наличии помех и гауссова белого шума, на рисунке 1 представлена блок-схема модели.

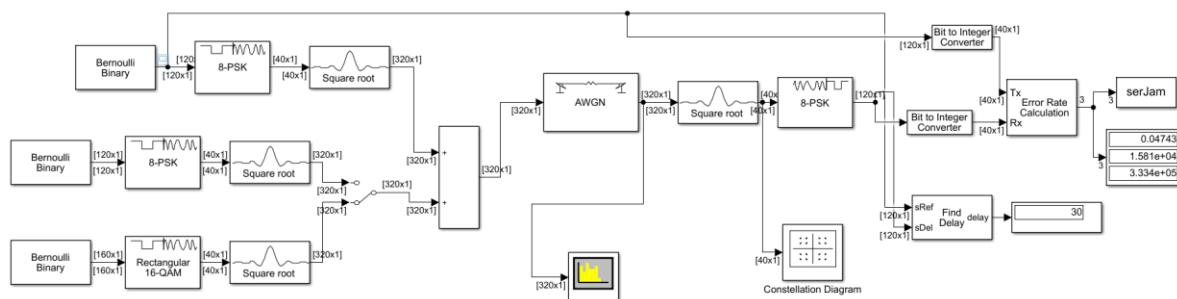


Рис. 1 Модель приёма сигнала с 8-PSK модуляцией с учетом шумов и помех с модуляцией 16-QAM/8-PSK в среде MATLAB/Simulink.

При численном моделировании производилась генерация случайной битовой последовательности (блок Bernoulli Binary на рисунке 1) и преобразование битовой последовательности в символы от 0 до 7 и комплексные амплитуды сигнала согласно коду Грея для 8-PSK модуляции (блок 8-PSK Modulator на рисунке 1), для минимизации межсимвольных искажений использовался фильтр приподнятого косинуса (блоки Square Root на рисунке 1), после модулятора и фильтра сигнал проходил через канал с аддитивным гауссовым белым шумом (соотношение сигнал-шум задается блоком AWGN на рисунке 1), после чего выполнялось восстановление последовательности битов по комплексным амплитудам согласно алгоритму с жестким решением (hard-decision decoding, блок 8-PSK DeModulator на рисунке 1), преобразование триад битов в символы (блок Bit to Integer Converter на рисунке 1), сравнение исходной символьной последовательности с полученной после демодуляции и вычисление количества символьных ошибок (блок Error Rate Calculation на рисунке 1). Для последовательностей большой длины доля ошибочных символов стремится к вероятности символьной ошибки. При моделировании частота следования символов была принята равной $f_s=333$ кГц, что соответствует битовой скорости 1 Мбит/с. Для учета влияния помеховых 8-PSK и 16-QAM сигналов использованы генераторы случайной битовой последовательности (блок Bernoulli Binary на рисунке 1), модуляторы QPSK и 16-QAM (блоки 8-PSK и QAM Modulator на рисунке 1).

Установка уровня помех, соответствующего заданной величине JNR (Jamming Noise Rate, соотношение помеха-шум), производилась в фильтрах приподнятого

косинуса помеховых сигналов (блоки Square Root на рисунке 1) за счет коэффициента усиления С, соответствующего следующему выражению [6]:

$$C = 10^{JNR-SNR}, \quad SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{E_s}{N_0} \right) = 10 \log_{10} (\log_2 M) + 10 \log_{10} \left(\frac{E_b}{N_0} \right), \quad E_s = \log_2(M) \cdot E_b \quad (1)$$

где SNR – соотношение сигнал-шум, E_b/E_s - энергия, приходящаяся на один бит/символ, N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Сигнал с фазовой и квадратурной модуляцией описывается комплексной амплитудой $A = A_I + iA_J$, состоящей из синфазной и квадратурной компонент. Совокупность всех комплексных амплитуд A соответствующих заданной модуляции образует сигнальное созвездие на комплексной плоскости в осях A_I и A_J . В 8-PSK модуляции комплексные амплитуды одинаковы по модулю и отличаются только сдвигами фаз на $\pi/4$. В 16-QAM модуляции используются четырехуровневые амплитуды квадратур $A_I/A_J = \pm 1; \pm 3$. Для дальнейших расчётов применялась нормировка амплитуд сигнала 16-QAM на мощность в 1Вт для сопротивления 1Ом и распределение символов по созвездию согласно кодировке Грея для всех сигналов.

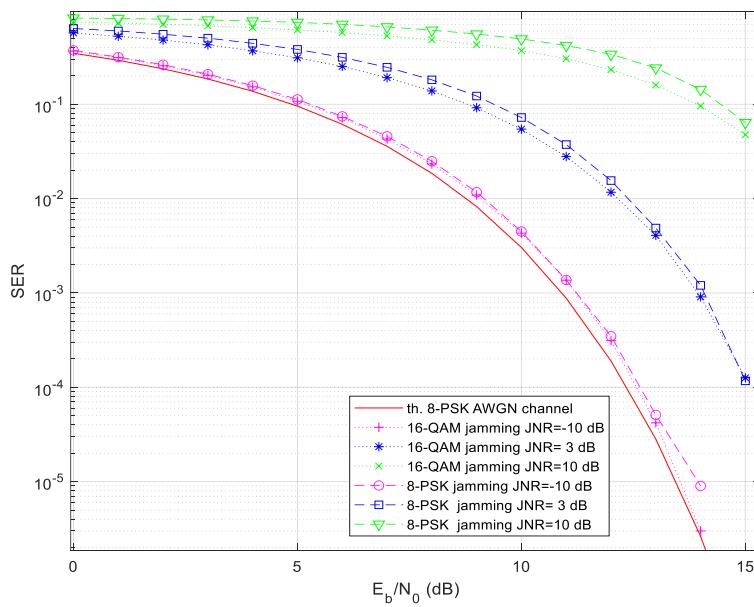


Рис. 2 Вероятность символьных ошибок приема сигнала 16-QAM при наличии 16-QAM/ 8-PSK помех в зависимости от уровня шумов при JNR от -10 дБ до 10 дБ, $N_b = 10^6$.

Генерация сигналов и вычисление количества символьных ошибок выполняется до достижения заданного предела либо по количеству битов N_{bit} , либо по количеству ошибок N_{err} , для дальнейших расчетов использованы параметры $N_{bit}=10^6$, $N_{err}=10^3$. Результаты численного моделирования вероятностей символьных ошибок в среде MATLAB/Simulink представлены на рисунке 2. Согласно полученным данным, воздействие сигналов с модуляцией 8-PSK вызывает больше ошибок приема, чем воздействие сигналов с модуляцией 16-QAM.

Сигнальные созвездия для 8-PSK модуляции при наличии помехового сигнала с 16-QAM и 8-PSK модуляцией представлены на рисунке 3. При наличии 8-PSK-помех реализация сигнала с учетом шумов и помех заполняет плотнее комплексную плоскость сигнального созвездия вблизи границ областей принятия решения, поэтому влияние 8-PSK помеховых сигналов вызывает большее количество ошибок приема по сравнению с 16-QAM помехами.

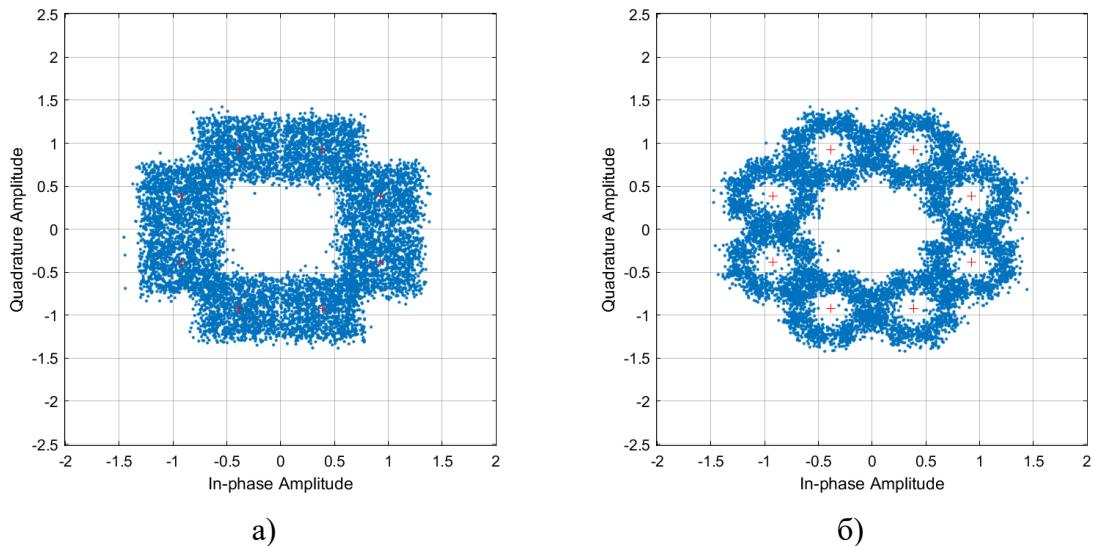


Рис. 3 Сигнальные созвездия сигнала 8-PSK при $E_b/N_0=15$ дБ и JNR=10 дБ, помеха 16-QAM (а), помеха 8-PSK (б)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании численного моделирования приёма сигналов с модуляцией 8-PSK при наличии шумов и помех установлено, что воздействие помеховых 8-PSK сигналов с вызывает больше битовых ошибок, чем воздействие 16-QAM сигналов. Полученные результаты могут использоваться для выбора оптимальных параметров помех для подавления 8-PSK сигналов, а также для повышения электромагнитной совместимости средств радиосвязи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зубарев Ю. Б., Витязев В. В., Дворкович В. П. Цифровая обработка сигналов-информатика реального времени // Цифровая обработка сигналов, 1999, №. 1. – С. 5-17.
2. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В. Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. - 424 с.
3. Михалев В. В. Расчет вероятности ошибочного приема бита и вероятности ошибочного приема символа в каналах передачи информации с фазовой манипуляцией на фоне сигналоподобных помех // Информационно-экономические аспекты стандартизации и технического регулирования, 2020, № 5. – С. 114-123.

4. Петров А. В., Михалев В. В., Клюев А. А. Вероятность ошибочного приема бита в канале с двоичной фазовой манипуляцией, выделяющем несущее колебание из входного сигнала, под действием гармонической помехи // Радиолокация, навигация, связь, 2020. – С. 298-303.
5. Chataut R., Akl R., Dey U. K. Least Square Regressor Selection Based Detection for Uplink 5G Massive MIMO Systems // 2019 IEEE 20th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), IEEE, 2019. – С. 1-6.
6. Прокис Дж. Цифровая связь / под. ред Д. Д. Кловского; пер. с англ. – Москва: Радио и связь, 2000. – 800 с.

REFERENCES

1. Zubarev Yu. B., Vityazev V. V., Dvorkovich V. P. Digital signal processing-real-time informatics // Digital signal processing, 1999, No. 1. - pp. 5-17.
2. Modern electronic warfare. Methodology issues / Edited by V. G. Radzievsky. M.: Radio Engineering, 2006. - 424 p.
3. Mikhalev V. V. Calculation of the probability of erroneous bit reception and the probability of erroneous character reception in information transmission channels with phase manipulation against the background of signal-like interference // Information and economic aspects of standardization and technical regulation, 2020, № 5. - pp. 114-123.
4. Petrov A.V., Mikhalev V. V., Klyuev A. A. The probability of erroneous bit reception in a channel with binary phase manipulation, which separates the carrier oscillation from the input signal, under the influence of harmonic interference // Radar, navigation, communications, 2020. - pp. 298-303.
5. Chataut R., Akl R., Dey U. K. Least Square Regressor Selection Based Detection for Uplink 5G Massive MIMO Systems // 2019 IEEE 20th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), IEEE, 2019. – С. 1-6.
6. Proakis J.G. Digital Communications. New York, McGraw-Hill, 1995. 800 p.

ПАССИВНЫЕ СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

Д.А. Каликинцева¹, С.А. Вызулин¹

¹Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

Аннотация. В статье анализируются средства защиты информации от утечки по каналу побочных электромагнитных излучений. Сравниваются активные и пассивные методы защиты информации, различные средства пассивной защиты, в частности применение металлических экранов и радиопоглощающих материалов. Приведено обоснование необходимости использования радиопоглощающих материалов для снижения утечек информации по каналу ПЭМИ в средствах вычислительной техники.

Ключевые слова: средства вычислительной техники, пассивные средства защиты информации; побочные электромагнитные излучения; радиопоглощающие материалы.

PASSIVE MEASURES FOR INFORMATION SECURITY FROM LEAKAGE THROUGH THE COMPROMISING EMANATION CHANNEL BASED ON MICROWAVE ABSORBING MATERIAL

D. A. Kalikintseva¹, S. A. Vyzulin¹

¹Krasnodar Higher Military School (KHMS), Krasnodar, Russia

Abstract. The article analyzes the measures for information security against leakage through the channel of compromising emanation. Active and passive methods of information protection, various measures for passive information security, in particular, the use of metal shields and microwave absorbing material are compared. The substantiation of the necessity of using microwave absorbing materials to reduce information leaks through the compromising emanation channel in computer facilities is given.

Keywords: computer facilities; passive measures for information security; compromising emanation; microwave absorbing material.

Функционирование электронной вычислительной техники сопряжено с излучением электромагнитных волн. Это может приводить к возникновению утечки информации по каналу побочных электромагнитных излучений (ПЭМИ). Эти излучения за пределами контролируемой зоны, могут быть перехвачены техническими средствами разведки (TCP), и тем самым будет реализована угроза утечки информации.

Побочные электромагнитные излучения возникают в пространстве вокруг средств вычислительной техники (СВТ) вследствие протекания переменных электрических токов в цепях технических средств [1], а также цепях электропитания, заземления и т.п.

Излучатели ПЭМИ в СВТ могут быть электрическими и магнитными. Электрическим излучателем является прямолинейный проводник с переменным током, магнитным – рамка с током.

ПЭМИ, распространяясь в пространстве, могут воздействовать на элементы и цепи других технических средств и систем, а также на элементы конструкций и коммуникаций зданий. Угроза утечки информации, обрабатываемой на объекте информатизации (ОИ), посредством наводок возникает в случае, если токопроводящие

элементы, находящиеся в непосредственной близости от защищаемого СВТ, выходят за пределы контролируемой зоны.

Существует большое количество различных источников ПЭМИ в СВТ, однако не все из них могут быть перехвачены TCP. Известно, что перехват и декодирование ПЭМИ возможны преимущественно в случае последовательной передачи данных [2]. Передача данных между компонентами системной платы СВТ в основном осуществляется по параллельным шинам данных. Перехват ПЭМИ от параллельных шин данных осуществить значительно сложнее по сравнению с последовательными шинами. Это объясняется взаимными помехами различных двоичных разрядов, передаваемых одновременно. Помехи препятствуют восстановлению информативного сигнала, перехваченного TCP. Утечка информации по каналу ПЭМИ происходит при ее передачи, вводе и отображении с/на периферийных устройств [2]. В качестве излучателей ПЭМИ преимущественно выступают тракты передачи данных между системной платой и контролерами периферийных устройств, по которым данные передаются последовательно [3].

Среди наиболее распространенных источников ПЭМИ можно выделить интерфейсы передачи данных в следующих устройствах СВТ [2, 4]: видеокарта и монитор; клавиатура; принтер; накопитель на жестком магнитном диске и SSD-накопитель; USB Flash-накопитель.

Одной из тенденций развития электронной вычислительной техники является увеличение объема обрабатываемых и передаваемых данных, что требует увеличения скорости обработки и передачи информации. Регулярное увеличение скорости обработки информации достигается, в том числе, за счет увеличения тактовой частоты различных компонентов СВТ. Также имеется тенденция к увеличению качества отображаемой визуальной информации. Это обеспечивается за счет регулярного увеличения скорости передачи видеоданных, что представлено на рисунке 1.



Рис. 1. График увеличения скорости передачи видеоданных

При разработке средств защиты информации от утечки по каналу ПЭМИ необходимо учитывать, что источником информативного ПЭМИ может являться один

или несколько элементов СВТ. Средства экранирования с учетом этого могут выполняться для отдельных блоков электронной техники. В связи с тем, что наиболее часто источником ПЭМИ являются внешние устройства ввода и отображения информации, использование СВТ в виде моноблока или ноутбука позволит уменьшить экранируемое пространство и сократить затраты на экранирующие элементы СВТ.

Для противодействия утечке информации по каналу ПЭМИ осуществляется уменьшение величины сигнал/шум. Это может выполняться путем ослабления побочных излучений (пассивные способы), либо путем увеличения уровня электромагнитного шума (активные способы) [5].

В условиях повышения частот ПЭМИ возникают негативные последствия применения средств активной защиты. Это обусловлено вредным воздействием СВЧ-излучения на организм человека. СВЧ-излучение являются наиболее биологически активным среди радиодиапазона и вызывает широкий спектр опасных биологических эффектов [6].

В качестве пассивных способов защиты от утечек по каналу ПЭМИ применяются сетевые фильтры (для предотвращения утечек сигналов по линиям передачи) и средства экранирования источников ПЭМИ (для предотвращения распространения ПЭМИ в пространстве).

В качестве стандартных средств экранирования используются корпуса из листовых металлов и сплавов, например, стали.

Корпус на основе металла имеет большую массу и зачастую делает неприменимыми СВТ для использования в составе мобильных ОИ, где массогабаритные характеристики имеют определяющее значение.

Использование металлических экранов приводит также к утечкам ЭМИ через щели и отверстия в корпусе [7, 8]. Поясним возникновение утечек ЭМИ через отверстия на следующем примере.

Рассмотрим замкнутый корпус, состоящий из металла с высокой проводимостью, и не имеющий отверстий. Внутри корпуса находится источник высокочастотного излучения. Даже в случае небольшой толщины металла (сотни микрометров) такой экранирующий корпус может иметь высокую эффективность экранирования (десятки децибел). Экранирование электропроводящим материалом (в частности металлом) происходит посредством отражения значительной доли ЭМИ на границе воздух-материал. Основная часть ЭМИ отражается в область пространства внутри корпуса. В результате в корпусе возникает резонанс стоячей волны.

Нижняя частота резонанса в экранирующем корпусе прямоугольной формы зависит от линейных размеров корпуса согласно формуле:

$$f_r \approx 150 \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}, \quad (1)$$

где a и b – длины наибольшего и второго по величине ребер прямоугольного корпуса.

Рассмотрим такой же корпус, но имеющий отверстие. Через отверстие будет происходить утечка ЭМИ. В результате коэффициент экранирования источника ЭМИ

при наличии отверстий в корпусе снижается по сравнению с корпусом без отверстий. В некоторых случаях коэффициент экранирования может достигать нуля [9, 10].

Во многих случаях избавиться полностью от отверстий и щелей в экранирующих корпусах невозможно. По этой причине возникает необходимость снизить утечки ПЭМИ через отверстия в корпусе.

Для снижения излучений через отверстия в экранирующем корпусе необходимо снизить коэффициент отражения от внутренней поверхности экранирующего корпуса путем использования радиопоглощающих материалов.

Сравним два металлических корпуса одинаковой конструкции с отверстием, один из которых покрыт изнутри радиопоглощающим материалом (рисунок 2). У корпуса без радиопоглощающего материала (РПМ) свыше некоторой частоты возникает снижение коэффициента экранирования. Для корпуса с РПМ в той же самой частотной области существенного ухудшения экранирования не происходит [11, 12, 13]. Это объясняется сниженным коэффициентом отражения ЭМИ от внутренней поверхности радиопоглощающего покрытия (РПП) по сравнению с металлическим экраном.

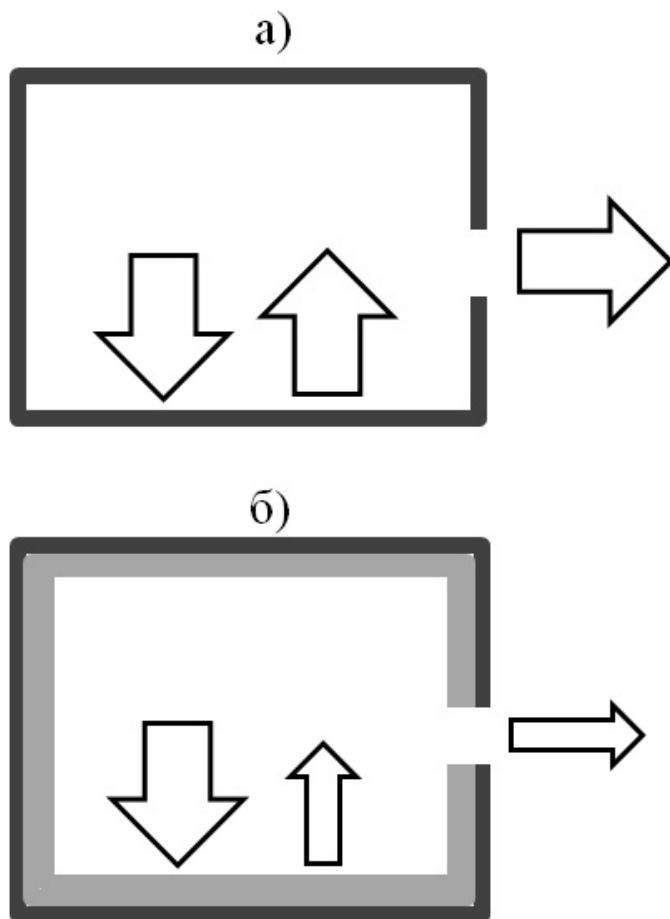


Рис. 2. Экранирующий корпус без (а) и с (б) покрытием РПМ

Сравнительный анализ средств защиты информации (СЗИ) от утечки за счет ПЭМИ приведен в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение СЗИ от утечки по каналу ПЭМИ

Частота ПЭМИ СЗИ	$f < 1 \text{ ГГц}$	$1 \text{ ГГц} < f < 2 \text{ ГГц}$	$f > 2 \text{ ГГц}$
Средства активной защиты	эффективны	эффективны	увеличение вредного воздействия на организм человека
Металлические экраны	эффективны	снижение эффективности вследствие резонансных явлений	снижение эффективности вследствие резонансных явлений
Радиопоглощающие покрытия	эффективны	эффективны	эффективны

С учетом вышеизложенного целесообразным является использование радиопоглощающих материалов для улучшения экранирующих характеристик корпусов вычислительной техники, используемой для обработки информации ограниченного доступа. Актуальной проблемой является выбор радиопоглощающего материала, эффективно снижающего излучения в диапазоне высоких и сверхвысоких частот.

Для повышения радиопоглощающих свойств РПМ стремятся увеличить его диэлектрическую (ϵ) и/или магнитную (μ) проницаемости. Целесообразность такого подхода обусловлена зависимостью коэффициентов отражения и пропускания материала от ϵ и μ и связью коэффициента затухания электромагнитной волны в материале с величиной ($\epsilon \cdot \mu$) [14].

Если за радиопоглощающим материалом расположен металлический экран, то ослабление отраженного излучения происходит по принципу четвертьволнового поглотителя.

Рассмотрим принцип действия четвертьволнового поглотителя. При прохождении ЭМИ через границу раздела воздух/РПМ возникает отраженная и прошедшая волна. Прошедшая волна частично поглощается при прохождении через РПМ. При падении ЭМИ на границу раздела РПМ/металл излучение почти полностью отражается, и повторно проходит через среду с потерями. Отраженные от двух границ раздела волны складываются и формируют общую отраженную волну. В случае если две отраженные волны складываются в противофазе, отраженный сигнал существенно ослабляется. Это происходит при условии толщины РПМ, равной четверти длины волны в этом материале. По этой причине четвертьволновый поглотитель эффективен только в узком диапазоне частот.

Известно, что длина волны в материале зависит от величины ϵ и μ . Увеличение диэлектрической и магнитной проницаемостей материала приводит к уменьшению длины волны в этом материале. Связь между толщиной материала и частотой

согласования, то есть частотой, при которой коэффициент отражения достигает минимального значения, определяется следующей формулой:

$$f_m = \frac{c^2}{4d\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (2)$$

где c – скорость света; d – толщина РПП; ϵ , μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости.

Из (2) следует, что уменьшение толщины четвертьволнового поглотителя для заданной длины волны может быть достигнуто путем увеличения диэлектрической и (или) магнитной проницаемостей.

Однако применение четвертьволнового поглотителя предполагает снижение мобильности экранируемой техники в связи со значительной толщиной радиопоглощающего покрытия. Согласно (2) для обеспечения поглощения на частотах ниже 3–4 ГГц необходимо применять РПП (с учетом реальных значений ϵ и μ для РПМ) толщиной не менее 5 мм. Масса корпуса из РПМ такой толщины сопоставима с металлическим корпусом для СВТ. Использование СВТ с указанными характеристиками корпуса может быть неприемлемо в составе переносного мобильного комплекса средств информатизации из-за снижения транспортабельности.

Целесообразным является применение РПМ, выполняющего функцию не только поглощения, но и экранирования ЭМИ. При заданной вариации толщины, а также магнитной и диэлектрической проницаемостей можно добиться совмещения экранирующих характеристик и невысоких значений коэффициента отражения. Возможность разработки такого материала для X-диапазона и более высоких частот исследована в работах [15, 16, 17]. С учетом вышеизложенного для повышения защищенности информации в СВТ от утечки по каналу ПЭМИ существует необходимость разработки радиопоглощающего материала проявляющего радиоэкранирующие и радиопоглощающие свойства в широком диапазоне частот и не снижающего мобильность СВТ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенного в статье анализа средств защиты информации от утечки по каналу ПЭМИ сделаны следующие выводы:

1) пассивные средства защиты имеют преимущество перед активными, заключающееся в отсутствии электромагнитного излучения, оказывающего негативное влияние на организм человека и технические средства;

2) при сравнении активных средств защиты информации, металлических экранов и радиопоглощающих материалов определено, что только РПМ имеют высокую эффективность в качестве СЗИ в диапазоне частот выше 2 ГГц;

3) для обеспечения снижения уровня ПЭМИ СВТ целесообразно применять РПМ, позволяющие снизить отражения излучения от внутренних стенок СВТ, тем самым уменьшить утечки ЭМИ через отверстия в корпусе СВТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Торокин, А. А. Инженерно-техническая защита информации. М.: Гелиос АРВ, 2005. - 960 с.
2. Белозерцев, Л. Н. Средства противодействия разведке объектов информатизации по побочным электромагнитным излучениям и наводкам технических средств. Уфа : УГАТУ, 2010. - 224 с.
3. Аверченков В., Рытов М., Кувыклин А., Гайнулин Т. Методы и средства инженерно-технической защиты информации. ЛитРес, 2015. - 376 с.
4. Иванов, А. Оценка защищенности информации от утечки по каналам побочных электромагнитных излучений и наводок. ЛитРес, 2019. - 64 с.
5. Аверченков В., Рытов М., Кувыклин А., Гайнулин Т. Разработка системы технической защиты информации. ЛитРес, 2015.
6. Грачёв Н. Н., Мырова Л. О. Защита человека от опасных излучений. М.: БИНОМ. Лаб. знаний, 2005. - 317 с.
7. Araneo, R. Fast MoM Analysis of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Apertures, Metal Plates, and Conducting Objects / R. Araneo, G. Lovat // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 2009, Vol.51, №2, P. 274-283.
8. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures / M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos et al // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1998, Vol.40, №3, P. 240-248.
9. Feng, C. A Hybrid FD-MoM Technique for Predicting Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures With Apertures / C. Feng, Z. Shen // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 2005, Vol.47, №3, P. 456-462.
10. Basyigit, I. B. The effect of aperture shape, angle of incidence and polarization on shielding effectiveness of metallic enclosures / I. B. Basyigit, H. Dogan, S. Helhel // Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 2019, Vol. 53, №2, P. 115-127.
11. Numerical and Experimental Study of the Shielding Effectiveness of a Metallic Enclosure / F.Olyslager, E.Laermans, D. De Zutter et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 1999, Vol.41, №3, P.202-213.
12. Enclosure Shielding Assessment Using Surrogate Contents Fabricated From Radio Absorbing Material / A. C. Marvin, I. D. Flintoft, J. F. Dawson et al // Proceedings of the 7th Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal Integrity and Technical Exhibition (APEMC 2016), 2016, Shenzhen, China, 18-21 May, P. 994-996.
13. Chen, X. Effect of absorbing materials on shielding effectiveness of incomplete cavity / X. Chen, X. Huang // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1303, №1: IOP Publishing, 012074.
14. Duan, Y. Microwave Absorbing Materials. Singapore : Pan Stanford Publishing, 2017. - 401 p.
15. A Study of Microwave Transmission, Reflection, Absorption, and Shielding Effectiveness of Conducting Polypyrrole Films / A. Kaynak, J. Unsworth, R. Clout et al. // Journal of Applied Polymer Science, 1994, Vol. 54, P. 269-278.
16. Saini, P. Enhanced electromagnetic interference shielding effectiveness of polyaniline functionalized carbon nanotubes filled polystyrene composites / P. Saini, V. Choudhary // J Nanopart Res, 2013, №15, P. 1415-1421.
17. Al-Saleh, M. H. Electromagnetic interference shielding mechanisms of CNT/polymer composites / M. H. Al-Saleh, U. Sundararaj // Carbon, 2009, №47, P. 1738-1746.

REFERENCES

1. Torokin, A. A. Engineer-technical information security. M.: Gelios, 2005. - 960 p.
2. Belozercev, L. N. Means of counteraction to reconnaissance of objects of informatization by side electromagnetic radiation and interference of technical means. Ufa, 2010. - 224 p.
3. Averchenkov V., Ritov M., Kuvikin A., Gaynulin T. Methods of engineer-technical information security. LitRes, 2015. - 376 p.
4. Ivanov, A. Assessment of information security against leakage through channels of spurious electromagnetic radiation and interference. LitRes, 2019. - 64 p.

5. Averchenkov V., Ritov M., Kuvikin A., Gaynulin T. Development of technical information security sistem. LitRes, 2015.
6. Grachev N. N., Mirova L.O. Human protection from hazardous radiation. M.: BINOM, 2005. - 317 p.
7. Araneo, R. Fast MoM Analysis of the Shielding Effectiveness of Rectangular Enclosures With Apertures, Metal Plates, and Conducting Objects / R. Araneo, G. Lovat // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 2009, Vol.51, №2, P. 274-283.
8. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures / M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos et al // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1998, Vol.40, №3, P. 240-248.
9. Feng, C. A Hybrid FD–MoM Technique for Predicting Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures With Apertures / C. Feng, Z. Shen // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 2005, Vol.47, №3, P. 456-462.
10. Basyigit, I. B. The effect of aperture shape, angle of incidence and polarization on shielding effectiveness of metallic enclosures / I. B. Basyigit, H. Dogan, S. Helhel // Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 2019, Vol. 53, №2, P. 115-127.
11. Numerical and Experimental Study of the Shielding Effectiveness of a Metallic Enclosure / F.Olyslager, E.Laermans, D. De Zutter et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, 1999, Vol.41, №3, P.202-213.
12. Enclosure Shielding Assessment Using Surrogate Contents Fabricated From Radio Absorbing Material / A. C. Marvin, I. D. Flintoft, J. F. Dawson et al // Proceedings of the 7th Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal Integrity and Technical Exhibition (APEMC 2016), 2016, Shenzhen, China, 18-21 May, P. 994-996.
13. Chen, X. Effect of absorbing materials on shielding effectiveness of incomplete cavity / X. Chen, X. Huang // Journal of Physics: Conference Series, 2019, Vol. 1303, №1: IOP Publishing, 012074.
14. Duan, Y. Microwave Absorbing Materials. Singapore : Pan Stanford Publishing, 2017. - 401 p.
15. A Study of Microwave Transmission, Reflection, Absorption, and Shielding Effectiveness of Conducting Polypyrrole Films / A. Kaynak, J. Unsworth, R. Clout et al. // Journal of Applied Polymer Science, 1994, Vol. 54, P. 269-278.
16. Saini, P. Enhanced electromagnetic interference shielding effectiveness of polyaniline functionalized carbon nanotubes filled polystyrene composites / P. Saini, V. Choudhary // J Nanopart Res, 2013, №15, P. 1415-1421.
17. Al-Saleh, M. H. Electromagnetic interference shielding mechanisms of CNT/polymer composites / M. H. Al-Saleh, U. Sundararaj // Carbon, 2009, №47, P. 1738-1746.

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СРЕДСТВАМ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ

А.В. Леньшин¹, В.В. Лебедев²

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

²Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Сызрань, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен методический подход к оценке эффективности радиоэлектронного противодействия при постановке маскирующих хаотических импульсных помех для подавления ответной части систем опознавания стран НАТО и предложены пути повышения эффективности радиоподавления средств опознавания.

Ключевые слова: система опознавания, радиоэлектронное противодействие, эффективность, хаотические импульсные помехи, маскирующие помехи.

AN APPROACH TO EVALUATING THE EFFECTIVENESS OF ELECTRONIC COUNTERACTION TO MEANS OF IDENTIFICATION SYSTEMS

A.V. Lenshin¹, V. V. Lebedev²

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²Branch of the Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Syzran, Russia

Abstract. The paper considers a methodological approach to assessing the effectiveness of electronic countermeasures when setting up masking chaotic pulse interference to suppress the response part of the identification systems of NATO countries and suggests ways to improve the effectiveness of radio suppression of identification means

Keywords: identification system, electronic counteraction, efficiency, chaotic pulse interference, masking interference.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для определения государственной принадлежности обнаруживаемых (наблюдаемых, сопровождаемых) объектов воздушные суда оснащаются средствами системы государственного опознавания (СГО), которые функционируют совместно с обеспечивающими образцами вооружения. СГО с первых лет ее создания разрабатывалась как боевая информационная система, а ее средства – как средства гарантированного решения задачи опознавания в сложных динамично развивающихся тактических ситуациях [1, 2]. Информация систем опознавания как часть информационного обеспечения единого информационного пространства сетевентрической информационно-управляющей системы используется при решении большинства задач современной авиации [1, 3]. В современных системах опознавания (СО) стран НАТО применяются принципы радиолокации с активным ответом (РСАО), структурная избыточность, автоматизация процессов управления и повышенная помехозащищенность с расширением спектра сигналов [4, 5].

Применение преднамеренных имитирующих и маскирующих помех средствам СО противника приводит к следующим основным эффектам:

- увеличение неопределенности государственной принадлежности военных объектов и отвлечение ресурсов системы управления войсками противника на решение задач целеуказаний и целераспределений;
- расход боекомплекта противника (на «неопознанную» цель);
- расход временного ресурса (даже если будет сбит «наш» объект);
- увеличение занятости каналов управления противника (расход информационно-временного ресурса);
- увеличение невосполнимых потерь летательных аппаратов (ЛА) и летного ресурса авиационной группировки противника за счет неправильной идентификации и применения огневых средств поражения по его объектам;
- обнаружение объектов вооружения и военной техники (ВВТ) противника за счет излучения провоцирующих запросов без включения основных средств обнаружения (скрытное сопровождение, ответчик должен отвечать – иначе будет уничтожен).

2. АНАЛИЗ СРЕДСТВ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ КАК ОБЪЕКТОВ РЭБ

Анализ СО как объекта РЭБ показывает, что к сильным сторонам систем опознавания, использующим принципы работы РСАО, относятся:

- мощность принимаемых сигналов в средствах СО убывает пропорционально расстоянию до цели $1/D$;
- использование различных режимов работы;
- криптографическая стойкость в получении кодированной информации из сообщений в режиме гарантированного опознавания и, вследствие этого, защищенность от возможной имитации противником объекта «чужой за своего», т.е. имитостойкость;
- короткая длительность циркулирующих в СО сигналов;
- направленные свойства антенн запросчиков;
- использование сигналов с расширением спектра и эффективным использованием частотного спектра;
- обработка сигналов в приемных трактах средств СО, обеспечивающая характеристики обнаружения, близкие к оптимальным;
- многоканальная обработка;
- использование дискретно-адресных запросов;
- возможность получения от объекта дополнительной информации о ситуационной осведомленности в синхронном и асинхронном режимах;
- возможности по определению координат объекта радиолокационно-связными координатно-связными методами.

К слабым сторонам СО относятся:

- фиксированные частоты работы СО;
- известные виды применяемых сигналов и их спектральные характеристики;
- ограничение пространственной избирательности запросчиков;
- слабонаправленные свойства антенн ответчика;

– открытость для воздействия как для маскирующих и имитирующих помех, так и для функционального (электромагнитного) поражения, в том числе по боковым лепесткам диаграмм направленности приемных антенн;

– унификация средств гражданского и военного опознавания и стандартизация оборудования;

- наличие внутрисистемных помех;
- ограниченность пропускной способности средств СО;
- наличие неимитостойких режимов опознавания;
- определенное время обработки в дешифраторе приемника, затрачиваемое на процедуру опознавания.

«Слабым звеном» СО является транспондер (ответчик). Его антенная система не имеет выраженных направленных свойств, приемник транспондера должен принимать и распознавать на фиксированной частоте запросные сигналы всех режимов. В особое время используется только имитостойкое опознавание, другие запросы игнорируются.

Структура двухканального мультирежимного ответчика (транспондера) СО стран НАТО системы Mark XIIА изображена на рисунке 1, где использованы следующие обозначения: ЦСП – цифровой сигнальный процессор; УУ – управляющее устройство (модулятор); ЧРФ – частотно-разделительный фильтр (диплексер); ВЧП – ВЧ переключатель; УР – устройство развязки; АС – антенная система [6].

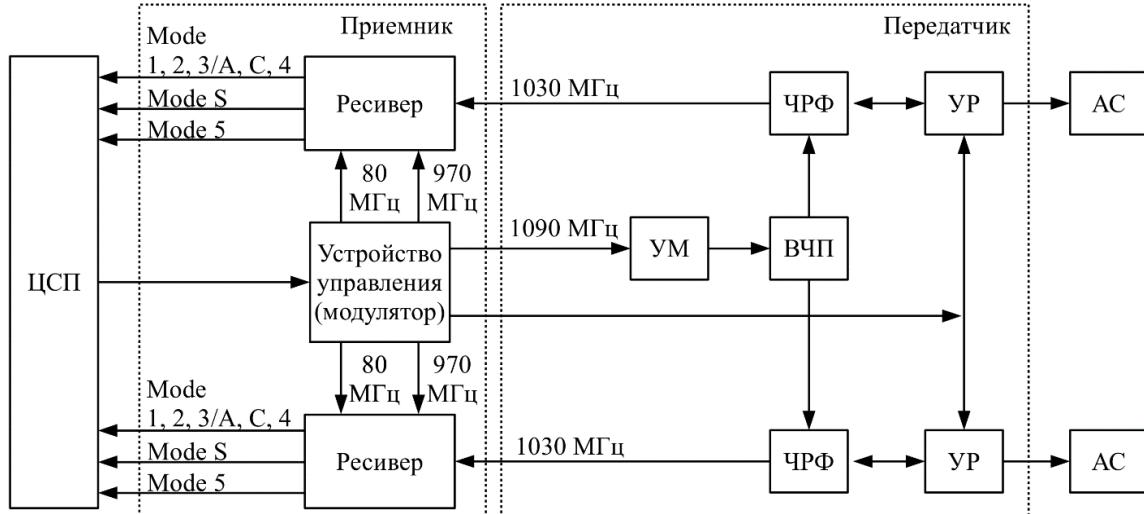


Рис. 1. Структурная схема транспондера системы опознавания Mark-12A

Анализ принципов построения транспондера СО показал, что влияние характеристик ЧРФ и ресивера являются доминирующими в создании общего коэффициента шума приемника. Полоса частот приемного тракта определяется: в широкополосном режиме – характеристиками ЧРФ, в узкополосном – характеристиками ресивера и ЧРФ. Каналы обработки сигналов РСАО представляют собой типовой тракт обнаружения (ТТО) с эвристической структурой «фильтр–детектор–фильтр», который при правильном выборе параметров схемы может обеспечить помехоустойчивость, близкую к оптимальной. Структура ТТО синтезируется для решения задачи бинарного

обнаружения. Основным способом радиоэлектронного подавления (РЭП) СО следует считать постановку активных помех из вынесенной точки пространства.

3. ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ СРЕДСТВ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ

Ретрансляционные помехи с точки зрения энергетических возможностей являются одними из эффективных [7], однако их создание за сравнительно короткое время передачи информационных сигналов СО накладывает ограничения на размеры зоны подавления и требует рассмотрения дополнительных временных ограничений к характеристикам станций помех и их пространственному расположению относительно объекта подавления [8]. Поэтому приоритетным является применение авиационным комплексом (АК) БРЭО имитирующих помех генераторного типа с искаженной информационной группой (или пачек импульсов опорной группы) [5] для перегрузки системы обработки СО, а также постановка маскирующих помех с использованием распределенных в пространстве БЛА в соответствии с моделями воздействия преднамеренных помех на средства СО [9].

Рассмотрим вопрос определения коэффициента подавления, обеспечивающего необходимый информационный ущерб при применении хаотических импульсных помех (ХИП), который проявляется в маскировке, имитации и искажении полезного сигнала. Применение ХИП в отношении средств СО может вызывать следующие эффекты: задержку опознавания цели (ответ не производится вследствие подавления опорной группы импульсов); ошибочное опознавание (вследствие подавления информационной группы импульсов); перегрузку системы обработки чрезмерным потоком сигналов (образование ложных посылок) [6].

Для успешного применения помех необходимо, чтобы они обладали энергией, достаточной для нанесения заданного информационного ущерба (эффекта подавления). В качестве показателя энергетического критерия эффективности помех обычно используют коэффициент подавления K_{Π} , под которым понимают минимально необходимое отношение мощности помехи $P_{\text{ПВХ}}$ к мощности полезного сигнала $P_{\text{СВХ}}$ на входе подавляемого приемника в пределах полосы пропускания $\Delta f_{\text{ПРМ}}$ линейной части приемника [6], при котором обеспечивается заданный информационный ущерб I_0

$$K_{\Pi} = \min_{\Delta f_{\text{ПРМ}}} \frac{P_{\text{ПВХ}}}{P_{\text{СВХ}}} \left|_{I\left(\frac{P_{\text{ПВХ}}}{P_{\text{СВХ}}}\right) \geq I_0} \right. \quad (1)$$

Рассмотрим энергетические соотношения в приемнике транспондера СО при воздействии ХИП, согласованной по спектру с полосой пропускания $\Delta f_{\text{ПРМ}}$ приемника и одинаковой амплитудой импульсов.

Для определения K_{Π} требуется задание информационного ущерба I_0 при воздействии ХИП. Будем считать, что приемник СО подавлен, если на его входе в течение времени T_c , соответствующем длительности информационного сигнала (ИС), с

вероятностью $P_{\text{д}}$ действует не менее $n_{\text{хип}}$ импульсов ХИП, амплитуда которых не более чем в k раз больше амплитуды импульсов ИС.

Мощность ХИП на входе приемника определяется выражением

$$P_{\text{ПВХ}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_{\text{хип}}^2(t) dt = \frac{N_{\text{хип}} U_{\text{хип}}^2 \tau_{\text{хип}}}{2T_c} \approx \frac{U_{\text{хип}}^2 \tau_{\text{хип}}}{2} \lambda_{\text{хип}}, \quad (2)$$

где $S_{\text{хип}}(t)$ - напряжение ХИП; $N_{\text{хип}}$ - число импульсов ХИП за время T_c ; $U_{\text{хип}}$, $\tau_{\text{хип}}$, $\lambda_{\text{хип}}$ - амплитуда, длительность и интенсивность следования импульсов ХИП.

Мощность ИС на выходе ответчика определяется выражением

$$P_{\text{СВХ}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_{\text{С}}^2(t) dt = \frac{N_{\text{С}} U_{\text{С}}^2 \tau_{\text{С}}}{2T_c}, \quad (3)$$

где $S_{\text{С}}(t)$ - напряжение запросного сигнала; $N_{\text{С}}$ - число импульсов в ИС; $U_{\text{С}}$, $\tau_{\text{С}}$ - амплитуда и длительность импульсов ИС.

Примем $\tau_{\text{хип}} \approx \tau_{\text{С}}$, тогда с учетом того, что $U_{\text{хип}} \geq kU_{\text{С}}$, соотношение мощностей ХИП и ИС

$$K_{\Pi} = \frac{P_{\text{ПВХ}}}{P_{\text{СВХ}}} \geq \frac{k^2 T_c}{N_{\text{С}}} \lambda_{\text{хип}}, \quad (4)$$

где интенсивность $\lambda_{\text{хип}}$ выбирается из условия обеспечения заданной вероятности $P_{\text{д}}$.

Функциональная зависимость рассматриваемых выше величин имеет вид

$$P_{\text{д}} = 1 - \sum_{n=0}^{n_{\text{хип}}-1} \frac{(T_c \lambda_{\text{хип}})^n}{n!} \exp(-T_c \lambda_{\text{хип}}). \quad (5)$$

Построенные с использованием выражений (4) и (5) зависимости K_{Π} от вероятности $P_{\text{д}}$ для значений $T_c = 93$ мкс, $N_{\text{С}} = 37$ и $k = 0,7$ (рисунок 2а), $T_c = 33$ мкс, $N_{\text{С}} = 15$ и $k = 0,7$ (рисунок 2б) при различных значениях $n_{\text{хип}}$ приведены на рисунке 2.

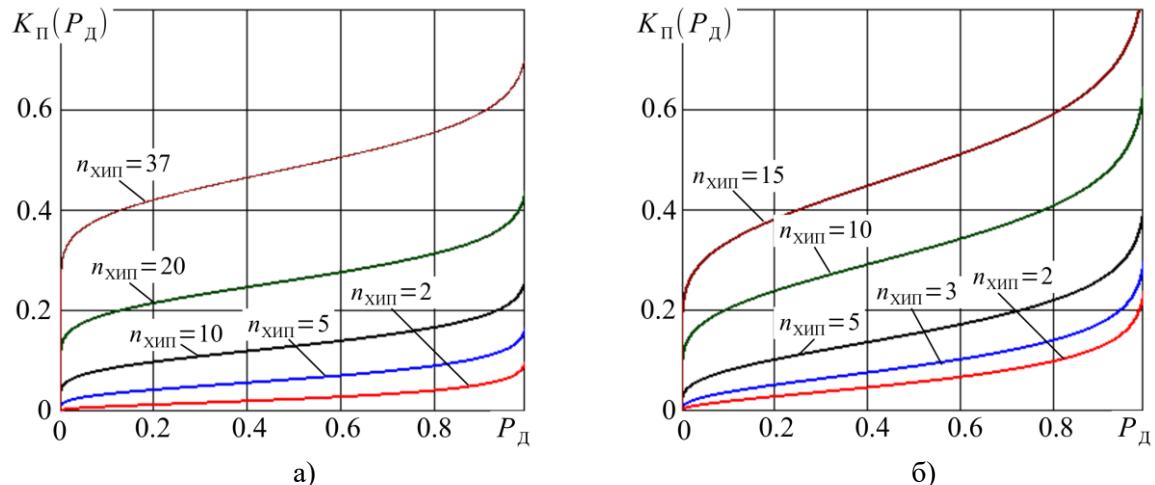


Рис. 2. Зависимость коэффициента подавления транспондера СО от вероятности $P_{\text{д}}$

Анализ представленных зависимостей позволяет сделать вывод о том, что коэффициент подавления приемника СО возрастает при увеличении вероятности $P_{\text{д}}$, коэффициента k , потребного числа импульсов ХИП $n_{\text{ХИП}}$ на интервале времени T_c и уменьшении числа информационных импульсов N_c .

Рассмотренный подход к определению коэффициента $K_{\text{п}}$ при постановке ХИП может быть использован при оценке эффективности подавления средств СО, определении потребных энергопотенциалов станций помех [6, 7], а также зон эффективного действия ХИП при математическом моделировании и разработке программ имитационного моделирования.

4. ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ СРЕДСТВ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ

Авиационные комплексы (АК) бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО) могут использоваться на постановщиках помех (ПП) для разведки и постановки преднамеренных активных помех средствам системы опознавания противника в следующих основных тактических ситуациях:

1. При вхождении летательных аппаратов (ЛА) противника в зону контроля его наземных и воздушных комплексов перехвата для затруднения или срыва правильной идентификации. АК БРЭО должен применяться совместно со средствами подавления связи противника. При этом возможны следующие эффекты:

- изменение размера зоны идентификации противника;
- задержка опознавания своего ЛА противником;
- применение средств поражения противника по «своей» цели;
- блокировка применения средств поражения противника по «чужой» цели.

2. При разведке воздушной обстановки: АК БРЭО принимает, распознает и копирует обнаруженные сигналы современного имитостойкого режима опознавания М5 в каталог для последующего использования в качестве провоцирующих запросов для обнаружения объектов противника без включения основных средств обнаружения. При использовании скопированных или сгенерированных запросных сигналов возможны следующие эффекты:

- вскрытие действующих ключей и алгоритма шифрования на основе собранной статистики кодовых групп сигналов;
- скрытое сопровождение ЛА противника без включения на излучение основных РЛС обнаружения;
- «парализация» транспондера ЛА противника при излучении АК БРЭО ложных запросных сигналов с высокой интенсивностью следования посылок.

Эффективность применения АК БРЭО в этом случае оценивается по возможностям определения используемого режима опознавания до вхождения ЛА противника в зону контроля его средств перехвата и создания зоны эффективного

действия помех до границ области применения противником средств огневого поражения по своему ЛА за определенное время.

С учетом вышеизложенного, при организации РЭП СО приоритетной стратегией является применение комплекса помех ретрансляционного и генераторного типов, включающего:

- имитирующие (провоцирующие) помехи в отношении СРО конфликтной стороны для инициализации излучения ответных сигналов, внесения ложной (избыточной) информации и/или перегрузки системы обработки СО и скрытного сопровождения самолетов (без включения на излучение РЛС наведения) до входа объекта в зону поражения «своих» огневых средств;
- прицельные (по частоте и спектру) генераторные маскирующие помехи в отношении транспондера и запросчика, в том числе шумовые и заградительные по коду;
- прицельные ретрансляционные маскирующие помехи в направлении запросчика с увеличенной длительностью (для покрытия зоны опознавания) и мощностью (для подавления по боковым лепесткам диаграмм направленности);
- прицельные ретрансляционные маскирующие помехи в направлении транспондера на малых удалениях ПП небольшой мощности (10...15 км).

Создание сигналоподобных имитирующих помех рационально проводить с помощью технологии цифровой радиочастотной памяти (Digital Radio Frequency Memory) с высоким быстродействием [6].

Воздействие маскирующих и заградительных помех может быть направлено на разрушение опорной группы (ОГ) (преамбулы) сигналов СО. Имитирующие помехи высокой плотности могут включать только ОГ и предназначаться для перегрузки системы обработки сигналов приемника СО.

Требования к уровням мощности помех могут быть определены по представленным авторами в работах [3, 7, 9] моделям. При построении зон эффективного действия помех должны учитываться пространственно-временные и энергетические ограничения станций помех. При ведении РЭБ необходимо соблюдение баланса между обеспечением скрытности и получаемым эффектом, связанным с излучениями помех.

Наиболее приоритетным способом будет являться использование нескольких носителей (БЛА) АК БРЭО со сниженной радиолокационной заметностью с передатчиками небольшой мощности (10...20 Вт) и применяемых на границах зон контроля воздушного пространства комплексами прицеливания и перехвата противника. При стандартной чувствительности приемников транспондеров (около минус 90 дБмВт) дальность зоны эффективного действия имитирующих помех АК БРЭО с БЛА составит не менее 15 км при ненаправленном излучении. Дальность зоны эффективного действия маскирующих помех при этом составит до 10 км.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе приведены результаты анализа средств систем опознавания типа Mark-12A как объекта РЭБ и возможностей применения помех

различных типов для радиоэлектронного противодействия средствам СО типа Mark-12A. Кроме того, рассмотрен подход к оценке требуемого коэффициента подавления при постановке маскирующих ХИП ответной части СО и предложены пути повышения эффективности радиоподавления средств современных систем опознавания стран НАТО.

ЛИТЕРАТУРА

1. Панков В.А., Манежкин А.С., Мытиль В.К. Эволюция авиационных средств опознавания / под ред. В.А. Панкова. – Черноголовка: РИО ИПХВФ РАН, 2016. – 160 с.
2. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. – 486 с.
3. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Лебедев В.В. Повышение эффективности функционирования комплексов бортового радиоэлектронного оборудования при решении задач разведки и создания помех системам опознавания с имитостойкими режимами работы // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной НТК (17–19 апреля 2018 г.). Том 3. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. – С. 28–38.
4. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Алгоритм обнаружения сигналов имитостойких режимов опознавания // Телекоммуникации. – 2016. – № 7. – С. 32–35.
5. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Характеристики обнаружения сигналов имитостойких режимов систем идентификации // Динамика сложных систем – XXI век. – 2015. – № 1. – т. 9. – С. 41–47.
6. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
7. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Лебедев В.В. Эффективность подавления РЛС с активным ответом маскирующими и имитирующими помехами // Материалы XX Международной НТК «Радиолокация, навигация, связь» (15–17 апреля 2014 г.). Том 2. – Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие». – С. 1323–1331.
8. Лебедев В.В., Леньшин А.В. Моделирование пространственно-временных условий подавления систем идентификации // Фундаментальные проблемы системной безопасности: материалы V Международной научной конференции, посвященной 90-летию со дня рождения выдающегося ученого, генерального конструктора ракетно-космических систем академика В.Ф. Уткина. – Елец: ЕГУ им. И.А. Бунина, 2014. – С. 226–230.
9. Лебедев В.В., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Эффективность подавления систем радиолокации с активным кодовым ответом преднамеренными помехами // Вестник Воронежского института МВД России. – 2015. – № 4. – С. 114–121.

REFERENCES

1. Pankov V.A., Manezhkin A.S., Mytil V.K. Evolution of aviation identification means / ed. by V.A. Pankov. – Chernogolovka: RIO IPKHF RAS, 2016. – 160 p.
2. Onboard radio-electronic systems. Fundamentals of construction: a textbook / A.V. Lenshin, N.M. Tikhomirov, S.A. Popov; edited by A.V. Lenshin. – 2nd ed., reprint. and additional. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2021. – 486 p.
3. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Lebedev V.V. Improving the efficiency of the functioning of onboard radio-electronic equipment complexes when solving reconnaissance tasks and creating interference to identification systems with imit-resistant modes of operation // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXIV International STC (April 17–19, 2018). Volume 3. – Voronezh: LLC «Velborn», 2018. – Pp. 28–38.
4. Lenshin A.V., Lebedev V.V. Algorithm for detecting signals of imit-resistant identification modes // Telecommunications. – 2016. – No. 7. – Pp. 32–35.

5. Lenshin A.V., Lebedev V.V. Characteristics of signal detection of imit-resistant modes of identification systems // Dynamics of complex systems–XXI century. – 2015. – No. 1. – vol. 9. – Pp. 41–47.
6. Lenshin A.V. Onboard systems and complexes of radio-electronic suppression. – Voronezh: CPI «Scientific book», 2014. – 590 p.
7. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Lebedev V.V. The effectiveness of radar suppression with an active response by masking and simulating interference // Materials of the XX International STC «Radar, navigation, communication» (April 15–17, 2014). Volume 2. – Voronezh: JSC «Concern «Sozvezdie». – Pp. 1323–1331.
8. Lebedev V.V., Lenshin A.V. Modeling of spatio-temporal conditions of suppression of identification systems // Fundamental problems of system security: materials of the V International Scientific Conference dedicated to the 90th anniversary of the birth of an outstanding scientist, general designer of rocket and space systems Academician V.F. Utkin. – Yelets: I.A. Bunin YSU, 2014. – Pp. 226–230.
9. Lebedev V.V., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M. The effectiveness of suppression of radar systems with an active code response by deliberate interference // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2015. – No. 4. – Pp. 114–121.

ПОСТРОЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В УСЛОВИЯХ РАЗВЁРТЫВАНИЯ НОВЫХ НИЗКООРИБИТАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ ГРУППИРОВОК

П. А. Замятин¹, А. Б. Давыдов², А. Ю. Дыбля², Е. Ф. Лядова²

¹ООО «Телеквин», Санкт-Петербург, Россия

²АО «Научно-промышленная компания «Высокие технологии и стратегические системы»
(АО «НПК «ВТиСС»), Москва, Россия

Аннотация. Кратко описаны новые низкоорбитальные спутниковые группировки Starlink и OneWeb. Обозначены возможные варианты построения распределённой системы радиоэлектронной борьбы. Выработаны предложения по созданию системы РЭБ космического базирования.

Ключевые слова: спутник, радиоэлектронная борьба, низкая круговая орбита, Starlink, OneWeb.

CONSTRUCTION OF A DISTRIBUTED ELECTRONIC WARFARE SYSTEM IN THE CONTEXT OF THE DEPLOYMENT OF NEW LOW- ORBIT SATELLITE GROUPS

P. A. Zamyatin¹, A. B. Davydov², A. J. Dyblya², E. F. Lyadova²

¹«Telequeen» Ltd, Saint-Petersburg, Russia

²JSC «Scientific and Production Company «High Technologies and Strategic Systems»
(JSC «SPC «HTSTS»), Moscow, Russia

Abstract. The new low-orbit satellite groupings Starlink and OneWeb are briefly described. Possible variants of the construction of a distributed electronic warfare system are indicated. Proposals for the creation of a space-based electronic warfare system have been developed.

Keywords: satellite, electronic warfare, low circular orbit, Starlink, OneWeb.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время всё более высокую значимость для национальной безопасности Российской Федерации приобретают вопросы информационного противоборства с США и их союзниками, которые ведут курс на поддержание глобального доминирования и обеспечения безусловного превосходства в информационно-технологической сфере путем реализации концепции готовности к ведению сетецентрических военных действий (Network-Centric Warfare) в целях обеспечения мирового господства [1].

В США с 2013 года начато обновление принципов построения космических систем Министерства обороны США на базе концепции «Гибкой распределенной космической архитектуры, обладающей высокой степенью оперативной устойчивости» (Resiliency + Disaggregated Space Architectures).

Основная цель данной инициативы – обеспечить безусловное предоставление высокоскоростных коммуникационных услуг в любых условиях обстановки, включая полный вывод из строя систем спутниковой связи МО США в результате активного противоборства в космической сфере.

В ходе работ, проводимых ВВС США совместно с компанией «Интелсат», разрабатывается новая система защищенной спутниковой связи, способная функционировать как через выделенные военные искусственные спутники земли (ИСЗ), так и с использованием стандартных коммерческих спутников.

Данный проект, известный как PTW (Protected Tactical Waveform – защищенная тактическая сигнально-кодовая конструкция), реализуется с 2012 года в рамках более крупной инициативы по обеспечению МО США современной высокоскоростной защищенной спутниковой связью.

Преимущество нового подхода заключается в его гибкости, позволяющей в максимально короткие сроки превратить любой современный коммерческий спутник связи в ретранслятор системы защищенной военной спутниковой связи МО США.

2. НОВЫЕ ЗАРУБЕЖНЫЕ НИЗКООРБИТАЛЬНЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

За минувшие три года произошло значительное развитие зарубежных спутниковых систем связи на базе низкоорбитальных космических аппаратов. В первую очередь, необходимо выделить системы Starlink и OneWeb [2]. Эти системы обладают высокой готовностью к предоставлению глобальных услуг связи и имеют очень серьёзный потенциал развития. В том числе, высока вероятность использования систем Starlink и OneWeb в интересах силовых структур и спецслужб недружественных России стран, что представляет собой очевидную угрозу национальной безопасности РФ.

Проект Starlink был инициирован в 2015 году компанией SpaceX (США). Первая фаза проекта Starlink предусматривает вывод 1584 спутников диапазона Ku в 24 орбитальные плоскости по 66 спутников в каждой с высотой около 550 км. Иллюстрация орбит первой очереди спутников Starlink с наклонением 53° представлена на рисунке 1. Внешний вид спутников представлен на рисунках 2 и 3. Вариант компоновки спутников для установки под обтекатель ракеты-носителя Falcon 9 представлен на рисунке 4. Вторая фаза проекта предусматривает вывод 7518 спутников диапазона V. В июне 2020 года SpaceX направила в FCC заявку, согласно которой планируется вывод дополнительно 30 тысяч спутников Starlink на высоты от 328 до 614 км.

История проекта OneWeb началась в феврале 2014 года; первоначально это было отдельное направление внутри Google. С 2020 года проект OneWeb реализуется индийской компанией Bharti Global и правительством Великобритании (владеют по 42,2% акций OneWeb, оставшиеся акции распределены между японской компанией Softbank – 12,3% и американской компанией Hughes Network Systems – 2,6%). Держателем контрольной акции является правительство Великобритании.

Планируется, что 648 спутников OneWeb (рисунок 5) будут находиться на полярных орbitах Земли с наклонением $87,9^{\circ}$ на высоте 1 200 км от земной поверхности в 12 плоскостях, равномерно разнесенных по долготе восходящего узла, при этом предполагается, что каждый КА обеспечит пропускную способность до 7 Гбит/с. Частотные диапазоны – Ku и Ka. Расчётный срок активного существования OneWeb на орбите – не менее 7 лет. Масса КА – 147,7 кг. Выведение космических аппаратов обеспечивается

на орбиту высотой 450 км, после чего спутники самостоятельно выводятся на рабочие орбиты. Разгонный блок «Фрегат» выводит 9 групп по 4 аппарата в каждой (рисунок 6).

Следует учитывать, что использование современных технологий программно-определенного радио (SDR) позволяет достаточно быстро менять функционал космических аппаратов. Например, спутник связи достаточно быстро может быть трансформирован для радиотехнической разведки или радиоэлектронной борьбы.

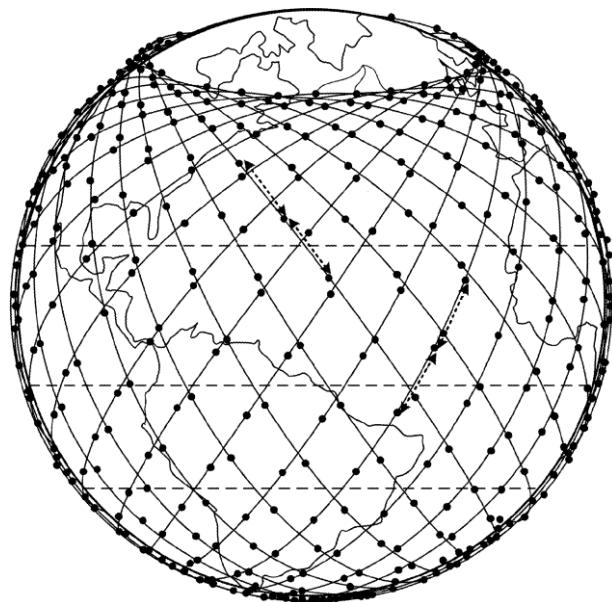


Рис. 1. Орбиты спутников Starlink первой очереди

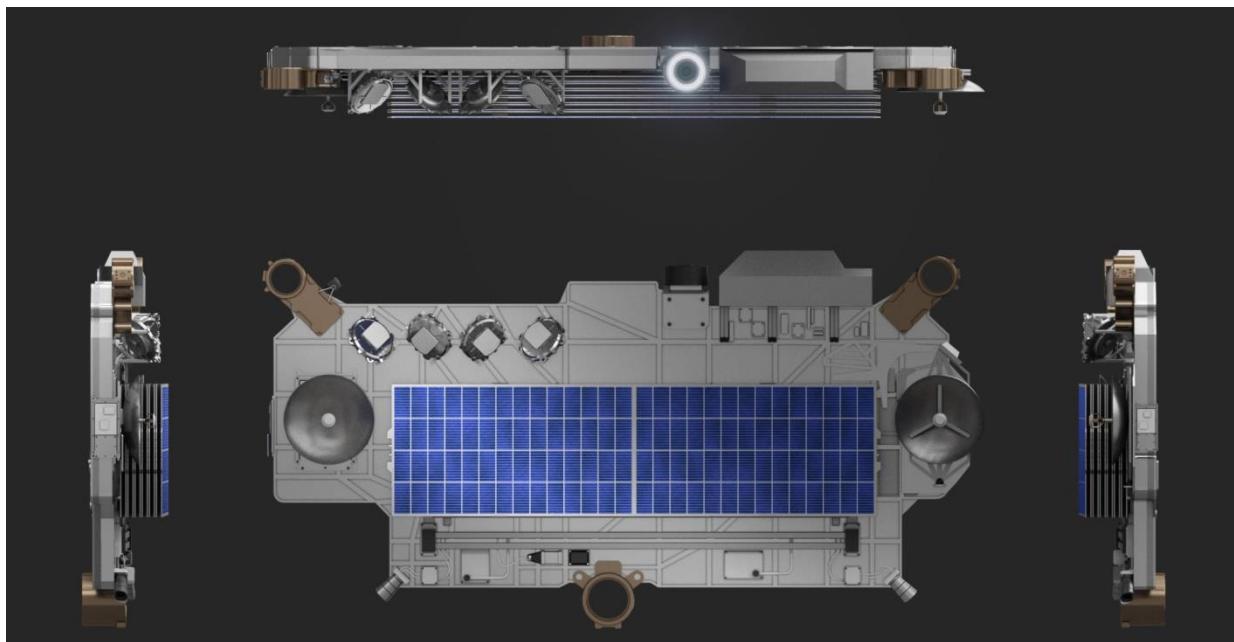


Рис. 2. Внешний вид спутников Starlink со стороны солнечных батарей
(габариты в транспортном положении 2,4 x 1,0 x 0,3 м)

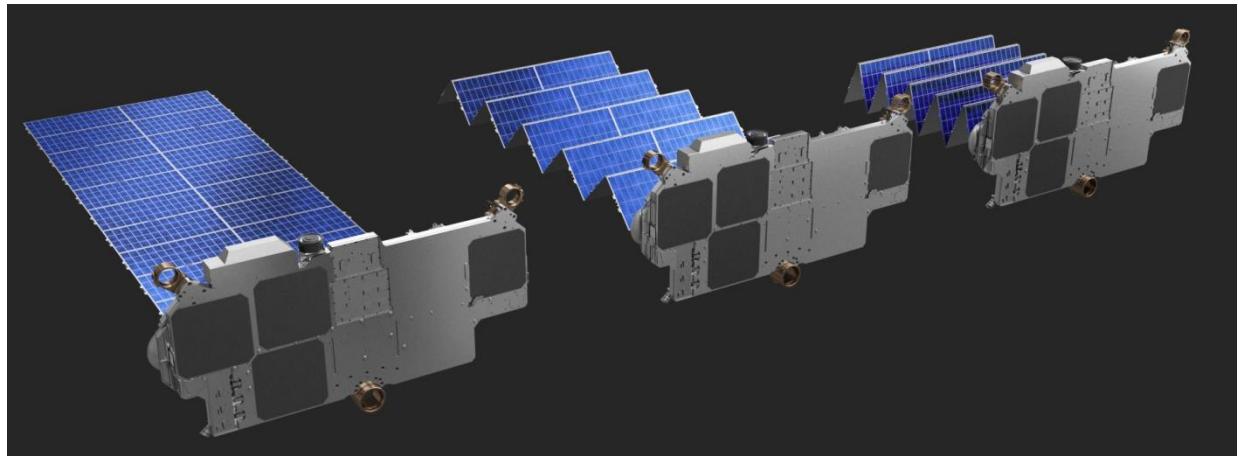


Рис. 3. Иллюстрация раскрытия солнечных батарей спутников Starlink
(вид со стороны полотен ФАР)

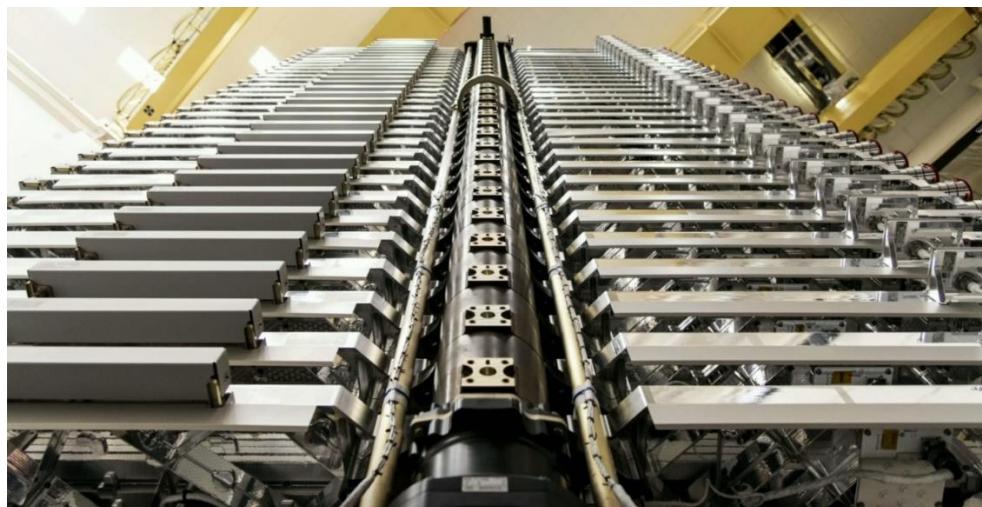


Рис. 4. 60 спутников Starlink, подготовленных к запуску



Рис. 5. Внешний вид спутника OneWeb



Рис. 6. Подготовка группы спутников OneWeb к запуску

Помимо этого, возможно и несанкционированное использование функций связи, таких как съём информации от сенсоров (например, нелегально установленных станций дифференциальной коррекции систем глобального позиционирования, систем слежения за трафиком стратегических транспортных магистралей и т. п.) или же кратковременные передачи команд управления исполнительным устройствам.

Идеи программной модификации существующих спутников Starlink для обеспечения глобального позиционирования уже были официально озвучены учеными из Радионавигационной лаборатории Техасского университета в Остине. Многомилионное финансирование проекта было получено от Пентагона (US Futures Command). Анонсировано, что совмещение с традиционными сигналами GPS обеспечит точность определения местоположения до десяти раз лучше, чем GPS; при этом демонстрируется значительно большая защищённость от помех.

Россия в данной ситуации вынуждена максимально быстро разрабатывать и совершенствовать свои системы, средства и методы информационного противоборства.

3. РАСПРЕДЕЛЁННАЯ СИСТЕМА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Одним из очевидных перспективных направлений развития сил и средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) является создание и последующее развитие распределённой системы РЭБ наземного, воздушного (РЭБ ВБ) и космического базирования (РЭБ КБ), которая позволит максимально эффективно блокировать работу средств связи различного назначения вероятного противника.

С учётом количества существующих спутников и практических глобальных их зон обслуживания, при построении системы целесообразно максимально использовать роботизированные системы, которые, помимо значительного увеличения эффективности, смогут обеспечить заметное снижение совокупной стоимости владения.

Обеспечение одновременной работы по большому количеству целевых объектов может быть достигнуто только с использованием фазированных антенных решёток.

Комплексы средств наземного базирования РЭБ могут быть реализованы в вариантах:

- стационарные;
- передвижные (например, контейнерного типа);
- мобильные (например, на базе кузовов-фургонов КАМАЗ, бронеавтомобилей «Тигр» и т. п.);
- переносные;
- носимые.

Для РЭБ ВБ могут быть использованы беспилотные летательные аппараты (БПЛА) самолётного и вертолётного типа, а также дирижабли и привязные аэростаты.

Использование космического сегмента РЭБ в составе распределённой системы РЭБ позволяет:

- обеспечить возможность воздействия на значительную часть существующих и перспективных космических средств противника (ракеты-носители, разгонные блоки с полезной нагрузкой, спутники, орбитальные станции и т.п.);
- существенно расширить традиционную наземную и околоземную зону действия (покрытия) средств РЭБ и при необходимости распространить её глубоко на территорию, контролируемую противником;
- значительно уменьшить расстояние до целевых космических объектов, что позволяет применять средства воздействия меньшей мощности;
- устранить влияние атмосферных явлений при осуществлении воздействия на целевые космические объекты;
- многократно повысить для сил противника сложность, длительность и стоимость физического воздействия (нарушение работоспособности или уничтожение) на средства и системы РЭБ КБ МО РФ.

В классическом варианте в состав средств РЭБ КБ должны входить [3]:

- космический сегмент (группировки космических аппаратов с различными тактико-техническими характеристиками, в том числе, типами и параметрами рабочих орбит);
- наземный сегмент (станции слежения, управления, ситуационный центр и т.п.).

Вывод на орбиту группировки космических аппаратов (КА) РЭБ может быть выполнен практически любым из доступных сегодня средств доставки (включая такие экзотические способы, как воздушный старт).

Создание РЭБ КБ должно осуществляться поэтапно в соответствии с установленными приоритетами по воздействию на целевые объекты и технологической готовностью КА РЭБ, сопровождающей инфраструктурой и средствами выведения.

В настоящей работе основное внимание уделяется средствам РЭБ КБ, функционирующими на низких круговых орбитах. При этом излагаемые подходы также могут быть распространены и на КА РЭБ с другими типами орбит (геостационарные, высокоэллиптические, средние круговые). Предполагается, что рассматриваемой

системой РЭБ КБ будут обеспечены широкие возможности по интеграции на уровне управления и обмена целевой информацией с уже существующими и перспективными системами информационного взаимодействия и управления различным уровнем МО РФ.

В качестве основных целевых объектов для системы РЭБ КБ следует выделить компоненты военных и коммерческих космических систем вероятного противника и их наземных сегментов:

- спутниковые системы связи;
- космические системы глобального позиционирования;
- средства дистанционного зондирования земли (ДЗЗ), прежде всего, разведывательного назначения;
- различные радиочастотные средства наземного, воздушного и морского базирования;
- как вариант, оптоэлектронные средства, обеспечивающие функционирование оптических межспутниковых линий связи и средств КА ДЗЗ.

По типу назначения канала целевых космических объектов, на который осуществляется воздействие, выполнена следующая классификация:

- 1) применительно ко всем типам спутниковых систем: каналы управления, каналы телеметрии, межспутниковые каналы связи (для тех космических систем, где они присутствуют в радиочастотном диапазоне);
- 2) для спутниковых систем связи, кроме перечисленного в п.1: каналы связи с наземными станциями, каналы связи с терминальным (абонентским) оборудованием;
- 3) для систем глобального позиционирования и ДЗЗ, кроме перечисленного в п. 1, информационный канал (прежде всего, его составляющая «Борт – Земля»).

По возможному расположению целевых объектов противника выполнена классификация:

- 1) для космических средств, функционирующих:
 - на геостационарной орбите;
 - на круговой орбите, высота которой превышает высоту орбиты КА РЭБ;
 - на круговой орбите с высотой, совпадающей с высотой орбиты КА РЭБ;
 - на круговой орбите, высота которой меньше высоты орбиты КА РЭБ;
 - на высокоэллиптической орбите;
- 2) для воздушных средств;
- 3) для наземных и морских средств.

Применительно к круговым и эллиптическим орбитам целевых космических средств противника в рассмотрение вводится также наклонение плоскости орбиты.

В зависимости от габаритных размеров и массы создаваемые КА РЭБ могут быть отнесены к нескольким основным категориям:

- 1) большие КА (более 1000 кг);
- 2) средние КА (500–1000 кг);
- 3) малые спутники:
 - мини-спутники (100–500 кг);
 - микроспутники (10–100 кг);

- наноспутники (1–10 кг);
- 4) сверхмалые спутники:
- пикоспутники (0,1–1 кг);
 - фемтоспутники (до 0,1 кг).

На настоящем этапе технологического развития сверхмалые спутники вряд ли смогут быть использованы в качестве самостоятельных единиц. Применение их может быть оправдано для формирования кластеров, строящихся вокруг КА большего размера. Например, возможен вариант, при котором сверхмалые спутники отделяются/отстреливаются от базовой платформы кластера непосредственно перед выполнением целевой задачи РЭБ. Поле отделения сверхмалый спутник может функционировать как автономно, так и во взаимодействии с кластером, будучи связанным с ним по оптическому или радиоканалу, либо кабелем.

По варианту вывода КА на орбиту ракетой-носителем рассматриваются:

- 1) целевой запуск;
- 2) попутный запуск.

В случае попутного запуска обеспечивается значительная экономия финансовых средств, но возникают дополнительные риски, связанные с основным запускаемым КА (прежде всего, касающиеся сроков готовности к старту).

В зависимости от возможностей КА РЭБ по изменению рабочей орбиты можно выделить космические системы:

- 1) без возможности изменения рабочей орбиты (не имеющие в составе служебной платформы КА средств управления движением);
- 2) с ограниченным набором вариантов по изменению рабочей орбиты;
- 3) с возможностью изменения рабочей орбиты в широких пределах (требует высокой энергоооружённости КА в части количества рабочего тела для газовых двигателей, либо электроснабжения для электроприводных двигателей).

Важной характеристикой системы является количество одновременно отслеживаемых (для вариантов построения с разведывательной подсистемой на борту) и подавляемых целевых объектов противника различного назначения. Это количество, в значительной степени, зависит от типов антенных систем, антенных процессоров и производительности специализированных процессорных средств обработки.

Минимальный состав полезной нагрузки КА РЭБ включает:

- 1) антенно-фидерную систему;
- 2) передатчик;
- 3) генератор помехового сигнала;
- 4) управляющий процессор.

Подобный КА РЭБ минимизированной конфигурации способен по командам из центра управления осуществлять наведение диаграммы направленности антенны на целевой объект и передачу помехового сигнала с частотно-временными характеристиками, которые могут быть заранее заданы на этапе создания КА РЭБ, либо получены от центра управления в процессе орбитального функционирования КА РЭБ.

Во многом возможности РЭБ КБ определяются типом применяемых антенн. Самым простым вариантом антенны для КА РЭБ является зеркальная, наиболее развитым – цифровая активная фазированная антенная решётка (ЦАФАР), имеющая широкие возможности формирования сложных диаграмм направленности и обеспечивающая одновременную работу со многими целевыми объектами.

Выходные каскады передатчика (выходной усилитель мощности) может быть построен на основе одной из следующих технологий (или их сочетания):

- 1) единичный твердотельный усилитель (или суммирование/каскадирование твердотельных усилителей);
- 2) единичный электровакуумный усилитель (или суммирование/каскадирование электровакуумных усилителей);
- 3) матрица передающих или приёмо-передающих модулей ЦАФАР, управление которыми осуществляется с помощью специализированного процессора; как правило, размещается непосредственно на полотне ЦАФАР.

В зависимости от стоящих перед группировкой задач, КА РЭБ могут получать «интеллектуальное» техническое развитие в виде подсистем радиоразведки, принятия решения, антенных процессоров фазированной антенной решётки и т. п. При этом, естественно, подобное развитие заметно усложняет конструкцию КА РЭБ и увеличивает стоимость совокупного владения (разработка, производство, эксплуатация, утилизация).

В качестве служебной платформы КА РЭБ могут быть использованы уже широко применяемые, имеющие лётную квалификацию платформы (например, универсальная космическая платформа АО «РКК «Энергия», платформы семейства «Экспресс» АО «ИСС» и др.). Также возможна разработка новых служебных платформ, учитывающих все особенности построения и использования полезной нагрузки РЭБ.

При формировании проектного облика рассматриваемых КА РЭБ целесообразно предусмотреть возможность размещения полезной нагрузки, которая может быть использована в моменты неактивности систем РЭБ. Как вариант, это могут быть оптические или радиочастотные системы для целей дистанционного зондирования (разведки). Эта же дополнительная полезная нагрузка позволит легендировать средства РЭБ КБ до момента их штатного применения по соответствующим целевым объектам.

Одним из вариантов архитектурного построения КА РЭБ является комбинирование системы связи и РЭБ, поскольку состав аппаратных средств подобных космических систем очень близок. Изменение функционала КА РЭБ в этом случае можно выполнять с помощью запуска специализированных программных модулей, обеспечивающих работу КА в требуемом в конкретный момент времени режимах. Специализированные программные модули могут быть как установленными в процессе изготовления КА РЭБ, так и удалённо загружаемыми наземным центром управления; возможен и комбинированный вариант, предусматривающий при необходимости дистанционную замену программного обеспечения.

Расширением традиционных средств РЭБ, размещенных на борту КА РЭБ, могут стать оптоэлектронные средства, предназначенные для воздействия на оптические межспутниковые линии связи. Наиболее эффективная работа в этом случае

обеспечивается, если КА РЭБ с небольшой погрешностью находится между оптическим передатчиком одного КА и оптическим приёмником второго (целевого) КА. При этом параметры оптоэлектронных средств КА РЭБ определяются чувствительностью и диапазоном длин волн световых лучей, воспринимаемых оптическим приёмником целевого КА. В иных случаях энергетический расчёт должен строиться, прежде всего, с учётом угла зрения оптического приёмника целевого КА.

Подобным же образом оптоэлектронные системы КА РЭБ могут быть использованы для воздействия на КА ДЗЗ противника и иные средства, работающие в оптическом диапазоне. Учитывая, что мощность солнечных батарей даже для малых КА может быть без особых затруднений доведена до 10 и более кВт, появляются широкие возможности для воздействия на целевые объекты в оптическом диапазоне.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создание системы РЭБ на основе изложенных принципов позволит достичь высокой эффективности противодействия существующим и перспективным спутниковым группировкам вероятного противника. Включение функционала РЭБ в проектируемые российские телекоммуникационные КА обеспечит высокие значения показателей экономической эффективности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128–1137.
2. Мырова Л. О. и др. Низкоорбитальные спутниковые системы связи Starlink и OneWeb / Л. О. Мырова, О. В. Ментус, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова, А. С. Филатова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 2. – С. 36–45.
3. Галайко И. В. и др. Вопросы разработки полезной нагрузки космических аппаратов, абонентских терминалов и системы управления сетью для спутниковых систем связи / И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. В. Зайковский, П. А. Замятин, О. С. Крылова, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. Г. Трубачёв, К. В. Яковлев. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2020. – 208 с.

REFERENCES

1. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Y. The informational confrontation concept aspects // In the proceedings: Radiolocation, navigation, telecommunication. The collection of articles of the XXIII International science-technical conference. In three volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
2. Myrova L. O. and others. Low orbit satellite telecom systems Starlink and OneWeb / L. O. Myrova, O. V. Mentus, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova, A. S. Filatova // Radio Research and Development Institute Proceedings. – 2021. - No 2. – Pp. 36–45.
3. Galayko I. V. and others. The issues of the spacecraft payload, the subscriber terminal stations and the control systems development in the satellite telecom systems / I. V. Galayko, S. A. Grischenko, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, Y. V. Dyblya, A. V. Zaykovskiy, P. A. Zamyatin, O. S. Krylova, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Y. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoylov, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – Moscow: JSC «NPK «VTiSS», JSC «Sam Polygraphist» Publishers, 2020. – 208 p.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ ПОДХОДОВ К ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Э. А. Кирсанов

ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы фильтрации гармонического сигнала в дискретном времени при включении в состав вектора состояния двух отсчетов сигнала или отсчета сигнала и его производной. Также рассмотрены адаптивные варианты указанных алгоритмов при неизвестной частоте сигнала, предусматривающие ее включение в состав вектора состояния. Приводятся результаты сравнительного анализа эффективности рассмотренных алгоритмов.

Ключевые слова: алгоритм фильтрации, вектор состояния, гармонический сигнал.

COMPARATIVE ANALYSIS OF TWO APPROACHES TO HARMONIC SIGNAL FILTERING

E. A. Kirsanov

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

Abstract. Algorithms for filtering a harmonic signal in discrete time are considered when two samples of the signal or a sample of the signal and its derivative are included in the state vector. Adaptive variants of these algorithms are also considered for an unknown signal frequency, providing for its inclusion in the state vector. The results of a comparative analysis of the effectiveness of the considered algorithms are presented.

Keywords: filtering algorithm, state vector, harmonic signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известны два подхода к фильтрации гармонического сигнала. Один из них предусматривает включение в состав вектора состояния двух отсчетов сигнала [1-3], а второй - отсчета сигнала и его производной [4, 5]. Представляет интерес сравнительный анализ эффективности синтезированных на основе указанных подходов алгоритмов фильтрации гармонического сигнала в дискретном времени.

Цель работы – проведение сравнительного анализа эффективности алгоритмов фильтрации гармонического сигнала в дискретном времени при включении в состав вектора состояния двух отсчетов сигнала или отсчета сигнала и его производной, а также адаптивных вариантов указанных алгоритмов при неизвестной частоте сигнала, предусматривающих ее включение в состав вектора состояния.

2. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Пусть на обработку поступают отсчеты аддитивной смеси гармонического сигнала $s_k = s(k\Delta t) = a \cos(2\pi f k \Delta t + \varphi_0)$ и дискретного белого гауссовского шума (ДБГШ) n_k

$$z_k = z(k\Delta t) = s_k + n_k, \quad k = \overline{0, N}, \quad (1)$$

где амплитуда и начальная фаза сигнала распределены равномерно соответственно на интервалах $[a_{\min}, a_{\max}]$ и $[-\pi, \pi]$, а независимые отсчеты ДБГШ имеют нулевое среднее $\mathbf{M}[n_k] = 0$ и известную дисперсию $\mathbf{M}[n_k^2] = \sigma^2$.

Уравнение для вектора состояния можно представить в виде

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{f}_k \mathbf{x}_{k-1}, \quad (2)$$

где при включении в вектор состояния двух отсчетов сигнала $\mathbf{x}_k = (s_k, s_{k-1})^T$ [1-3]

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} 2\cos(2\pi f\Delta t) & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

а при включении в вектор состояния отсчета сигнала и его производной $\mathbf{x}_k = (s_k, \dot{s}_k)^T$ [4,5]

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f\Delta t) & (1/(2\pi f))\sin(2\pi f\Delta t) \\ -(2\pi f)\sin(2\pi f\Delta t) & \cos(2\pi f\Delta t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Уравнение для вектора наблюдения имеет вид

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k, \quad (5)$$

где

$$\mathbf{h}_k = [1 \ 0], \quad (6)$$

а $\mathbf{v}_k = n_k$ - независимые отсчеты ДБГШ с математическим ожиданием $\mathbf{M}[\mathbf{v}_k] = 0$ и дисперсией $\mathbf{M}[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] = \mathbf{R}_k = \sigma^2$.

В качестве начальной оценки вектора состояния и его ковариационной матрицы будем использовать его математическое ожидание и ковариационную матрицу. Можно показать, что математическое ожидание и ковариационная матрица включающего два отсчета сигнала начального вектора состояния

$$\mathbf{x}_{-1} = (s_{-1}, s_{-2})^T, \quad (7)$$

где $s_{-1} = a \cos(2\pi f(-1)\Delta t + \varphi_0)$, $s_{-2} = a \cos(2\pi f(-2)\Delta t + \varphi_0)$, определяются выражениями

$$\mathbf{M}[\mathbf{x}_{-1}] = 0, \quad \mathbf{M}[\mathbf{x}_{-1} \mathbf{x}_{-1}^T] = \frac{a_{\max}^2 + a_{\max} a_{\min} + a_{\min}^2}{6} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi f\Delta t) \\ \cos(2\pi f\Delta t) & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

А математическое ожидание и ковариационная матрица включающего отсчет сигнала и его производной начального вектора состояния

$$\mathbf{x}_{-1} = (s_{-1}, \dot{s}_{-1})^T, \quad (9)$$

где $s_{-1} = a \cos(2\pi f(-1)\Delta t + \varphi_0)$, $\dot{s}_{-1} = -2\pi f a \sin(2\pi f(-1)\Delta t + \varphi_0)$, определяются выражениями

$$\mathbf{M}[\mathbf{x}_{-1}] = 0, \quad \mathbf{M}[\mathbf{x}_{-1} \mathbf{x}_{-1}^T] = \frac{a_{\max}^2 + a_{\max} a_{\min} + a_{\min}^2}{6} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

При заданных уравнениях состояния и наблюдения и начальной оценке вектора состояния фильтрация гармонического сигнала будет осуществляться на основе традиционного линейного фильтра Калмана, выражения для которого в обозначениях [6] можно представить в виде

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{k/k} &= \tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \tilde{\mathbf{W}}_k(\mathbf{z}_k - \tilde{\mathbf{z}}_{k/k-1}), \quad \tilde{\mathbf{W}}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{U}_k^{-1}, \quad \tilde{\mathbf{z}}_{k/k-1} = \mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1}, \\ \mathbf{V}_k &= \tilde{\mathbf{P}}_{k/k-1} \mathbf{h}_k^T, \quad \mathbf{U}_k = \mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{P}}_{k/k-1} \mathbf{h}_k^T + \mathbf{R}_k, \quad \tilde{\mathbf{P}}_{k/k} = \mathbf{P}_{k/k-1} - \mathbf{V}_k \mathbf{U}_k^{-1} \mathbf{V}_k^T, \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1} &= \Phi_k \tilde{\mathbf{x}}_{k-1/k-1}, \quad \tilde{\mathbf{P}}_{k/k-1} = \Phi_k \tilde{\mathbf{P}}_{k-1/k-1} \Phi_k^T. \quad k = 0, 1, \dots\end{aligned}\quad (11)$$

При неизвестной частоте сигнала необходимо использовать методы адаптивной фильтрации, предусматривающие расширение вектора состояния за счет включения в него неизвестного параметра или реализацию метода разделения с использованием банка фильтров. Ограничимся использованием первого подхода.

Тогда матрица \mathbf{f}_k в уравнении состояния (2) будет иметь вид

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} 2\cos(2\pi f \Delta t) & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

при включении в вектор состояния двух отсчетов сигнала и его частоты $\mathbf{x}_k = (s_k, s_{k-1}, f)^T$ и

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f \Delta t) & (1/(2\pi f))\sin(2\pi f \Delta t) & 0 \\ -(2\pi f)\sin(2\pi f \Delta t) & \cos(2\pi f \Delta t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

при включении в вектор состояния отсчета сигнала, его производной и частоты $\mathbf{x}_k = (s_k, \dot{s}_k, f)^T$.

При включении частоты в вектор состояния уравнение (2) становится нелинейным из-за наличия частоты как в матрице \mathbf{f}_k , так и в векторе состояния. В этом случае можно использовать линеаризованный (квазилинейный) фильтр Калмана, структура которого по-прежнему определяется уравнениями (11), но с заменой в них матрицы \mathbf{f}_k на $\mathbf{F}_k = \frac{d\mathbf{f}_k(\tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1})}{\tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1}^T}$. Обозначим элементы вектора $\tilde{\mathbf{x}}_{k/k-1}$ как $(x_1, x_2, x_3)^T$. Тогда матрица \mathbf{F}_k при

включении в вектор состояния двух отсчетов и частоты сигнала имеет вид

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 2\cos(2\pi x_3 \Delta t) & -1 & k_1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где $k_1 = 2x_1(2\pi \Delta t)\sin(2\pi x_3 \Delta t)$, а при включении в вектор состояния отсчета сигнала, его производной и частоты матрица \mathbf{F}_k имеет вид

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} \cos(2\pi x_3 \Delta t) & (1/(2\pi x_3))\sin(2\pi x_3 \Delta t) & k_2 \\ -(2\pi x_3)\sin(2\pi x_3 \Delta t) & \cos(2\pi x_3 \Delta t) & k_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

где

$$k_2 = -x_1(2\pi \Delta t)\sin(2\pi x_3 \Delta t) + x_2((\Delta t/x_3)\cos(2\pi x_3 \Delta t) - (1/(2\pi x_3^2))\sin(2\pi x_3 \Delta t)),$$

$$k_3 = -x_1((2\pi)\sin(2\pi x_3 \Delta t) + (2\pi)^2 x_3 \Delta t \cos(2\pi x_3 \Delta t)) - x_2(2\pi \Delta t) \cos(2\pi x_3 \Delta t).$$

Примем частоту равномерно распределенной на интервале $[f_{\min}, f_{\max}]$. В качестве начальной оценки частоты и ее дисперсии будем использовать его априорные математическое ожидание $(f_{\max} + f_{\min})/2$ и дисперсию $(f_{\max} - f_{\min})^2/12$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценивания эффективности рассмотренных алгоритмов фильтрации гармонического сигнала в дискретном времени осуществлялось статистическое моделирование. Были заданы следующие исходные данные: минимальное и максимальное значения амплитуды сигнала $a_{\min} = 1$ Вольт, $a_{\max} = 10$ Вольт, среднеквадратичная ошибка ДБГШ $\sigma = 1$ Вольт, минимальное и максимальное значения частоты сигнала $f_{\min} = 30000$ кГц, $f_{\max} = 40000$ кГц, количество отсчетов сигнала $N = 512$, интервал дискретизации $\Delta t = 0,2/(f_{\max} - f_{\min})$ мс, число испытаний – 10000.

На рис. 1 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания сигнала от шага фильтрации при известной частоте сигнала. В этом случае эффективность двух алгоритмов фильтрации (при включении в состав вектора состояния двух отсчетов сигнала или отсчета сигнала и его производной) практически одинаковая и соответствующие кривые на рис. 1 совпадают.

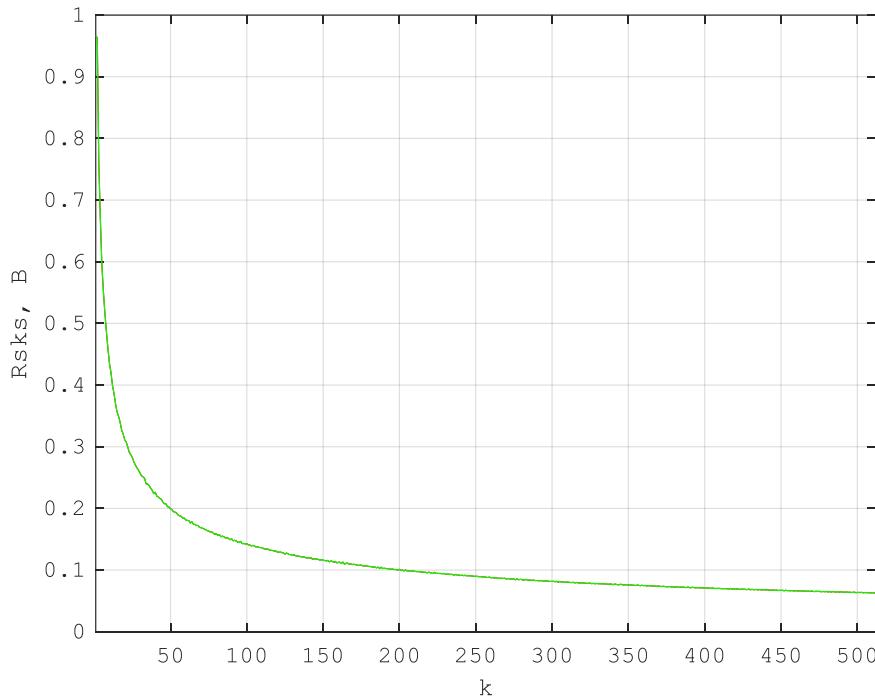


Рис. 1. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания сигнала от шага фильтрации при известной частоте сигнала

На рис. 2 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания сигнала от шага фильтрации при неизвестной частоте сигнала, а на рис. 3 - зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания частоты сигнала от шага фильтрации. Красные

кривые на указанных рисунках соответствуют алгоритму фильтрации двух отсчетов сигнала и его частоты, а зеленые – алгоритму фильтрации отсчета сигнала, его производной и частоты.

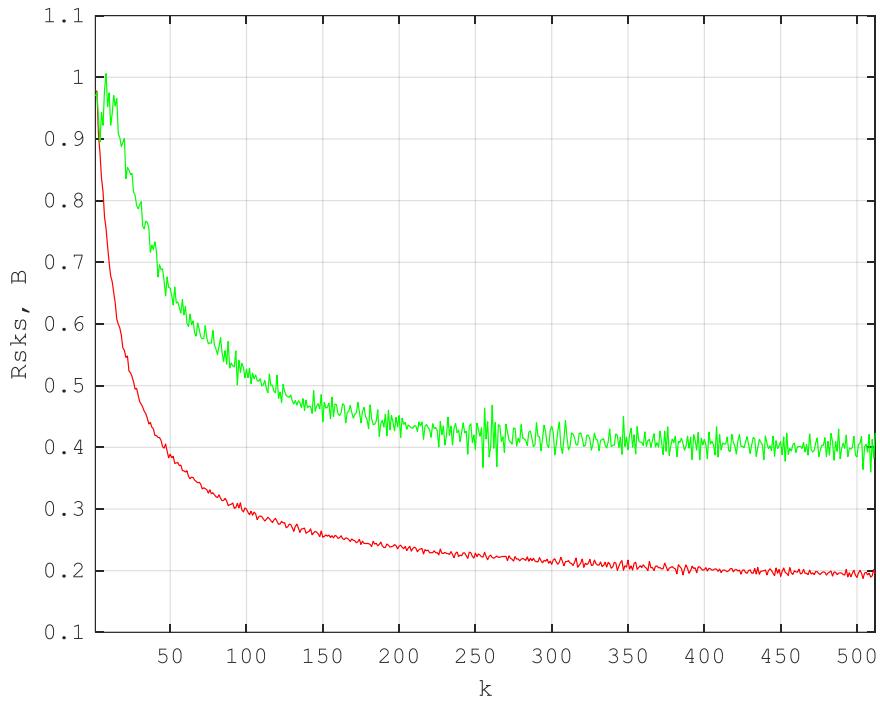


Рис. 2. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания сигнала от шага фильтрации при неизвестной частоте сигнала

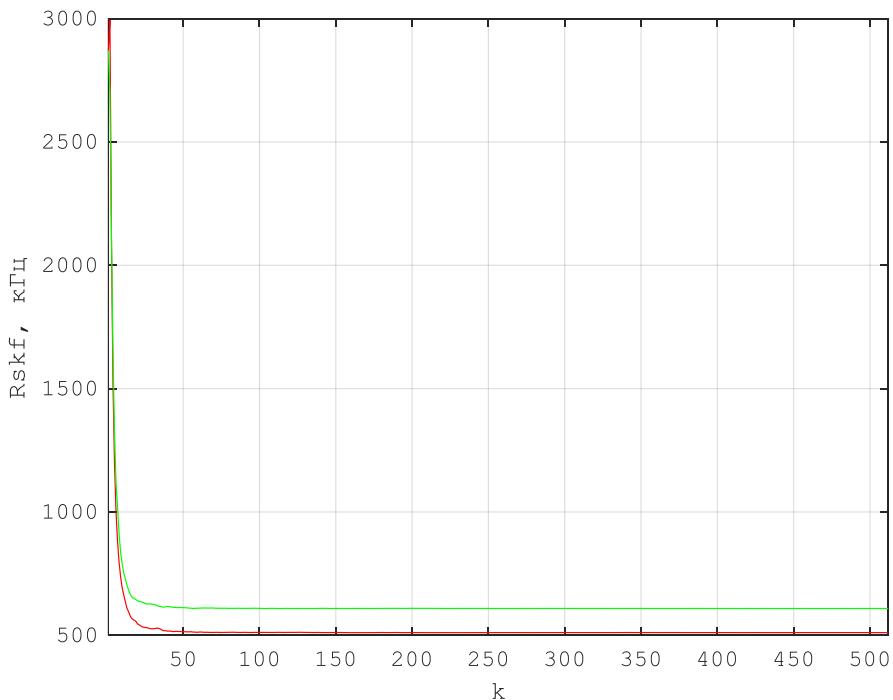


Рис. 3. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания частоты сигнала от шага фильтрации

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что при незнании частоты среднеквадратичная ошибка оценивания сигнала для двух рассмотренных алгоритмов увеличивается. При этом алгоритму с оцениванием производной сигнала соответствует более высокая ошибка оценивания как сигнала, так его частоты.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен сравнительный анализ эффективности алгоритмов фильтрации гармонического сигнала в дискретном времени при включении в состав вектора состояния двух отсчетов сигнала или отсчета сигнала и его производной. Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что при известной частоте сигнала оба фильтра обладают одинаковой эффективностью. Сравнительный анализ адаптивных вариантов указанных алгоритмов при неизвестной частоте сигнала, предусматривающих ее включение в состав вектора состояния, свидетельствует о более низкой эффективности фильтра с оцениванием производной сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Немчилов А.В. Оценка момента скачка частоты сигнала с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в задачах радиоразведки // Теория и техника радиосвязи, 2008, № 2. – С. 23-41.
2. Советов В.М., Коёкин В.А. Оптимальный алгоритм приема при использовании модели сигнала в пространстве состояний // Электромагнитные волны и электронные системы, 2009, №11. – С. 22-28.
3. Кузнецов В.П., Чураков Е.П. Адаптивный фильтр Калмана для оценки параметров отраженного сигнала // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2015, №3. – С. 79-83.
4. Пугачев В.С., Синицын И.Н. Стохастические дифференциальные системы. Анализ и фильтрация. Изд. 2. – М.: Наука, 1990. – 632 с.
5. Zarchan P., Musoff H. Fundamentals of Kalman Filtering: A Practical Approach, Fourth Edition. – Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2015. – 852 p.
6. Радзивский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. – М.: Радиотехника, 2004. – 432 с.

REFERENCES

1. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Nemchilov A.V. Estimation of the moment of the signal frequency jump with pseudorandom adjustment of the operating frequency in radio intelligence tasks // Theory and technology of radio communication, 2008, No. 2. - Pp. 23-41.
2. Sovietov V.M., Koryakin V.A. Optimal reception algorithm when using a signal model in the state space // Electromagnetic waves and electronic systems, 2009, No. 11. - Pp. 22-28.
3. Kuznetsov V.P., Churakov E.P. Adaptive Kalman filter for evaluating the parameters of the reflected signal // Rocket and space instrumentation and information systems, 2015, No. 3. - Pp. 79-83.
4. Pugachev V.S., Sinitsyn I.N. Stochastic differential systems. Analysis and filtration. Ed. 2. - Moscow: Nauka, 1990 – 632 p.
5. Zarchan P., Musoff H. Fundamentals of Kalman Filtering: A Practical Approach, Fourth Edition. – Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2015. – 852 p.
6. Radzievsky V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of electronic intelligence. – M.: Radio Engineering, 2004 – 432 p.

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ. ИХ РАЗВИТИЕ В БУДУЩЕМ

Ю. Е. Седельников, Д. Е. Шаронов

ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н.Туполева-КАИ» (ФГБОУ ВО «КНИТУ-КАИ»), Казань, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается актуальность исследования новых покрытий с возможностью управления их характеристиками. Приведен обзор имеющихся методов создания частотно-селективных поверхностей, рассмотрены электродинамические модели управляемых частотно-селективных поверхностей и их конструкция. Проведены анализ полученных результатов рассчитанных электродинамических моделей управляемых частотно-селективных поверхностей, а также сравнение с ранее полученными результатами

Ключевые слова: частотно-селективная поверхность, электромагнитная совместимость, сетчатые структуры.

FREQUENCY SELECTIVE SURFACES. THEIR FUTURE DEVELOPMENT

Y. E. Sedelnikov, D. E. Sharonov

FSBEI HE «Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI»
(FSBEI HE «KNRTU-KAI»), Kazan, Russian Federation

Abstract. The article considers the relevance of the study of new coatings, with the ability to control their characteristics. A review of existing methods for creating frequency-selective surfaces is given, electrodynamic models of controlled frequency-selective surfaces and their design are considered. The analysis of the obtained results of the calculated electrodynamic models of the controlled frequency-selective surfaces, the comparison with the previously obtained results are also presented.

Keywords: frequency selective surface, electromagnetic compatibility, mesh structures.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно электромагнитные волны могут оказывать негативное влияние на окружающую среду, а также на человека. В экологии было сформировано новое направление – электромагнитная экология, раздел экологии, изучающий взаимодействие человека и окружающей среды с электромагнитными полями, являющимися антропогенными загрязнителями [1].

2. СУЩЕСТВУЮЩИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ. ИХ РАЗВИТИЕ

Во многих устройствах антенной техники, электроники сверхвысоких частот, радиорелейных линиях и других областях техники в настоящее время широко применяют сетчатые структуры - проволочные сетки с различной формой ячеек и разной конструкции (одинарные, двойные, плоские, искривленные и т. д.), а также перфорированные металлические поверхности. Интерес к сетчатым структурам вызван объективными причинами. Во-первых, как и сплошные металлические поверхности сетчатые структуры обладают экранирующими (отражательными) свойствами; но в

дополнении к этому они с успехом могут быть использованы для создания поляризационных, замедляющих (ускоряющих) и частотно-избирательных электродинамических устройств. Во-вторых, многие системы с сетчатыми структурами имеют несомненные достоинства конструктивного, эксплуатационного и экономического характера.

Эффективность экранирования, т.е. то насколько экран хорошо поглощает или отражает электромагнитное излучение, зависит от свойств металла. При выборе материала необходимо так же учитывать, что электрическое поле лучше отражается металлами с высокой проводимостью, например серебро, медь, в то время как магнитное поле поглощается/отражается от металлов с меньшей проводимостью, например сталь.

Один из первых электромагнитных экранов был изобретен английским физиком Майклом Фарадеем в 1836 году для экранирования аппаратуры от внешних электромагнитных полей. Клетка Фарадея представляет собой клетку из хорошо токопроводящего материала. Такая клетка защищает лишь от электрического поля, в то время как магнитное поле будет проникать внутрь.

В современной технике для экранирования оборудования применяются металлические чернила, которыми покрыта внутренняя часть пластикового корпуса.

Для полей с частотой ниже 100 кГц экранирование Фарадея является неэффективным. В подобных случаях применяются экраны из металлов с высокой магнитной проницаемостью, такие как листы пермаллоя и мю-металла или с покрытием из ферромагнитных металлов с нанокристаллической зеренной структурой. Эти материалы не блокируют магнитное поле, а поглощают. Поэтому в данном случае, лучшей формой для магнитных экранов является закрытый контейнер. Эффективность этого типа экранирования зависит от проницаемости материала, которая обычно снижается как при очень низкой напряженности магнитного поля, так и при высокой напряженности поля, когда материал становится насыщенным. Зачастую магнитные экраны состоят из нескольких корпусов, которые расположены один внутри другого.

На сегодняшний день известны следующие типы экранирующих материалов:

Сетки. Изготовлены из токопроводящих материалов, применяются для защиты от электромагнитных волн. Экраны из тканной сетки не препятствуют поступлению света в помещение. К недостаткам можно отнести низкий показатель стойкости к механическим воздействиям. Бывают двух типов: редкая и мелкая.

Пластины. Представляют собой листы металла толщиной до 3 мм. К недостаткам можно отнести высокую стоимость изготовления, подверженность коррозии.

Краски и грунтовки. В состав входит тонкопроводной углерод или частицы металла. К преимуществам можно отнести универсальность, стойкость к химическим и механическим воздействиям.

Фольгированные материалы. Они предназначены для наклеивания на экранируемую поверхность. Также выпускается фольга на подложке из непроводящих материалов, таких как плотная бумага, пластмасса, ткань и т.д.

Метаматериалы. Это композиционные материалы, получены искусственной модификацией внедряемых в них элементов. Благодаря модификациям изменяется магнитная и диэлектрическая проницаемость материала.

Все частотно-селективные поверхности можно разделить на экранирующие поверхности и радиопоглощающие материалы (РПМ).

Частотно – селективная поверхность представляет собой массив пассивных резонансных элементов, который идеально ведет себя как отражающая металлическая поверхность на своей резонансной частоте, а также позволяет пропускать радиочастотную энергию через него на других частотах.

Частотно-селективные поверхности в зависимости от функционала можно разделить на 2 типа:

- Неперестраиваемые частотно-селективные поверхности создаются путем расчета и подбора геометрических размеров элементов поверхностей, что в свою очередь определяет рабочую полосу прибора. Далее после создания уже невозможно осуществить перестройку на другую полосу, устройство способно работать лишь в одном заданном при изготовлении диапазоне частот.

- Перестраиваемые частотно-селективные поверхности. Возможность перестройки устройства достигается путем соединения смежных патчей. В следствии чего изменяется емкость между патчами и, следовательно, резонансная частота.

В последнее время много внимания уделяется как теоретическим, так и экспериментальным исследованиям частотно-селективных поверхностей. Это связано с довольно быстрым развитием информационно-телекоммуникационных технологий. С увеличением базовых передающих станций, а также сокращением расстояний между ними, жилыми и офисными зданиями, с распространением беспроводных сетей особый интерес вызывают методы экранирования окружающего пространства, а именно, рабочих мест и жилых помещений. Для того чтобы уменьшить проникновение электромагнитных волн через оконные проемы, но не препятствовать распространению света предлагается использование частотно-селективных поверхностей (ЧСП).

На сегодняшний день разработаны принципы и технологии создания множества радиопоглощающих, а также метаматериалов и конструкций различной химической и физической природы, структуры и геометрии, например, на основе использования ферритов, магнитодиэлектриков, композиционных материалов с электропроводящими и магнитными включениями. Предпринимаются попытки построения широкополосных радиопоглощающих материалов на основе тонкопленочных структур, которые обладают высокой эффективностью при толщине покрытия, существенно меньшей длины волны. Широкое применение находят частотно-селективные поверхности с диэлектрическими и магнитодиэлектрическими потерями. Требования малой толщины радиопоглощающего покрытия и необходимость эффективного поглощения в длинноволновой области функционирования радиолокаторов, а также существенная дисперсия комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей требуют поиска альтернативных научно-технических решений.

3. УПРАВЛЕНИЕ СВОЙСТВАМИ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Было спроектировано и создано несколько виртуальных моделей однослойной частотно-селективной поверхности. Частотно-селективные поверхности созданы на базе листа фторопласта, коэффициенты передачи и отражения через который представлены на рис. 1, в который мы внедряли полоски из токопроводящего материала толщиной 0,05 мм, шириной 2 мм и длиной $\lambda/8$ для управления были соединены управляемым элементом. Полоски в листе фторопласта располагались в виде сетки, т.е. и горизонтально и вертикально.

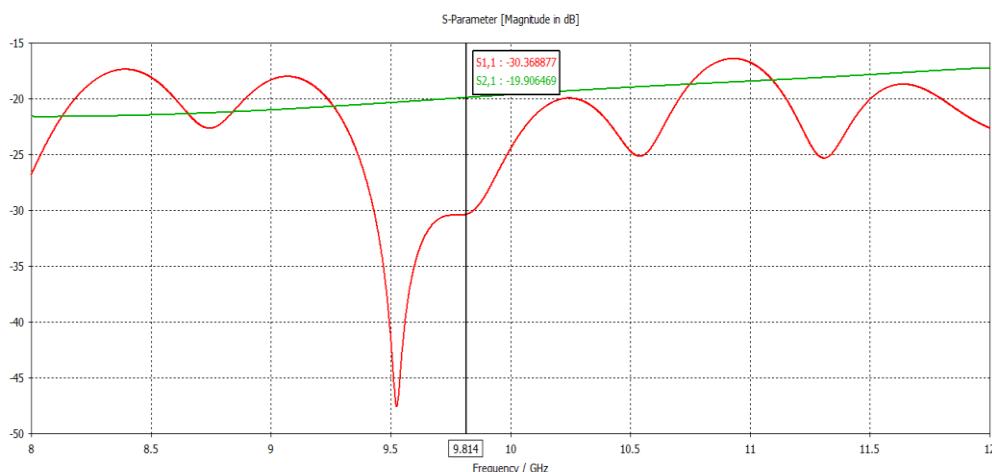


Рис. 1. Коэффициент передачи и отражения через базовую поверхность

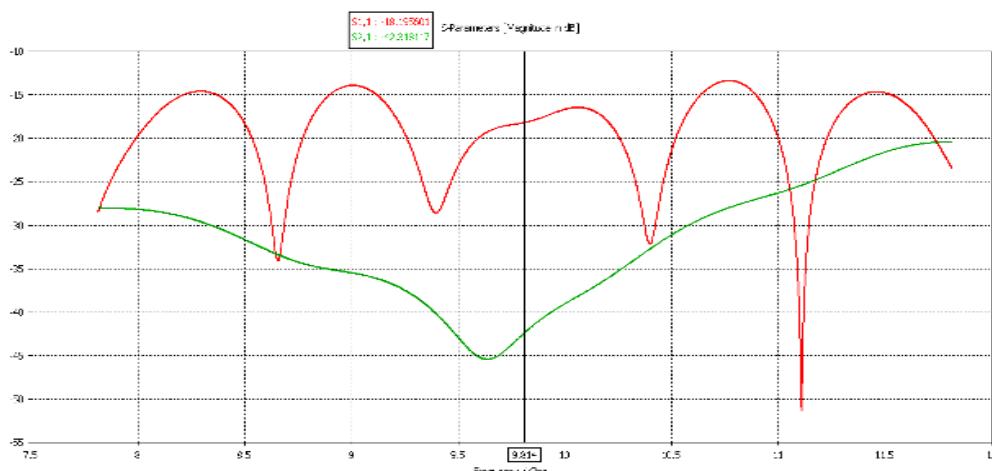


Рис. 2. Коэффициенты передачи и отражения через ЧСП (S11 -18,2dB, S21 -42,3dB)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследований были рассмотрены существующие типы частотно-селективных поверхностей. В работе выявлено, что в настоящее время слабо развито направление, связанное с созданием управляемых частотно-селективных поверхностей. Разработаны модели частотно-селективных поверхностей, а так же метод управления свойствами частотно-селективных поверхностей, который открывает возможность создания электромагнитных экранов с управляемыми характеристиками, материалов с изменяемыми частотными свойствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шаронов Д.Е. Применение частотно-селективных поверхностей в задачах улучшения электромагнитной совместимости // Вестник НЦБЖД, 2019, №1(39). – С.153-159
2. Ravi Panwar, Jung Ryul Lee Progress in frequency selective surface-based smart electromagnetic structures: A critical review. Aerosp. Sci. Technol, 2017. – Vol. 66. – № 18. pp. 216-23
3. Веденькин Д.А., Шаронов Д.Е. Анализ характеристик управляемой частотно-селективной поверхности в СВЧ диапазоне // Инженерный вестник Дона. 2017. №2 URL: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2017/4233>

REFERENCES

1. Sharonov, D. E. Application of frequency surface surfaces in the problems of improving electromagnetic compatibility // Vestnik NTsBZhD, 2019, No. 1(39). - Pp. 153-159.
2. Ravi Panwar, Jung Ryul Lee Progress in frequency selective surface-based smart electromagnetic structures: A critical review. Aerosp. Sci. Technol, 2017. – Vol. 66. – № 18. pp. 216-23
3. Vedenkin D.A., Sharonov D.E. Analysis of the characteristics of a controlled frequency-selective surface in the microwave range // Engineering Bulletin of the Don. 2017. No. 2 URL: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2017/4233>

ВАКУУМ-ПЛОТНОЕ ОКНО ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СВЧ НА ОСНОВЕ СТУПЕНЧАТОГО КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

К. А. Саяпин¹, Б. М. Кац²

¹СГУ имени Н. Г. Чернышевского, Саратов, Россия

²ООО НПП «НИКА-СВЧ», Саратов, Россия

Аннотация. Представлены результаты разработки и математического моделирования вакуум-плотного окна вывода энергии СВЧ баночного типа, реализованного на основе ступенчатого круглого волновода.

Ключевые слова: устройства СВЧ; вакуум-плотные окна вывода энергии; волноводный переход; круглый волновод.

MICROWAVE ENERGY OUTPUT WINDOW BASED ON STEPPED CIRCULAR WAVEGUIDE

К. А. Sayapin¹, В. М. Katz²

¹ Saratov State University named after N.G. Chernyshevsky, Saratov, Russia

² Nika-Microwave, Ltd., Saratov, Russia

Abstract. The results of the development and mathematical modeling of a vacuum-tight can-type microwave energy output window implemented based on a stepped circular waveguide are presented.

Keywords: microwave devices; vacuum-tight energy output windows; waveguide transition; round waveguide.

1. ВВЕДЕНИЕ

Вакуум-плотные окна вывода СВЧ-энергии являются неотъемлемой частью генераторных и усилительных электронно-вакуумных приборов различного типа, а также систем накачки энергии в ускорителях частиц. Другой обширной областью применения вакуум-плотных окон является использование их при проведении испытаний функциональных СВЧ-узлов бортовой радиоэлектронной аппаратуры на возможность стабильной работы в условиях пониженного атмосферного давления и вакуума.

Классической конструкцией узкополосного вакуум-плотного окна можно считать полуволновый отрезок круглого волновода с разделительной диэлектрической пластиной, к торцам которого соосно подключены согласуемые прямоугольные волноводы [1-3]. Разделительная пластина обычно выполняется либо из алюмооксидной [1], либо из бериллиевой [2, 3] керамики. Благодаря своей простоте такие окна вывода энергии получили наибольшее распространение в электровакуумных приборах М- и О-типов и ускорительных системах, где обычно не требуется рабочая полоса частот шириной более 2 %. Однако увеличение рабочего диапазона частот современных электронных приборов требует более широкополосных устройств вывода энергии. Широкополосные вакуум-плотные окна требуются также при проведении испытаний пассивных устройств СВЧ, таких как мультиплексоры, направленные ответвители, электромеханические переключатели и т.д.

В работе [4] для расширения рабочего диапазона частот окна вывода энергии криострона использованы диафрагмы индуктивного типа в прямоугольном волноводе и конусообразные выемки в отрезке круглого волновода. К недостаткам этого устройства можно отнести усложнение технологии производства за счет сложного профиля круглого волновода. Кроме этого, использование диафрагм в волноводе может привести к снижению его электрической прочности, что особо критично, например, при использовании окна в испытательных стендах пониженного давления (2-10 мбар).

Расширение рабочей полосы частот окна вывода энергии за счёт применения многоступенчатого круглого волновода предложено в работе [5]. Главный недостаток такой конструкции – её значительные габариты.

Целью данной работы является исследование возможности использования ступенчатых круглых волноводов в вакуумно-плотных окнах вывода энергии бандочного типа с целью расширения их рабочего диапазона частот без существенного увеличения габаритных размеров по сравнению с классическими конструкциями.

2. КОНСТРУКЦИЯ ОКНА ВЫВОДА ЭНЕРГИИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЕГО ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Предлагаемое вакуум-плотное окно вывода энергии (рисунок 1) состоит из трех каскадно-включенных отрезков круглого волновода, к крайним из которых соосно подключены согласуемые прямоугольные волноводы стандартного сечения $a \geq 2b$, где a и b – широкая и узкая стенки волновода соответственно. Крайние отрезки круглого волновода имеют одинаковые диаметры D_1 и длины L_1 . Центральная секция круглого волновода, имеющая длину L_2 и диаметр $D_2 < D_1$, разделена диэлектрической вакуумно-плотной перегородкой толщиной t на две равные части. Обеспечение требуемых частотных характеристик достигается нахождением оптимальных значений следующих геометрических параметров окна: D_1, D_2, L_1, L_2 .

В качестве примера рассмотрим окно вывода энергии X-диапазона частот для прямоугольного волновода с размерами: $a=23$ мм, $b=10$ мм. Поиск оптимальных геометрических параметров окна будем производить в полосе частот 9,1...10,1 ГГц.

В качестве материала вакуум-плотной перегородки задана корундовая керамика ВК94-1 (22 ХС), обладающая следующими параметрами: толщина диска $t=2,7$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon=10,3$, тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta=15 \cdot 10^{15}$. Для обеспечения возможности вакуум-плотного спая с металлическими деталями окна диаметр керамического диска превышает D_1 на 2 мм. Стоит отметить, что увеличение диаметра диска по сравнению с D_1 оказывает влияние на режим работы окна, что следует учитывать при синтезе.

Для нахождения оптимальных геометрических размеров окна используем симплексный метод параметрической оптимизации, цель которой – минимизация величины обратных потерь в заданной полосе частот.

Найденные в процессе синтеза оптимальные геометрические размеры (мм): $D_1=33,15$, $D_2=38,82$, $L_1=7,32$, $L_2=7,46$.

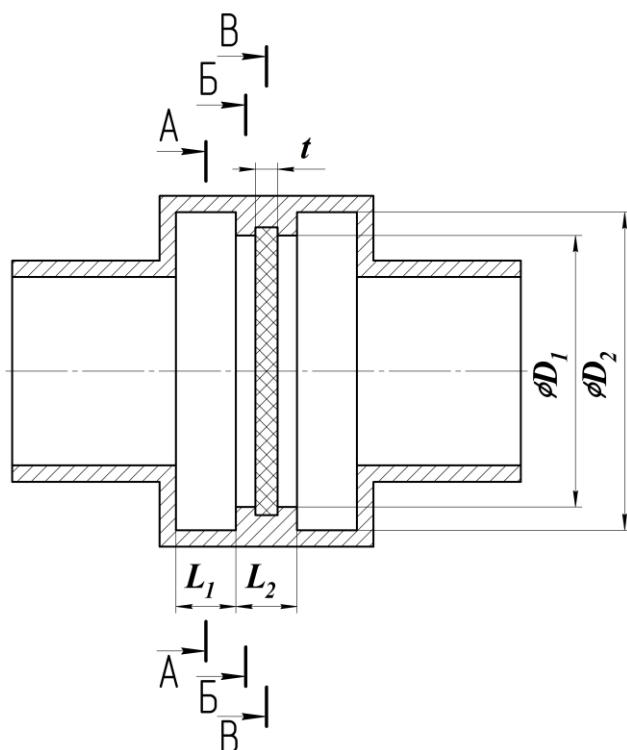


Рис. 1. Продольное сечение вакуум-плотного окна вывода энергии.

Частотная зависимость величины обратных потерь, полученная с помощью доступного пакета электродинамического моделирования, приведена на рисунке 2. В диапазоне 9,9...10,1 ГГц величина обратных потерь не превышает -39 дБ, что соответствует значению коэффициенту стоячей волны по напряжению (КСВН) менее 1,023.

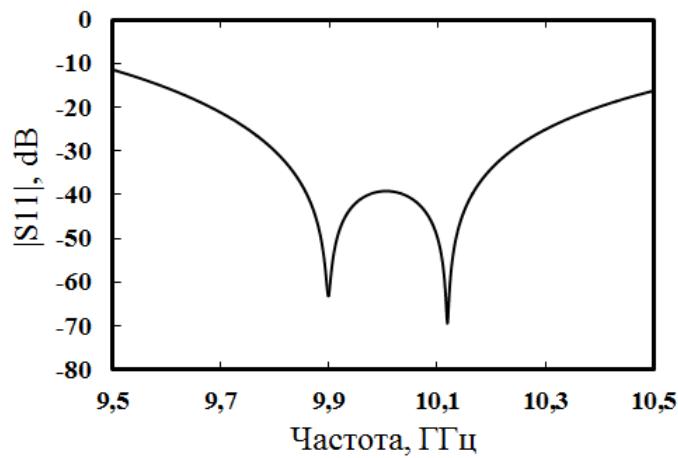
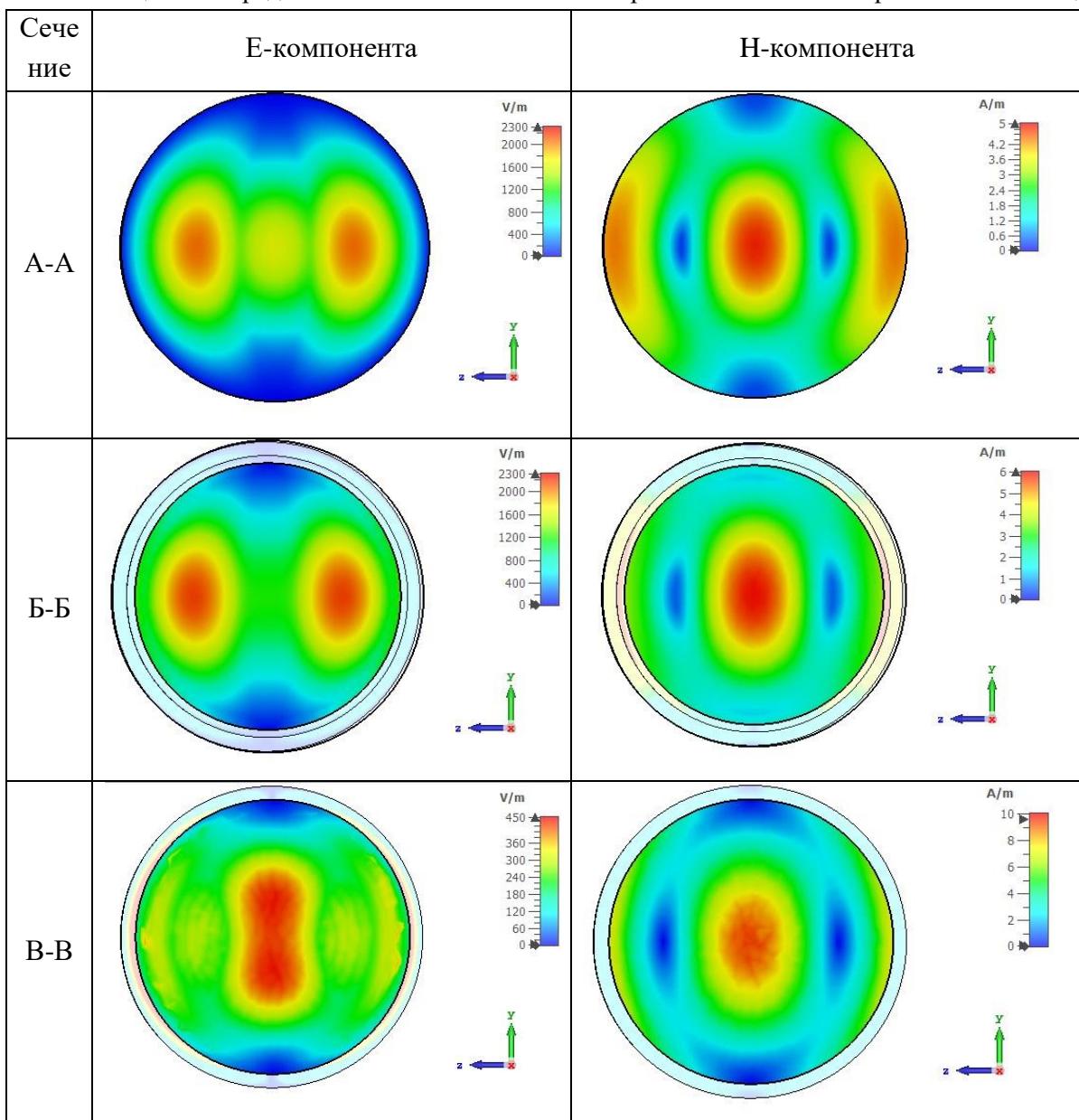


Рис. 2. Частотная зависимость величины обратных потерь $|S_{11}|$.

Распределение электрического и магнитного полей в сечениях вакуум-плотного окна (рисунок 1) при тестовой входной мощности $P_{вх}=0,5$ Вт приведено в таблице 1. Можно отметить, что в сечении керамического диска распространение электромагнитной волны происходит в многомодовом режиме, вследствие чего максимумы напряженности электрического поля локализованы не только в центре диска,

но и на его краях. Это свидетельствует о том, что максимальный нагрев диска будет происходить в этих областях, в отличие от [4], где максимальному нагреву подвергается только центральная часть диска.

Таблица 1. Распределение Н- и Е-компонент электромагнитной волны при частоте 10 ГГц.



3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанное вакуум-плотное окно вывода энергии на основе ступенчатого круглого волновода обладает малыми габаритными размерами и обеспечивает уровень согласования с КСВН не более 1.023 в 4 % полосе частот. Отсутствие диафрагм в конструкции положительно сказывается на электрической прочности окна, что важно при его использовании в трактах с пониженным атмосферным давлением, где особо велика вероятность возникновения газового пробоя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазонов В. П. Выходные устройства мощных СВЧ электровакуумных приборов. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1967, Вып. 11. – С. 47 – 72.
2. Hillairet J. Design and RF Measurements of a 5 GHz 500 kW Window For The ITER LHCD System / Hillaireta J., Acharda J., Baeb Y. S., Bernarda J. M., Dechambrec N., Delpecha L., Ekedaahla A., Faurec N., Gonichea M., Kimb J., Larroquea S., Magnea R., Marfisia L., Namkunge W., Parke H., Parkb S., Polia S., Vulliez K. // Fusion Eng. Des., 2015, vol. 94, no. 1. – Pp. 1–23.
3. Cook A. M. Broadband 220-GHz Vacuum Window for a Traveling-Wave Tube Amplifier / Cook A. M., Joye C. D., Kimura T., Wright E. L., Calame J. P. // IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(3). – Pp. 1257–1259.
4. Галдецкий А. В., Савин А. Н., Ключников Н. А. Вывод энергии бандочного типа сверхмощного клистрона S-диапазона. // Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 2020, Вып. 4 (547). – С. 64–75.
5. Michizono S. Development of C-band High-Power Mix-Mode RF Window / Michizono S., Matsumoto T., Nakao K., Takenaka T., Fukuda S., Yoshida K. Development // Proceedings of LINAC 2004, Lübeck, Germany. – Pp. 745–747.

REFERENCES

1. Sazonov, V. P. Output devices of powerful microwave electric vacuum devices // Electronic engineering. Ser. 1. Microwave Electronics, 1967, Vol. 11. - Pp. 47 - 72.
2. Hillairet, J. Design and RF Measurements of a 5 GHz 500 kW Window For The ITER LHCD System / Hillaireta, J., Acharda, J., Baeb, Y. S., Bernarda, J. M., Dechambrec, N., Delpecha, L., Ekedaahla, A., Faurec, N., Gonichea, M., Kimb, J., Larroquea, S., Magnea, R., Marfisia, L., Namkunge, W., Parke, H., Parkb, S., Polia, S., Vulliez, K. // Fusion Eng. Des., 2015, vol. 94, no. 1. – Pp. 1–23.
3. Cook, A. M. Broadband 220-GHz Vacuum Window for a Traveling-Wave Tube Amplifier. / Cook, A. M., Joye, C. D., Kimura, T., Wright, E. L., Calame, J. P. // IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(3). – Pp. 1257–1259.
4. Galdetsky, A. V., Savin, A. N., Klyuchnikov, H.A. Pillbox-Type Energy Output of Superpower S-band Klystron. // Electronic Engineering, Ser. 1, microwave technology, 2020, no. 4 (547). - Pp. 64-75.
5. Michizono, S. Development of C-band High-Power Mix-Mode RF Window. / Michizono, S., Matsumoto, T., Nakao, K., Takenaka T., Fukuda, S., Yoshida, K. // Proceedings of LINAC 2004, Lübeck, Germany. – Pp. 745-747.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СЖАТИЯ ПИКОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, А.Д. Рязанцев, В.А. Степкин, Г.К. Усков, К.Д. Титов
ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. Длительность и ширина сверхкоротких импульсов (СКИ), формируемых с помощью генераторов, зависят от производительности электронных компонентов, входящих в их состав. Так, использование диодов с накоплением заряда (ДНЗ) с пикосекундным временем переключения может привести к значительному увеличению стоимости устройства. При этом использование более дешевых ДНЗ снижает их конечную стоимость устройства, однако значительно ухудшает параметры формируемых им импульсов. Поэтому в данной работе для улучшения производительности генераторов СКИ, собранных с использованием недорогих ДНЗ, было предложено использовать нелинейные линии передачи (НЛЛП). В ходе работы была собрана и исследована экспериментальная модель НЛЛП. Результаты измерений показывают, что сверхкороткий импульс может быть сжат с использованием нелинейных линий передачи, а амплитуда получившегося сжатого импульса составляет 31 В, а длительность – 210 пс.

Ключевые слова: нелинейные линии передачи, сжатие импульсов, генератор импульсов, СШП системы.

APPLICATION OF NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR PICOSECOND PULSE SHARPENING

A.M. Bobreshov, A.S. Zhabin, A.D. Ryazantsev, V.A. Stepkin, G.K. Uskov, K.D. Titov

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. The amplitude and width of the ultrashort pulses depend on the performance of generator electronic elements. The usage of SRDs with picosecond switching time can lead to a significant increase in device cost. In this paper NLTLs were built and tested using commercial-off-the-shelf components to improve the performance of the generator that is based on inexpensive diodes. Measurement results show that generated ultrashort pulse can be compressed using nonlinear transmission lines and the output amplitude of the compressed pulse is 31 V and the duration is 210 ps.

Keywords: nonlinear transmission lines; pulse compression; pulse generator; UWB systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных сверхширокополосных (СШП) системах связи в качестве сигналов для зондирования используются сверхкороткие импульсы (СКИ). Для зондирования с высокой точностью необходимо обеспечить высокую разрешающую способность по дальности, что, в свою очередь, требует более узкой ширины импульса [1]. Одновременно с этим используемые сигналы должны иметь большую амплитуду для обеспечения требуемой дальности действия радара. Таким образом, СШП система должна использовать импульсы малой длительности и высокой амплитуды одновременно для достижения требуемых характеристик. Чаще всего для уменьшения длительности формируемых импульсов используются схемы обострения на основе диодов с

накоплением заряда (ДНЗ) [2]. Эти диоды, обладающие маленьким временем переключения между проводящим и не проводящим состоянием, используются для уменьшения времени нарастания и/или спада импульса. Применение ДНЗ с меньшим временем переключения обеспечивает импульсы с меньшей длительностью [3]. Однако такие высококачественные и высокоскоростные полупроводниковые приборы в силу своей дороговизны значительно увеличивают конечную стоимость изделия, в котором они применяются. Альтернативным решением для снижения себестоимости изделия является использование менее дорогих диодов совместно с дополнительной линией, позволяющей уменьшить длительность поступающих на ее вход импульсов. Так, нелинейные линии передачи (НЛП) являются хорошо известным и эффективным решением [4]. Импульс, распространяющийся в НЛП, сужается за счет эффектов нелинейности и дисперсии [5]. В данной работе предложено использовать нелинейную линию передачи для уменьшения потерь в производительности генератора, вызванных использованием недорогих ДНЗ с относительно большим временем переключения. Было проведено экспериментальное исследование сжатие пикосекундных импульсных сигналов с помощью НЛП, результаты которого представлены в данной работе.

2. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Нелинейная сосредоточенная линия передачи представляет собой лестничную цепь, состоящую из нескольких секций. Каждая из этих секций в общем случае состоит из параллельно соединенных нелинейных емкостей и/или индуктивностей. В данной работе используются только НЛП с линейными индуктивностями и нелинейными емкостями (Рис. 1).

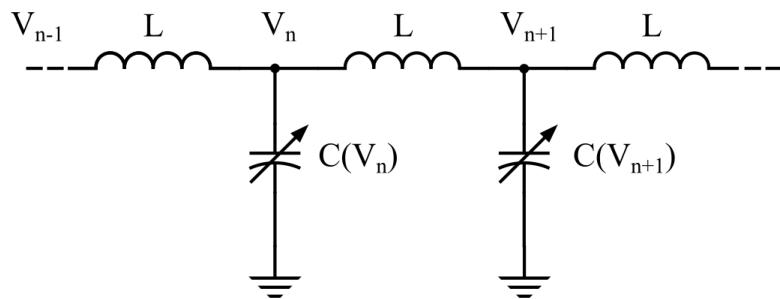


Рис. 1. Нелинейная линия передачи, состоящая из n секций

Скорость распространения фазы импульса напряжения по НЛП выражается как [4]:

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC(V)}}, \quad (1)$$

где L представляет собой индуктивность линии передачи, а $C(V)$ – емкость линии, зависящая от напряжения. Если нелинейная емкость увеличивается с ростом приложенного к ней напряжения, то скорость распространения импульса вдоль линии растет. Это означает, что пик импульса напряжения будет распространяться быстрее, чем восходящий фронт, и попытается обогнать низковольтную часть, как показано на

рисунке 2, образуя крутую переднюю ударную волну, крутизна которой в конечном счете ограничена дисперсией линии.

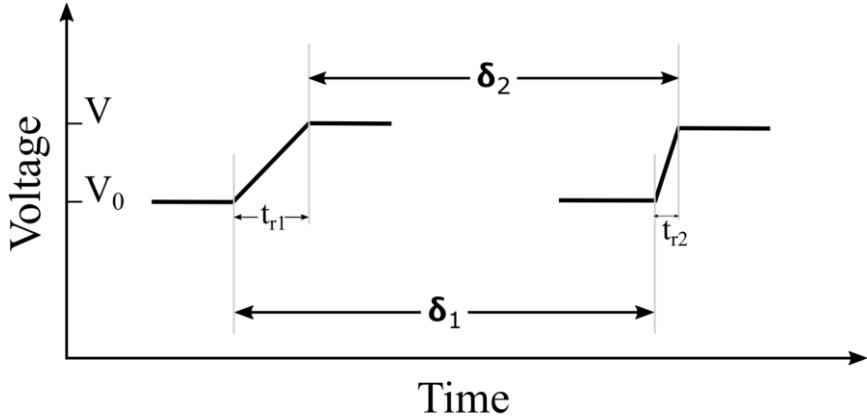


Рис. 2. Сжатие импульса в нелинейной линии передачи

Уменьшение времени нарастания широкого импульса с помощью NLTL рассчитывается как:

$$\Delta t = n(\sqrt{LC_0} - \sqrt{LC(V_{max})}), \quad (2)$$

где C_0 емкость при нулевом смещении, $C(V_{max})$ – емкость при максимальном приложенном напряжении, равном амплитуде распространяющегося импульса, n – количество секций НЛП. Сжатие импульса происходит при условии, что время нарастания восходящего фронта t_{r1} больше, чем величина сжатия импульса Δt . Из рисунка 2 видно, что эта величина определяется как $t_{r1} - t_{r2}$, что также равно $\delta 1 - \delta 2$. Таким образом, t_{r2} , являющееся временем нарастания сжатого импульса, равно $t_{r1} - \Delta t$. Однако, если $t_{r1} < \Delta t$, импульс преобразуется в последовательность солитонов [5].

В данной работе в качестве нелинейной емкости использовались полупроводниковые диоды, смещенные в обратном направлении. Нелинейная зависимость емкости от приложенного напряжения основана на том факте, что ширина области пространственного заряда перехода зависит от приложенного смещения. Нелинейная вольт-фарадная характеристика р-п перехода диода может быть аппроксимирована следующей функцией [4]:

$$C(V) = \frac{C_0}{(1 + V/V_j)^M}, \quad (3)$$

где M – порядок нелинейности, V_j и V представляют собой контактная разность потенциалов и прикладываемое к диоду напряжение, соответственно. Прикладывая обратное смещение к диоду, ширина области истощения полупроводника увеличивается, и, следовательно, общая емкость диода становится меньше.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для того, чтобы предотвратить разложение импульса на солитонные волны, нелинейная линия передачи формируется из нескольких последовательно соединенных

секций. Индуктивности в секциях могут иметь одинаковый номинал [5], однако, используя индуктивности и емкости в каждой последующей секции меньше по номиналу, чем в предыдущей, можно добиться лучшей производительности НЛП [6]. Линейные индуктивности могут быть реализованы в виде заземленных копланарных волноводов (grounded coplanar waveguides или GCW). Величины этих индуктивностей достаточно низкие и определяются длиной линии передачи. На данный момент не существует единого правила для расчета индуктивностей, входящих в состав NLTL, для сжатия импульсов. В [6] расстояния между варикапами изменялись в соответствии с законом геометрической прогрессии, тогда как в [3, 4] индуктивности и емкости уменьшаются пропорционально номеру секции, в которой они установлены.

В данной работе были собраны два экспериментальных макета нелинейных линий передачи (рис. 3) и с использованием диодов BB833 [7] и BB131 [8] в качестве варикапов. Параметры обеих НЛП представлены в Таблице 1. Так, например, длина линии LT и ширина W равны 100мм и 1.69 мм соответственно, что обеспечивает хорошее согласование NLTL1 на 50 Ом. Длина линии, а значит и ее индуктивность, были определены эмпирическим путем. Далее, на печатную плату непосредственно возле входного разъема (*In* на рисунке) помещался первый варикап $D1$. Подавая на вход печатной платы сверхкороткий импульс, на выходе (*Out* на рисунке) фиксировался полученный импульс и вычислялась его ширина. Вычисления проводились для всех позиций варикапа на линии с шагом 5 мм. Итоговое расположение первого варикапа ($L1$ на рисунке 3) определялось в соответствии с самой меньшей длительностью импульса на выходе.

Затем описанные выше манипуляции проводились для каждой другой секции $D2 - D4$. Как было показано экспериментально в [3,4], оптимальное расположение варикапов L_i на НЛП в контексте сжатия распространяющегося импульса соответствует соотношению: $L_i = LT/(N+1)$, где N – номер варикапа, i начинается с 2-х, а LT представляет собой общую длину линии передачи. При этом, $L1 \approx LT/2$. Вторая линия передачи NLTL2 была собрана аналогично по описанному выше алгоритму. Оптимальные расположения варикапов на линии $L1 - L4$ (отсчитываются от входного разъема) для обеих НЛП перечислены в Таблице 1.

Входной импульс, подаваемый на НЛП, формировался с помощью генератора, описанного в [9]. Однако, в данной работе вместо ДНЗ с малым временем переключения (MAVR-044769) были использованы менее дорогие диоды KD609B. Амплитуда входного сигнала составляла 35 В и длительность была порядка 350 пс. Выход НЛП (*Out*) был подключен ко входу стробоскопического осциллографа DCA-X 86100D с полосой пропускания 20 GHz и входным сопротивлением равным 50 Ом. Рабочая точка на вольт-фарадной характеристике варикапов устанавливалась при помощи напряжения, подаваемого через индуктивность L . $C3 - C5$ на рисунке 3 представляют собой блокировочные конденсаторы, емкости которых были выбраны равными 100 пФ, 10 нФ

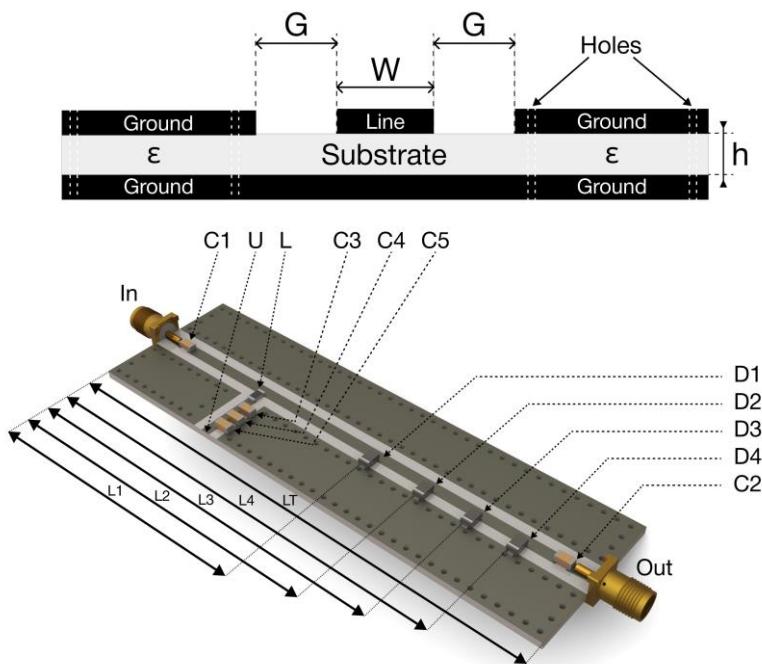


Рис. 3. Нелинейная линия передачи, выполненная в виде заземленного копланарного волновода, на основе диодов BB833 и BB131

и 1 мкФ, соответственно. Величина напряжения смещения U , подаваемая с лабораторного источника напряжения, была определена опытным путем и составляла -6 В.

На рисунке 4 представлены экспериментальные зависимости длительности импульса от количества секций, смонтированных на печатную плату, для обеих НЛП. Длительность импульса определялась по уровню половины амплитуды. Как видно из этого рисунка, наименьшая длительность импульса достигается при использовании NLTL2. В связи с этим на рисунке 5 показаны только формы импульсных сигналов, полученных на выходе NLTL2, для различного количества варикапов (для разных секций). Видно, что по мере увеличения количества секций ширина импульса уменьшается, а задержка его генерации увеличивается. Незначительное уменьшение амплитуды происходит из-за ослабления сигнала в подложке. Таким образом, используя менее дорогие ДНЗ совместно с НЛП, удалось добиться такой же длительности импульса, как и для ДНЗ с меньшим временем переключения [9].

Последовательно соединение двух НЛП обеспечивает дополнительное уменьшение длительности импульса. Так, сигнал длительностью 350 пс был сжат до величины в 250 пс с использованием одной линии NLTL2. Последовательное соединение NLTL1 и NLTL2 позволило еще больше сократить длительность импульса до величины 210 пс (Рис. 6). Из рисунка видно, что при этом произошло небольшое уменьшение амплитуды импульса по сравнению с исходным на величину порядка 10%.

Это можно объяснить следующим образом: при нелинейном изменении емкости происходит перераспределение носителей заряда в полупроводниковой структуре варикапа. Длительность этих процессов составляет порядка нескольких сотен пикосекунд

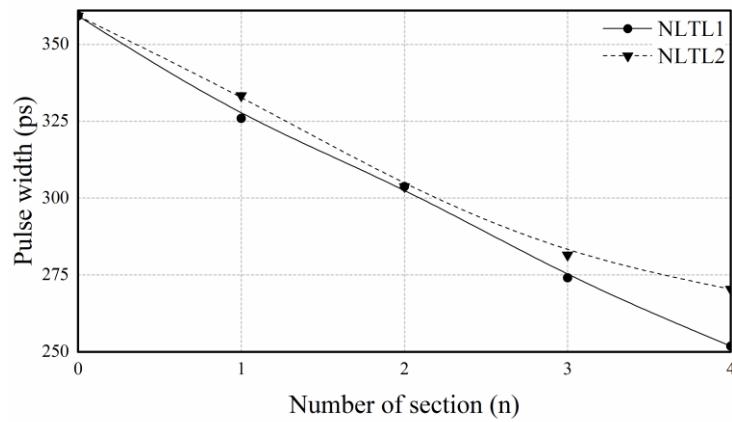


Рис. 4. Зависимость длительности формируемых импульсов от количества секций в НЛП

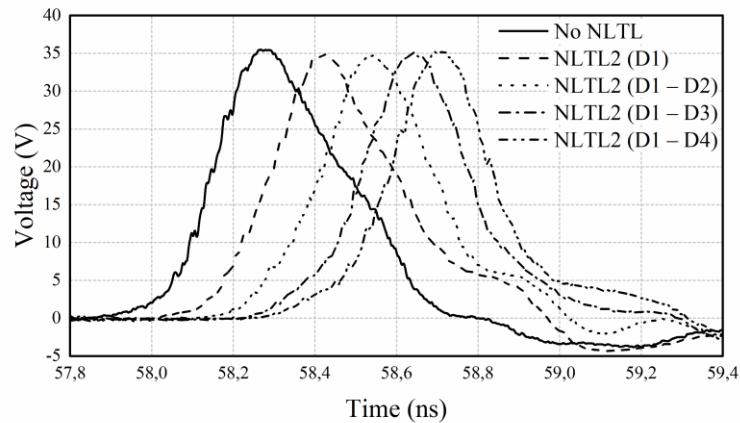


Рис. 5. Осциллограммы импульсов, полученных на выходе NLTN2, для различного количества секций

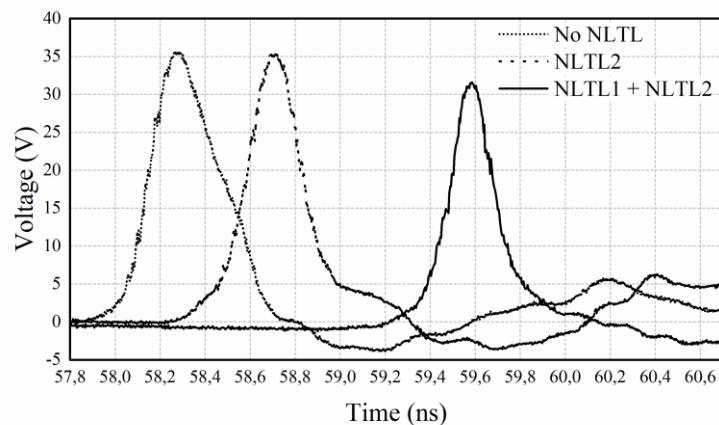


Рис. 6. Осциллограммы сгенерированных импульсов для различного количества НЛП

Таблица 1. Параметры экспериментальных НЛП

	NLTL1	NLTL2
Diodes D1 – D4	BB833	BB131
L1 (mm)	50	48
L2 (mm)	67	65
L3 (mm)	77	76
L4 (mm)	86	83
LT (mm)	100	100
h (mm)	0.76	0.76
C1 (pF)	100	100
C2 (pF)	50	50
C3 (pF)	100	100
C4 (nF)	10	10
C5 (uF)	1	1
L (uH)	12	12
W (mm)	1.69	1.69
G (mm)	1.15	1.15
ϵ_r	3.66	3.66
DF tan, δ	0.0037	0.0037
U (V)	-6	-6

и сопоставима с длительностью импульса. Таким образом, из-за инерции нелинейного изменения емкости импульс не может быть сжат больше определенного предела. Этот предел зависит от параметров полупроводника варикапа, индуктивности линии и амплитуды импульса.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение NLTL позволяет уменьшить длительность импульса с 350 пс до 210 пс, сохраняя при этом его амплитуду практически неизменной. Если на вход NLTL подавался более короткий импульс, то в таком случае эффективность его сжатия была ниже. Из чего был сделан вывод, что существует минимальная длительность импульса, меньше которой спроектированные линии не позволяют сжать входной сигнал.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. Feghhi, D. Oloumi and K. Rambabu, "Design and Development of an Inexpensive Sub-Nanosecond Gaussian Pulse Transmitter," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 9, pp. 3773-3782, Sept. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2918298.

2. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 11, pp. 1013–1015, November 2017.
3. Y. Ahajjam, O. Aghzout, J. M. Catalá-Civera, F. Peñaranda-Foix and A. Driouach, "A compact UWB sub-nanosecond pulse generator for microwave radar sensor with ringing miniaturization," 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2016, pp. 497-501, doi: 10.1109/ICMCS.2016.7905602.
4. M. Tan; C.-Y. Su; W.J. Anklam: '7× electrical pulse compression an inhomogeneous nonlinear transmission line', Electron. Lett., 1988, 24, (4), pp. 213–215.
5. E. Afshari and A. Hajimiri, "Nonlinear transmission lines for pulse shaping in silicon," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 3, pp. 744-752, March 2005, doi: 10.1109/JSSC.2005.843639.
6. E. G. L. Rangel, J. J. Barroso, J. O. Rossi, F. S. Yamasaki, L. P. Silva Neto and E. Schamiloglu, "Influence of Input Pulse Shape on RF Generation in Nonlinear Transmission Lines," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 44, no. 10, pp. 2258-2267, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPS.2016.2593606.
7. Infineon Technologies, June 2021, [online] Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-wireless-control/rf-diode/rf-varactor-diode-and-tuner/sat-tuner/bb833/>
8. NXP Semiconductors, June 2021, [online] Available: <https://www.nxp.com/docs/en/datasheet/BB131.pdf>
9. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, A. D. Ryazantsev, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 31, no. 2, pp. 204-206, Feb. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3046925.

REFERENCES

1. R. Feghhi, D. Oloumi and K. Rambabu, "Design and Development of an Inexpensive Sub-Nanosecond Gaussian Pulse Transmitter," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 9, pp. 3773-3782, Sept. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2918298.
2. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 11, pp. 1013–1015, November 2017.
3. Y. Ahajjam, O. Aghzout, J. M. Catalá-Civera, F. Peñaranda-Foix and A. Driouach, "A compact UWB sub-nanosecond pulse generator for microwave radar sensor with ringing miniaturization," 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2016, pp. 497-501, doi: 10.1109/ICMCS.2016.7905602.
4. M. Tan; C.-Y. Su; W.J. Anklam: '7× electrical pulse compression an inhomogeneous nonlinear transmission line', Electron. Lett., 1988, 24, (4), pp. 213–215.
5. E. Afshari and A. Hajimiri, "Nonlinear transmission lines for pulse shaping in silicon," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 3, pp. 744-752, March 2005, doi: 10.1109/JSSC.2005.843639.
6. E. G. L. Rangel, J. J. Barroso, J. O. Rossi, F. S. Yamasaki, L. P. Silva Neto and E. Schamiloglu, "Influence of Input Pulse Shape on RF Generation in Nonlinear Transmission Lines," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 44, no. 10, pp. 2258-2267, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPS.2016.2593606.
7. Infineon Technologies, June 2021, [online] Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-wireless-control/rf-diode/rf-varactor-diode-and-tuner/sat-tuner/bb833/>
8. NXP Semiconductors, June 2021, [online] Available: <https://www.nxp.com/docs/en/datasheet/BB131.pdf>
9. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, A. D. Ryazantsev, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 31, no. 2, pp. 204-206, Feb. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3046925.

К ОБЕСПЕЧЕНИЮ НЕПРЕРЫВНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

М. В. Родин, Э. С. Назарова

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В докладе указывается на необходимость использования нормализаторов напряжения при обеспечении электропитания бортовой радиоэлектронной аппаратуры от систем электроснабжения постоянного тока. Проанализированы достоинства и недостатки известных нормализаторов напряжения. Предложены варианты структуры нового нормализатора напряжения с накоплением электроэнергии, обеспечивающего бесперебойность работы потребителей в течение требуемого времени без использования аккумуляторов.

Ключевые слова: бортовая система электроснабжения постоянного тока; источник электропитания; нормализатор напряжения.

TO ENSURE THE CONTINUITY OF THE POWER SUPPLY OF AIR-BASED ELECTRONICS

M. V. Rodin, E. S. Nazarova

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report points out the need to use voltage normalizers when providing power to air-based electronics from DC power supply systems. Advantages and disadvantages of known voltage normalizers are analyzed. The variants of the structure of a new voltage normalizer with the accumulation of electricity is proposed, which ensures the uninterrupted operation of consumers for the required time without the use of batteries.

Keywords: air-based DC power supply system; power supply; voltage normalizer.

1. ВВЕДЕНИЕ

Надежность функционирования бортовых систем электроснабжения (СЭС) в совокупности со вторичными системами электропитания в значительной степени предопределяет безопасность полетов и качественное выполнение многочисленных задач, стоящих перед экипажем летательного аппарата. Ведь практически ни один авиационный радиоэлектронный комплекс не может работать без электрической энергии. Поэтому основное требование, предъявляемое к системам, обеспечивающим электропитание радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) – это требование высокой надежности, то есть системы должны выполнять заданные функции, сохраняя эксплуатационные показатели в заданных пределах, при заданных режимах и условиях эксплуатации в течение требуемого промежутка времени.

Для электропитания РЭА, эксплуатируемой на борту авиационных носителей, используют, в частности, СЭС постоянного тока с номинальным выходным напряжением 27 В по ГОСТ Р 54073-2017.

Особенностью указанных СЭС являются, во-первых, кратковременные выбросы напряжения, достигающие значения 80 В, а во-вторых, провалы напряжения до 8 В длительностью до 1 с, а также полное пропадание напряжения на время до 80 мс [1].

По этой причине использование совместно с рассматриваемыми СЭС как отечественных, так и зарубежных унифицированных модулей электропитания (МЭП), представленных на рынке, возможно только вместе с дополнительными устройствами защиты. Такие устройства, с одной стороны, должны ограничивать выбросы напряжения до допустимых значений, а с другой, обеспечивать нормальную работу потребителей при пропадании напряжения СЭС на время до 80 мс.

Устройства, обеспечивающие вышеперечисленные функции, в настоящее время все чаще называют *нормализаторами* напряжения.

В научно-технической и патентной литературе дано описание принципов построения нормализаторов напряжения, позволяющих обеспечить штатную работу МЭП при снижении напряжения СЭС до 8 В [2-4]. Однако эти нормализаторы не обеспечивают бесперебойную работу МЭП в течение времени провала напряжения СЭС ниже 8 В, вплоть до его полного пропадания на время до 80 мс.

Таким образом, создание нормализаторов напряжения, позволяющих обеспечить нормальную работу МЭП во всех режимах работы СЭС, является актуальной задачей для разработчиков систем и устройств электропитания бортовой РЭА, функционирующих совместно с СЭС постоянного тока.

2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О НОРМАЛИЗАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Анализ представленных на рынке МЭП, используемых совместно с бортовыми СЭС постоянного тока, показывает, что наиболее часто они рассчитаны на диапазон входных напряжений 18...36 В, реже на диапазон 9...36 В. Также выпускается весьма ограниченная номенклатура МЭП с расширенным диапазоном входных напряжений до 8...80 В. Однако эти МЭП имеют заметно худшие массогабаритные показатели, чем МЭП со стандартным диапазоном входных напряжений, и более высокую стоимость.

На практике при электропитании РЭА от бортовых СЭС постоянного тока совместно с «традиционными» МЭП на диапазон входных напряжений 18...36 В применяют нормализаторы.

Их важнейшее достоинство – преобразование входного напряжения диапазона 8...80 В в выходное напряжение диапазона 18...36 В без высокочастотных помех, выбросов и провалов. Как предложенные в [2-4], так и более простые технические решения позволяют создать нормализатор напряжения, обеспечивающий диапазон выходных напряжений 18...36 В при электропитании от бортовой СЭС с диапазоном напряжений 8...80 В с учетом защиты от импульсных помех.

Однако все известные нормализаторы имеют существенный недостаток: они не обеспечивают штатную работу потребителя во время полного пропадания напряжения бортовой СЭС на время до 80 мс.

3. НОРМАЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С НАКОПЛЕНИЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Традиционно для обеспечения штатной работы потребителей во время перерывов электропитания используют аккумуляторы. Однако последние имеют малый срок службы, ограниченный диапазон рабочих температур и значительный саморазряд.

Кроме того, аккумуляторы требуют периодического обслуживания и, наконец, взрывоопасны.

В то же время для обеспечения электропитания в течение десятков и сотен милисекунд при относительно небольшой мощности потребителя могут быть использованы накопительные электролитические конденсаторы. Такие конденсаторы свободны от перечисленных выше недостатков аккумуляторных батарей, правда, обладают намного меньшей удельной энергоемкостью.

Для обеспечения работы потребителей во время перерывов электропитания накопительный конденсатор может быть включен несколькими способами. От способа включения конденсатора будет зависеть степень использования запасенной в нем электроэнергии и требуемая емкость.

Рассматривать способы включения накопительного конденсатора будем с учетом наличия нормализатора напряжения (НН) повышающе-понижающего типа [4], обеспечивающего выходное напряжение номиналом 27 В с незначительным отклонением при диапазоне входных напряжений 8...80 В.

Предварительно, однако, отметим, что включение накопительного конденсатора параллельно входу НН не имеет смысла, так как при перерыве электропитания накопитель будет разряжаться через других потребителей, подключенных к бортовой СЭС.

Итак, *первым способом* подключения накопителя является его включение параллельно выходу НН. Функциональная схема соответствующего тракта электропитания приведена на рисунке 1. $C_{нэ}$ и $U_{пит}$ на рисунке – емкость накопителя и напряжение на выходе МЭП соответственно.

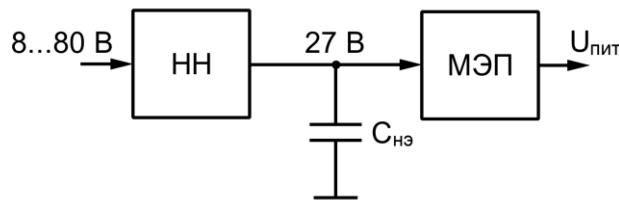


Рис. 1. Функциональная схема тракта электропитания (первый способ)

Минимальное требуемое значение емкости накопителя можно найти из выражения

$$\frac{C_{нэ} U_0^2}{2} - \frac{C_{нэ} U_1^2}{2} = t P_{МЭП}. \quad (1)$$

Тогда

$$C_{нэ} = \frac{2 P_{МЭП} t}{U_0^2 - U_1^2}. \quad (2)$$

В (1) и (2) $P_{МЭП}$ – мощность, потребляемая МЭП, а U_0 и U_1 – напряжение на накопителе в начале перерыва электропитания и в конце разряда (по прошествии времени t) соответственно. В данном случае $U_0 = 27$ В, а $U_1 = 18$ В.

Коэффициент использования запасенной в накопителе электроэнергии можно определить из выражения

$$K_e = \frac{U_0^2 - U_1^2}{U_0^2}, \quad (3)$$

и в рассмотренном случае он составит $K_e = 55\%$.

Второй способ подключения накопителя проиллюстрирован на рисунке 2. При включении СЭС накопитель заряжается от НН через резистор R_3 , а в случае пропадания напряжения СЭС схема управления (СУ) подключает его на вход НН посредством коммутатора K .

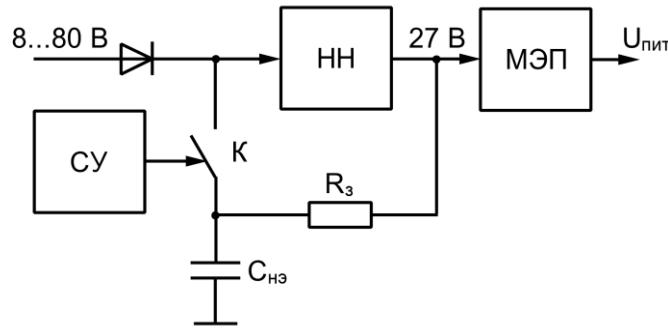


Рис. 2. Функциональная схема тракта электропитания (второй способ)

При этом напряжение, до которого может разряжаться накопитель, составляет уже не 18 В, как в ранее рассмотренной схеме (см. рисунок 1), а 8 В. Это значит, что необходимое значение емкости накопителя в этом случае будет меньше в 1,7 раз. Коэффициент использования энергии составит 91%.

Следует заметить, если НН построен по схеме, близкой к приведенной в [4] и его алгоритм работы предусматривает отключение понижающего преобразователя до момента снижения входного напряжения до величины порядка 18 В, то эффективность работы накопителя, включенного по приведенным выше схемам (см. рисунки 1 и 2), будет резко снижаться, так как к моменту начала провала напряжения накопитель может быть заряжен до значительно меньшего напряжения, чем 27 В.

Третий способ построения НН с накопителем проиллюстрирован на рисунке 3. Здесь отдельный маломощный регулятор напряжения (РН) повышающего типа осуществляет заряд накопителя до напряжения, близкого к максимальному входному напряжению НН, равному 80 В.

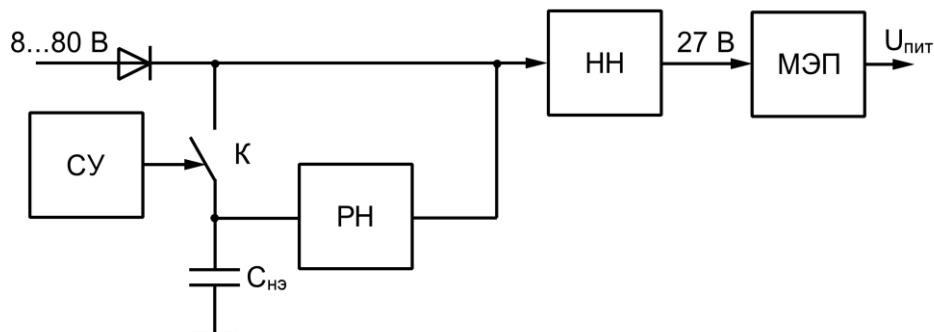


Рис. 3. Функциональная схема тракта электропитания (третий способ)

Действительно, электролитические конденсаторы, рассчитанные на большие рабочие напряжения, при прочих равных условиях обычно имеют большую удельную энергоемкость. В связи с этим выгоднее запасать электроэнергию в более высоковольтных конденсаторах.

В случае снижения напряжения бортовой СЭС ниже 8 В СУ с помощью коммутатора K подключает накопитель к входу НН, что позволяет осуществить разряд накопителя вплоть до напряжения 8 В. При этом необходимое значение емкости накопителя в этом случае будет меньше почти в 10 раз по сравнению с первым способом, а коэффициент использования энергии составит 99%.

Таким образом, последний рассмотренный способ позволяет получить наилучшие массогабаритные показатели накопителя в тракте электропитания.

Кроме того, использование данного способа позволяет работать без снижения эффективности накопителя в схемах с отключением преобразователя в диапазоне напряжений 18...36 В [4], так как заряд накопителя осуществляется до максимального напряжения вне зависимости от величины напряжения бортовой СЭС в момент времени, предшествующий провалу напряжения.

В качестве накопителя электроэнергии вместо электролитических конденсаторов могут выступать и ионисторы (суперконденсаторы, ультраконденсаторы). Они обладают всеми преимуществами электролитических конденсаторов, при этом их емкость может достигать единиц фарад. Однако ионисторы, как правило, имеют ограниченное количество циклов заряд-разряд, исчисляющееся сотнями тысяч. Кроме того, рабочий температурный диапазон ионисторов часто достаточно мал, и только небольшая номенклатура ионисторов работоспособна при температурах до минус 60°C.

Вместе с тем ионисторы могут эффективно комбинироваться с электролитическими конденсаторами, обеспечивая повышенную энергоемкость и удельную мощность (особенно при высоких отрицательных температурах). Как следствие, НН с накопителем на их основе может обеспечивать работу потребителей при провале напряжения на время до единиц и даже десятков секунд при сохранении удовлетворительных массогабаритных показателей НН.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют нам отметить следующее.

1. В настоящее время при разработке систем электропитания бортовой РЭА, получающих электроэнергию от СЭС постоянного тока по ГОСТ Р 54073-2017, целесообразно применение нормализаторов напряжения совместно с серийными унифицированными МЭП.
2. Для обеспечения бесперебойной работы РЭА во время перерывов электропитания, допускаемых ГОСТ Р 54073-2017, целесообразно в состав нормализаторов включать накопители на электролитических конденсаторах и/или ионисторах.
3. Наиболее выгодной с точки зрения достижения наилучших удельных массогабаритных показателей систем электропитания является схема нормализатора с

емкостным накопителем, заряжаемым посредством повышающего регулятора напряжения. При этом обеспечивается большой срок службы и не требуется периодическое обслуживание как при использовании аккумуляторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. ГОСТ Р 54073-2017 – Москва, 2018. – 36 с.
2. Миронов А.А., Затулов С.Л. Расширение функциональных возможностей ограничителей выбросов напряжения для бортовых сетей // Электропитание, 2015, № 2. – С. 54-58.
3. Миронов А.А. Система электропитания бортовой авиационной аппаратуры на основе нормализатора напряжения // Силовая электроника, 2018, № 74. – С. 65-67.
4. Миронов А.А. Выбор оптимальной структуры авиационной системы электропитания постоянного тока // Компоненты и технологии, 2019, № 11. – С. 38-41.

REFERENCES

1. Aircraft and helicopter power supply systems. General requirements and standards for the quality of electricity GOST R 54073 – 2017, Moscow, 2018. – 36 p.
2. Mironov, A.A., Zatulov, S.L. Expansion of the functionality of voltage emission limiters for on-board power supply systems // Electropitanie, 2015, No. 2. – Pp. 54-58.
3. Mironov, A.A. Power supply system for on-board aviation equipment based on a voltage normalizer // Silovaya electronica, 2018, No. 74. – Pp. 65-67.
4. Mironov, A.A. Choosing the optimal structure of the aviation DC power supply system // Komponenti i tekhnologii, 2019, No. 11. – Pp. 38-41.

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА

А.Р. Бестугин¹, А.Д. Филин¹, И.А.Киршина¹, В.П. Рачков¹

¹Государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП) Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье представлено перспективное направление развития авиационных полигонов на основе концепции объединения средства измерения, имитации и моделирования учебно-боевых действий. Приведены общая концепция, структура построения и методики оценки летно-тактической подготовки на основе реализации возможностей предложенных структур автоматизированных измерительных систем в состав авиационного виртуального электронного полигона.

Ключевые слова: Летно-тактическая подготовка, авиационный виртуальный электронный полигон, полигонный измерительный комплекс, методика оценки, приведенная зона поражения.

THE CONCEPT OF BUILDING A PROMISING AUTOMATED MEASURING COMPLEX OF AN AVIATION VIRTUAL ELECTRONIC POLYGON

A.R. Bestugin¹, A.D. Filin¹, I. A. Kirshina¹, V.P. Rachkov¹

¹State University of Aerospace Instrumentation (SUAJ) St. Petersburg, Russia

Abstract. The article presents a promising direction for the development of aviation polygons based on the concept of combining the means of measurement, simulation and simulation of combat training operations. The general concept, structure of construction and methods of evaluation of flight and tactical training based on the implementation of the capabilities of the proposed structures of automated measurement systems in the composition of the aviation virtual electronic test site are presented.

Keywords: Flight and tactical training, aviation virtual electronic test site, test range measuring complex, assessment methodology, reduced area of destruction.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ современного состояния и развития инфраструктуры оперативно-тактической подготовки летных экипажей (ЛЭ) и расчетов боевого управления авиацией (БУА) позволяет определить тенденции ведущих держав к созданию условий обучения близких к реальным боевым действиям, реализуемым с помощью специальных электронных полигонов.

Активная разработка и внедрение электронных полигонных комплексов в США начались с 1973 года. В настоящее время созданная инфраструктура обучения и подготовки BBC и ВМФ США и НАТО насчитывает около 21 полигона. Они широко используются как в повседневной летно-тактической подготовке, так и при подготовке летных экипажей и расчетов БУА к специальным акциям.

Вместе с тем, анализ проводимых учений и современного опыта применения вооруженных сил позволяет сделать вывод, что именно воздушно-космическая сфера станет главной и определяющей сферой современной вооруженной борьбы. [2].

С поступлением на вооружение новых авиационных боевых комплексов (АБК), вопросы подготовки авиационных подразделений и частей Воздушно-космических сил (ВКС) России нуждаются в постоянном исследовании, развитии и эволюции подходов в обучении летных экипажей (ЛЭ) и специалистов боевого управления авиацией (СБУА). В настоящее время подготовка включает три этапа: теоретическая подготовка, тренажная и летная подготовка. Особым видом летной подготовки является летно-тактическая подготовка (ЛТП), которая направлена на обучение ведению боевых действий (выполнению боевых задач) одиночно, в составе авиационного части и подразделения. В процессе ЛТП проводятся летно-тактические учения (ЛТУ), совершенствуется тактическая и огневая подготовка с применением различных авиационных средств поражения (АСП), отрабатываются способы и приемы преодоления противовоздушной обороны (ПВО) «противника», в том числе с применением средств радиоэлектронного противодействия (РЭП).

По результатам выполнения упражнений ЛТП (ЛТУ) определяется готовность авиационных подразделений и частей ВКС к выполнению задач по предназначению.

Вместе с тем, как показывают результаты исследований и опыт ведущих стран, достижение высокого качества обучения ЛТП экипажей и СБУА авиационных частей ВКС возможно только при отработке задач в условиях приближенных к современным реальным боевым действиям [3].

2. ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ АВИАЦИОННЫХ ПОЛИГОНОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ

В настоящее время задачи ЛТП (ЛТУ) выполняются экипажами (подразделениями, частями) на различных авиационных полигонах (АП) государственной авиации (рисунок 1) [4].

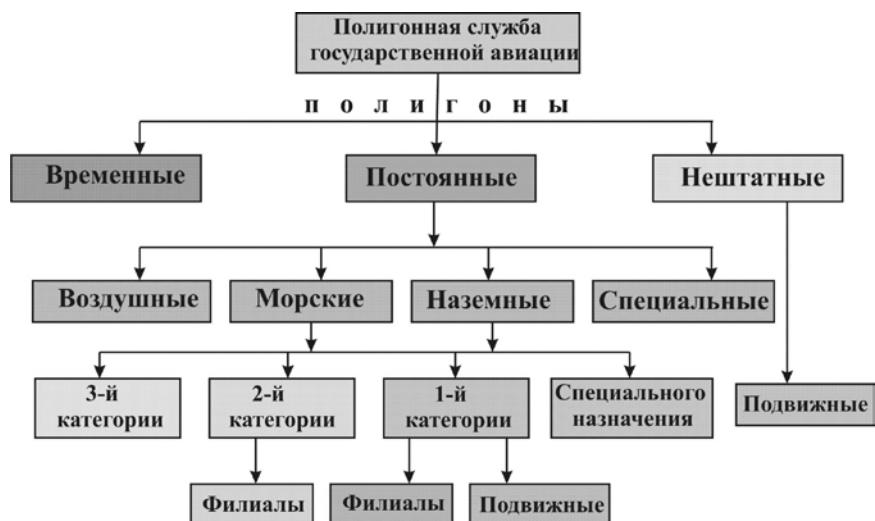


Рис.1 Классификация авиационных полигонов государственной авиации

Контроль воздушного пространства и управление экипажами, группами тактического назначения (ГТН) в районе полигонов осуществляется в основном с использованием радиолокационных станций (РЛС), в составе: П-18, П-37, ДРЛ-7, ДРЛ-10, 1РЛ-131Р, 19Ж6, 22Ж6, 55Ж6, 64Ж6 или визуально. Результаты применения АСП по

наземным целям (координаты точек разрывов) регистрируются наблюдателями с помощью приборов визуального наблюдения: теодолиты (РТ-1-01), переносные артиллерийские буссоли (ПАБ-2, ПАБ-2АМ), бинокли (Б-12, БП-7х35), трубы зенитные командные (ТЗК), артиллерийские стереотрубы (АСТ), лазерные дальномеры и др., которые располагаются на наблюдательных пунктах (вышках). Данные засечек по телефону передаются оператору вычислительного отделения для нанесения их на планшет обработки результатов применения АСП. Время применения АСП регистрируется хронометражистом по показаниям часов на пункте управления АП [4].

Результаты действий истребительной авиации оцениваются по материалам наземных и бортовых средств объективного контроля (ОК) после посадки самолетов.

Таким образом, стремительное развитие авиации породило огромное противоречие между возможностями современных АБК, условиями проведения и оценки ЛТП (ЛТУ) частей ВВС на АП, в которых допускается много условностей, не способствующих освоению ЛЭ всех боевых возможностей АБК [4].

Технические средства и системы АП остаются на послевоенном уровне и в существующей системе ЛТП обеспечивают получение объективной оценки подготовки экипажей, ГТН, подразделений и СБУА частей ВВС с большими условностями.

3. ПЕРСПЕКТИВНАЯ СТРУКТУРА СИНТЕЗА АВИАЦИОННЫХ ПОЛИГОНОВ

Необходимость повышения эффективности индивидуальной и групповой ЛТП приводит к идее создания среды обучения на основе функционирования автоматизированных измерительных комплексов, моделей воздушной и наземной оперативно-тактической обстановки (ОТО), АСП и систем противодействия авиации.

Анализ современного состояния и развития инфраструктуры ЛТП ведущих стран позволяет определить тенденции к созданию условий обучения близких к реальным боевым действиям, реализуемым с помощью специальных авиационных «электронных полигонов» [5].

Поиск путей расширения функциональных возможностей АП государственной авиации осуществлялся при исследовании особенностей ЛТП в условиях функционирования системы «экипаж – самолет - среда обучения». Исследование организации совместного функционирования набора моделей систем вооружения, летательных аппаратов, наземных средств обеспечения полетов, ПВО и РЭП синхронно с реальными полетами ЛЭ позволило найти концептуальное направление инновационного развития инфраструктуры авиационных полигонов ВКС.

Концепция предусматривает разработку и внедрение принципиально новых технологий и обучающих автоматизированных комплексов (АК) - «виртуальных электронных полигонов», обеспечивающих подготовку и оценку ЛЭ, расчетов КП на новом, более высоком методическом уровне и качественное освоение всех боевых возможностей АБК. Основой реализации данного направления должна являться многофункциональная система, объединяющая в рамках единого комплекса – «виртуального электронного полигона» автоматизированные средства измерения, системы имитации, моделирования и оценки «боевых» действий в реальном масштабе

времени (PMB). В структурном исполнении АК ЛТП - «виртуальный электронный полигон» представляет собой набор взаимосвязанных компонентов, расположенных на летательных аппаратах (ЛА), а также на местности в пределах территории полигона. Для проверки основных концептуальных и технических решений реализации указанной концепции по приближению условий учебно-боевых действий (УБД) к реальным действиям и получения объективной оценки результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) в PMB определено, что структура «электронного полигона» должна включать следующие элементы(рисунок 2):

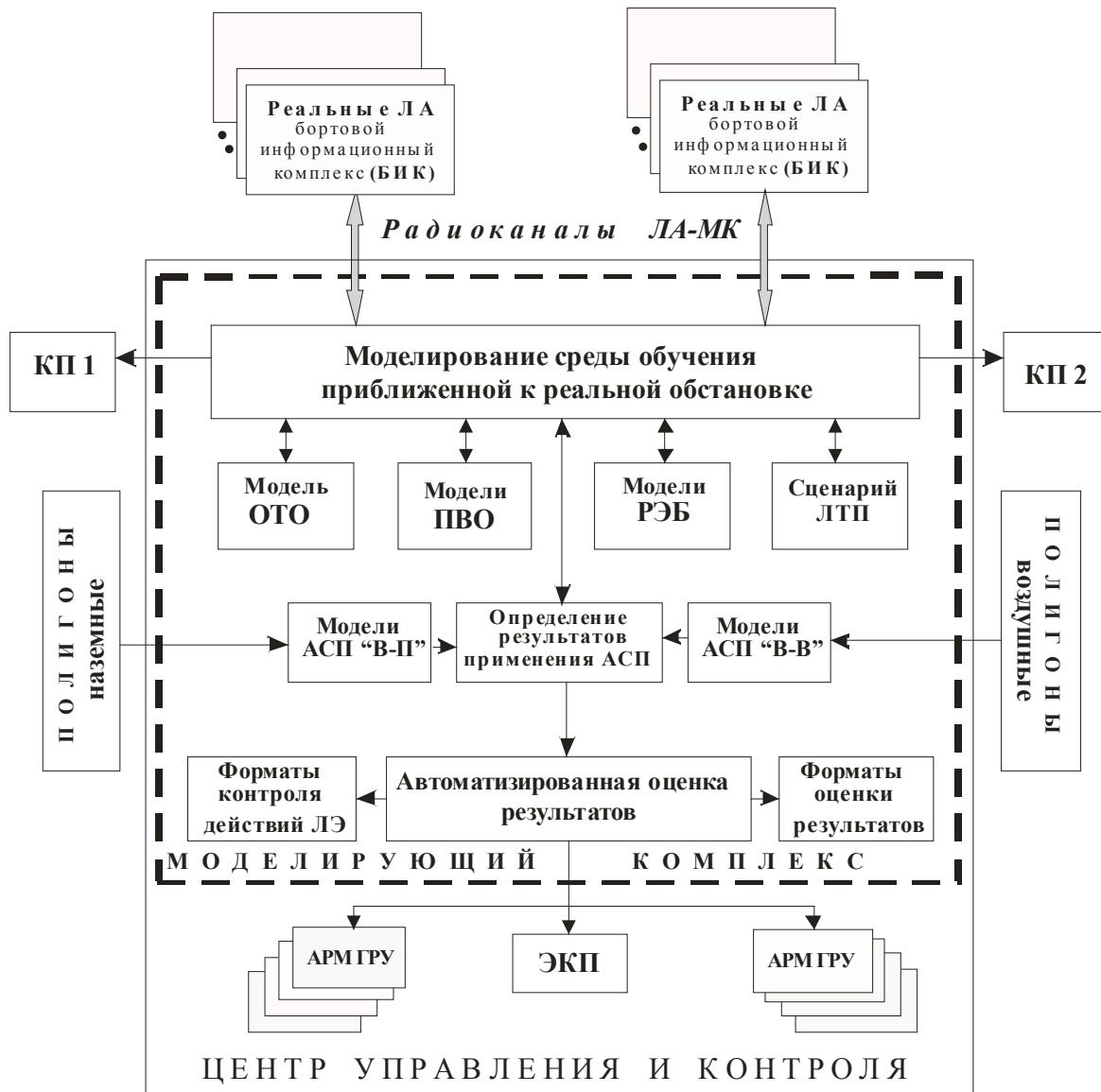


Рис.2. Структурные элементы АК ЛТП – «электронный полигон»

При этом программное обеспечение (ПО) должно обеспечивать синхронизацию информационной базы, моделей и функционирование всех элементов комплекса в едином информационном пространстве на этапах планирования летно-тактических учений, управления, контроля и оценки всей совокупности задач и процессов, при выполнении задач ЛТП (ЛТУ).

Предусматривается, что управление экипажами (ГТН) должно осуществляться СБУА со штатных рабочих мест командных пунктов (КП) авиационных частей, а ввод условий (сценария), контроль и оценка результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) группой руководства учением (ГРУ), размещаемой в центре управления и контроля (ЦУК) на своих автоматизированных рабочих местах (АРМ). При этом исходные данные для оценки и представления результатов должны поступать в моделирующий комплексом (МК) по наземным линиям связи и радиоканалам в РМВ.

По наземным линиям связи в МК поступают результаты применения всех АСП с наземных полигонов. По радиоканалу передается прицельно-навигационная информация и разовые команды от бортового информационного комплекса (БИК) реальных самолетов. В структуре АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон» сопряжение МК с наземными объектами (КП, АРМ, ЦУК) и БИК обеспечивает:

- ввод в базу данных библиотеки условных знаков оперативной обстановки, геодезической информации района учений, характеристик и моделей АСП, средств ПВО, РЭП, АБК, сценариев учений;

- решение прикладных задач в объеме обязанностей лиц ГРУ, моделирование и выбор оптимальных решений на выполнение поставленных задач;

- сбор, обработку материалов ОК, отображение информации и результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ), как отдельных экипажей, так и подразделений и частей в РМВ на АРМ ГРУ и экране коллективного пользования (ЭКП);

- моделирование ОТО условий УБД на бортовых индикаторах АБК, средствах управления КП авиационных частей, применение АСП по наземным и воздушным целям, противодействие ПВО и РЭП, а также постановку задач и вводных обучаемым;

- контроль лицами ГРУ действий экипажей и СБУА на всех этапах полета(ЛТУ

Контроль действий обучаемых обеспечивается посредством вызова и отображения на АРМ ГРУ интерактивных специализированных форматов, формируемых МК по запросу лиц ГРУ, способствующих выполнению оперативного контроля выполнения задач ЛТУ и контроля безопасности полетов. При этом информативно использование следующих основных форматов: «оперативно-тактической обстановки» сценария ЛТП (ЛТУ), «индикатора воздушной обстановки» рабочего места СБУА КП, «вид из точки в пространстве», «вид из кабины» любого самолета, «оценки» результатов действий по наземным и воздушным целям и некоторые дополнительные.

Пример форматов «вид из точки в пространстве», «вид из кабины» любого самолета» показаны на рисунке 3.



Рис.3. Форматы контроля действий экипажей истребительной авиации

4. Концепция синтеза перспективных автоматизированных измерительных комплексов наземных полигонов

Наземные полигоны предназначены для реального и условного (моделируемого) применения АСП. Перспективные комплексы должны оборудоваться автоматизированными полигонными измерительными комплексами огневого (АПИК-О) и тактического (АПИК-Т) полигонов. АПИК-О обеспечивает автоматическую регистрацию, обработку, отображение на АРМ оператора и передачу в МК результатов реального применения всех типов АСП (управляемых, неуправляемых). В состав АПИК-О входит:

- телевизионная измерительная система (ТВИС) для видео регистрации и определения точек разрыва АСП.

- система регистрации прямых попаданий (СРПП) для регистрации количества прямых попаданий при стрельбе из пушечного вооружения. Информация от вибродатчиков, установленных на мишени, передается по радиоканалу и отображается на мониторе АРМ оператора системы в РМВ (Рисунок 4).

АПИК-Т включает систему регистрации лазерного пятна (СРЛП), которая обеспечивает автоматизированную регистрацию положения ЛП при прицеливании и условном применении неуправляемых авиационных ракет (НАР), управляемых АСП с лазерной головкой самонаведения, пушечного вооружения, а также [6]:

- регистрацию информации о положении лазерного пятна и отображение её на рабочем месте оператора одновременно с четырех мишенных полей(рисунок 5);

- контроль площади мишени одним комплектом – 30 x 60 м. Один комплект матрицы включает 100 фотоприемников (10x10);

- передачу информации по радиоканалу на дальность до 15 км;

- привязку импульсов к шкале единого времени с точностью не хуже 5 мкс.

- контроль площади мишени одним комплектом – 30 x 60 м. Один комплект матрицы включает 100 фотоприемников (10x10).

Форма и размеры лазерного пятна при условном применении АСП зависят от типа летательного аппарата, высоты полета и режима прицеливания (с горизонтального полета, с пикирования). Варианты отображения регистрируемого ЛП в РМВ с четырех

мишеней при прицеливании различных ЛА, в режиме горизонтального полета (ГП) и с пикирования показаны на рисунке 5.

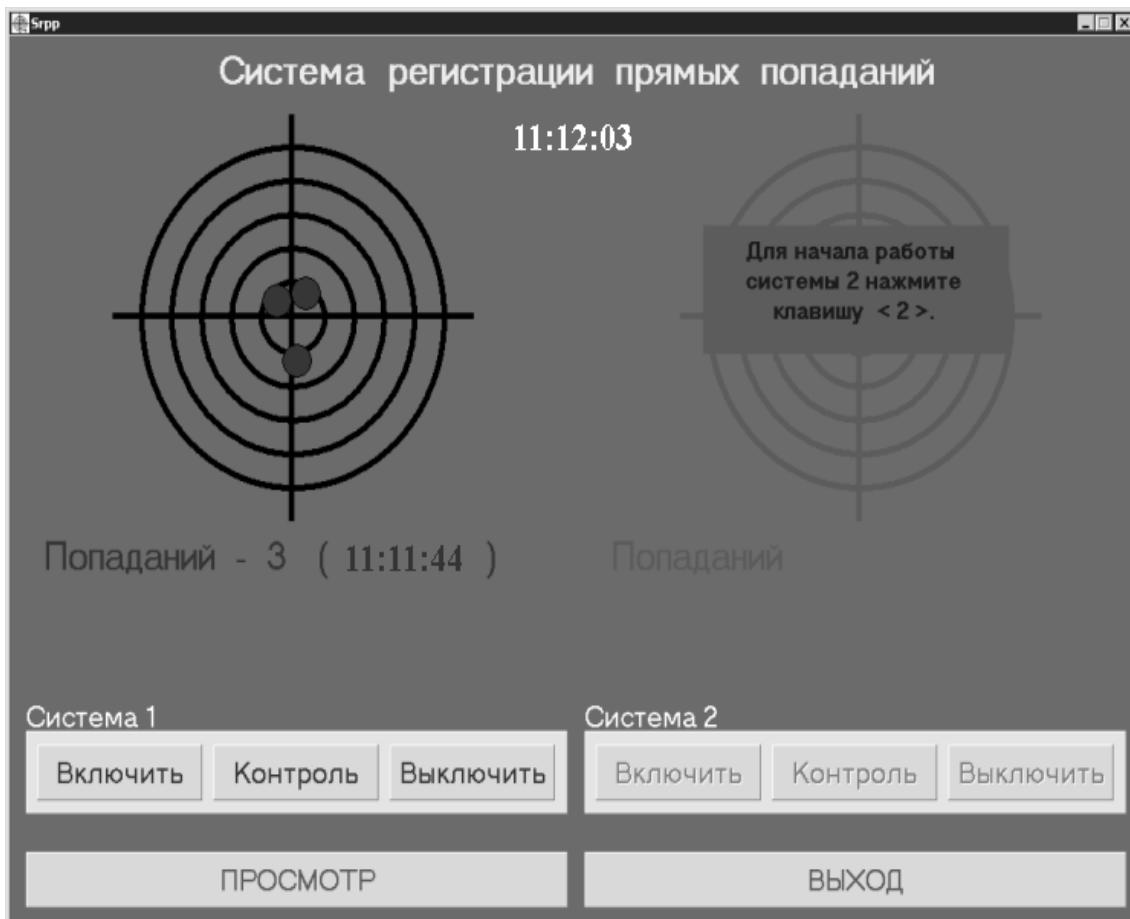
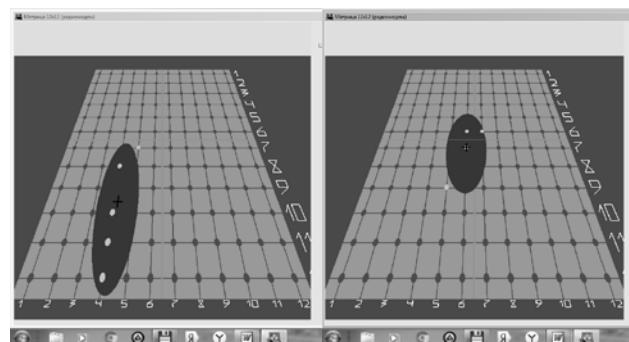


Рис. 4. Отображение числа попаданий на АРМ оператора системы СРПП

Условное применение АСП по наземным целям без использования бортового лазерного дальномера, осуществляется моделированием в МК баллистической траектории падения АСП в МК по прицельно-навигационной информации БИК и разовой команды на момент применения (сброса) АСП. По результатам моделирования определяется точка падения АСП относительно цели.



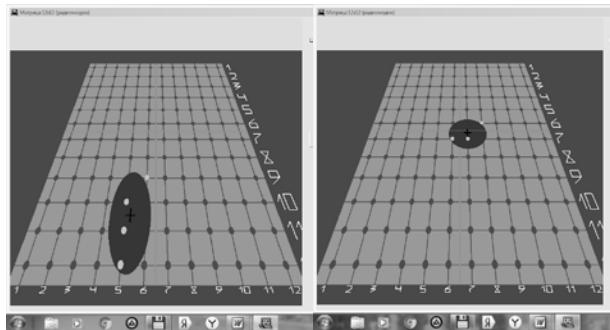


Рис. 5. Отображение положения лазерного пятна с четырех мишеней в РМВ: а) прицеливание Су-25 в ГП на малой высоте; б) прицеливание Су-25 с высоты 2000м с углом пикирования 15°; в) прицеливание Су-27 с высоты 1800м с углом пикирования 10°; г) прицеливание вертолета ГП.

Создание и объединение указанных измерительных систем наземных полигонов в единый комплекс обеспечивает возможность перехода к новой концепции оценки результатов применения АСП – по эффективности выполнения поставленных задач. Концепция предполагает разработку новых универсальных методик оценки результатов, которые позволяют оценивать не только применение АСП (управляемых, неуправляемых, реальное, моделируемое), но учитывать влияние противодействия на результаты их применения в РМВ.

В рамках перехода к новой концепции оценки, в предлагаемых методиках предусматривается учет, как координат падения АСП, так и степени поражения всех целей в РМВ. Для определения ущерба используется обобщенный показатель поражающего действия АСП с обычным зарядом по целям, уязвимость которых применяемым АСП характеризуется координатным законом поражения. В качестве такого показателя принимается приведенная зона поражения (ПЗП) в форме прямоугольника (S_p). При накрытии одиночной цели ПЗП считается, что вероятность её поражения равна единице. Площадь ПЗП (S_p) представляется в форме прямоугольника со сторонами l_x в направлении полета и l_z – в боковом направлении (т.е. в направлении главных осей рассеивания средств поражения) (рисунок 6) [6,7].

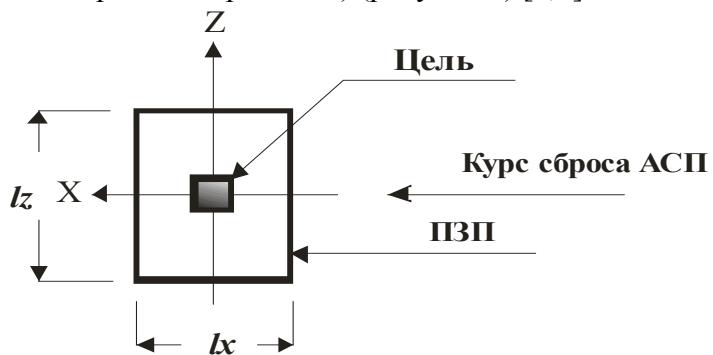


Рис.6. Схема приведенной зоны поражения АСП

Размеры ПЗП зависят от типа АСП, типа цели, степени ее защищенности, типа поражения, условий применения. Цель считается пораженной с заданной степенью, если при наложении на точку разрыва приведенной зоны поражения соответствующей степени поражения «А, В, С» она на 80% накрывает цель. При этом приведенная зона

поражения ориентируется стороной l_x по курсу захода - курсу сброса при применении неуправляемых АСП (бомбы, НАР).

Это условие применяется для целей $S_{ц} < l_x * l_z$ (т.е. размеры цели меньше ПЗП АСП), где: $S_{ц}$ – площадь цели, а $l_x * l_z$ – стороны ПЗП АСП.

В случае, если $S_{ц} > l_x * l_z$ (т.е. цель больше ПЗП), то цель считается пораженной с заданной степенью при условии попадания в нее целого числа АСП ($n_{зад}$), которое рассчитывается по формуле:

$$n_{зад} = E \left[\frac{0,8S_{ц}}{l_x * l_z} + 0,5 \right] \quad (1)$$

где: $S_{ц}$ – площадь цели;

l_x ; l_z - размеры приведенной зоны поражения применяемых АСП.

Оценка определяется путем сравнения необходимого (заданного) и фактического количества попаданий. Так при ($n_{поп} \geq n_{зад}$) задача выполнена, при $n_{поп} < n_{зад}$ задача не выполнена, оценка – «неудовлетворительно».

При действии по групповому объекту оценка ущерба определяется по состоянию группового объекта после воздействия на него средств поражения или числом и степенью пораженных элементарных объектов ($n_{пор}$). Методика оценки экипажей (группы) учитывает всю многовариантность типов поражения элементарных объектов, входящих в состав группового объекта [8,9]:

- U_A доля элементарных объектов, пораженных по типу «A»;
- U_B - доля объектов пораженных по типу «B»;
- U_C - доля объектов пораженных по типу «C»;
- U_0 - доля непораженных объектов.

Очевидно, что сумма этих величин равна единице:

$$U_A + U_B + U_C + U_0 = 1$$

Так для задачи поражения 1/2 целей по степени «A» задача считается выполненной при $n_{порA} \geq 1/2N$. Тогда при $n_{порA} < 1/2N$ - задача не выполнена (оценка «неудовлетворительно»). Повышение оценки за боевое применение АСП будет зависеть от количества и степени поражения объектов сверх заданных $1/2N$ (по типу «A») и определяться значением оценочного коэффициента ($K_{оц}$) по формуле:

$$K_{оц} = 0,5 + \frac{\Delta n_A}{N} \left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_c} \right) \right] + \frac{n_A}{N} \left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_c} \right) \right] + \frac{n_C}{N}; \quad (2)$$

где: 0,5 - требуемое количества пораженных объектов ($1/2N$) по типу «A»,

Δn_A - количество пораженных объектов по типу «A» сверх $1/2N$,

n_B - общее количество объектов пораженных по типу «B»,

n_C - общее количество объектов пораженных по типу «C»,

S_A , S_B , S_C - ПЗП пораженных целей в составе групповой (сверх $1/2N$)

По рассчитанному значению определяется интервал, в который попадает (K_{ou}) и на основе этого определяется оценка ударной группы (рисунок 7).

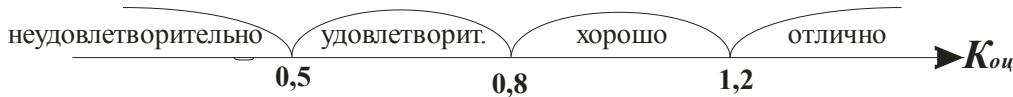


Рис. 7. Интервалы определения оценки результатов применения АСП

Каждому интервалу соответствует итоговая оценка. В данном случае, значение 0,5 является границей между «удовлетворительно» и «неудовлетворительно».

При оценке задачи поражения 1/2 целей по степени «В» сравниваются варианты:

при $n_{\text{порA}} + n_{\text{порB}} < 1/2N$ – задача не выполнена,

при $n_{\text{порA}} + n_{\text{порB}} \geq 1/2N$ – задача выполнена, рассчитывается (K_{ou}).

При этом может быть два случая.

Если из всего количества пораженных целей $n_B \geq 1/2N$ тогда оценочный коэффициент рассчитывается по выражению:

$$(4) \quad K_{io} = 0,5 + \frac{n_A}{N} \left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_{\hat{A}}} \right) \right] + \frac{\Delta n_{\hat{A}}}{N} + \frac{n_C}{N} \left(1 - \frac{S_{\hat{A}}}{S_C} \right);$$

где: n_A - все объекты, пораженные по степени «А»,

Δn_B - объекты, пораженные по степени «В», сверх $1/2N$,

n_C - все объекты, пораженные по степени «С».

2. Если из всего количества пораженных целей $n_B < 1/2N$, но $n_A + n_B \geq 1/2N$, тогда оценочный коэффициент рассчитывается по выражению:

$$(5) \quad K_{ou} = 0,5 + \frac{n_A}{N} \left(1 - \frac{S_A}{S_B} \right) + \frac{\Delta n_A}{N} \left[1 + \left(1 - \frac{S_A}{S_B} \right) \right] + \frac{n_C}{N} \left(1 - \frac{S_B}{S_C} \right);$$

где: n_A - объекты, пораженные по степени «А», входящие в $1/2N$,

Δn_A - объекты, пораженные по степени «А», сверх $1/2N$,

n_C - все объекты, пораженные по степени «С».

По рассчитанному значению (K_{ou}) определяется интервал и оценка (рисунок 7).

Аналогичный подход применяется при оценке задачи поражения целей по степени «С».

5. КОНЦЕПЦИЯ СИНТЕЗА ВОЗДУШНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ КОМПЛЕКСОВ ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛИГОНОВ

В составе АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон» должно обеспечиваться выполнение задач экипажами и группами с применением реальных УР «В-В» по воздушным мишням, а также выполнение задач истребительной авиацией (ИА) с ведением воздушных боев (далний, ближний) с моделированием применения УР «В-В» и определение результатов условного поражения реальных самолетов в РМВ.

При этом факт условного поражения реальных самолетов определяется в РМВ по результатам моделируемого противодействия средств ПВО или условного применения УР «В-В». Моделирование УР «В-В» начинается с момента прохождения разовой

команды, после нажатия боевой кнопки (БК). Условия моделирования определяются по прицельно-навигационной информации, поступающей из БИК в МК в РМВ. По результатам моделирования определяется вероятность поражения ($P_{\text{пор}}$) ЛА. При достижении $P_{\text{пор}}$ некоторого заданного (гарантированного) значения ($P_{\text{гар}}$), самолет считается сбитым и выводится из боевого порядка, то есть должно соблюдаться условие: $P_{\text{пор}} \geq P_{\text{гар}}$.

Эффективность выполнения экипажами тактических приемов при преодолении ПВО и ведении воздушных боев оценивается лицами ГРУ. При ведении ближних воздушных боев ИА, контроль действий экипажей осуществляется посредством вызова определенных форматов, как показано на рисунке 3.

Возможности АК ЛТП – «электронный полигон» позволяют разрабатывать и применять новое методическое обеспечение оценки задач, выполняемых ИА.

При этом методики автоматизированной оценки результатов выполнения поставленных задач должны учитывать не только количество пораженных самолетов обусловленного противника, но и их тип, результаты их действий, а также исходное соотношение сил ИА.

Так при оценке задачи прикрытия ИА наземных объектов, оценочный коэффициент может рассчитываться с применением выражения [10]:

$$K_{\text{оц}} = \frac{K_{\text{ЭП}}}{BB}, \quad (6)$$

где: $K_{\text{ЭП}}$ – коэффициент эффективности прикрытия наземных объектов,

BB – соотношение боевых возможностей истребительной авиации.

Величина КЭП зависит от количества пораженных прикрываемых ИА объектов ударной авиацией. Чем меньше объектов прикрытия поражено, тем выше коэффициент прикрытия, который определяется выражением:

$$K_{\text{ЭП}} = \left(1 - \frac{N_{\text{ЦП}}}{N_{\text{Ц}}} \right), \quad (7)$$

где: $N_{\text{ЦП}}$ – количество пораженных наземных целей в составе прикрываемых истребителями ($N_{\text{ИИ}}$) объектов;

$N_{\text{Ц}}$ – общее количество наземных целей в составе прикрываемых объектов.

Соотношение боевых возможностей должно определяться с учетом соотношения количества противоборствующих самолетов ИА и общего количества у них ракет УР «В-В». Для ИА прикрытия объектов $BB_{\text{ИИ}}$ может определяться выражением:

$$BB_{\text{ИИ}} = \sum_{i=1}^K N_{\text{ИИ}} \sum_{j=1}^{K_{\text{Ри}}} r_{ij}, \quad (8)$$

где: $N_{\text{ИИ}}$ – количество истребителей прикрытия объектов i -го типа;

K – количество типов истребителей прикрытия объекта;

$K_{\text{Ри}}$ – количество типов ракет на истребителе типа i ;

r_{ij} – количество ракет типа j на истребителе типа i .

Аналогично определяются $BB_{\text{ИП}}$ истребителей противодействия:

$$BB_{ИП} = \sum_{i=1}^M N_{ИПi} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}, (9)$$

где: $N_{ИПi}$ – количество истребителей «противника» i -го типа;

M – количество типов истребителей «противника»;

Kpi – количество типов ракет на истребителе типа i ;

r_{ij} – количество ракет типа j на истребителе типа i .

Тогда относительные потери ударной авиации «противника», до применения ими АСП повышают оценочный коэффициент и учитываются в числителе (6) выражением:

$$\frac{N_{\text{оц}}}{N_0}, (10)$$

где: $N_{УП}$ – количество пораженных ударных самолетов до применения ими АСП,

N_y – общее количество ударных самолетов

Потери истребителей прикрытия ударной авиации учитываются через коэффициент потерь истребителей прикрытия боевого порядка:

$$K_{III} = \left(1 - \frac{N_{III}}{N_c} \right), (11)$$

где: N_{III} – количество пораженных истребителей прикрытия боевого порядка,

N_c – общее количество самолетов боевого порядка

Исходя из вышесказанного, с учетом (7, 8, 9, 10, 11) $K_{oц}$ результатов действий ИА прикрытия объектов будет определяться выражением:

$$K_{oц} = \frac{\left(1 - \frac{N_{ЦП}}{N_{Ц}} \right) + \frac{N_{УП}}{N_y}}{\left(\frac{\sum_{i=1}^K N_{Иi} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}}{\sum_{i=1}^M N_{ИПi} \sum_{j=1}^{Kpi} r_{ij}} \right) * \left(1 - \frac{N_{III}}{N_c} \right)}. (12)$$

По оценочному коэффициенту определяется оценка действий ГТН ИА при прикрытии наземных объектов. Значения оценочных коэффициентов должны быть уточнены по мере накопления статистических результатов выполнения задач ЛТП в условиях «виртуального электронного полигона».

Представленные методики, обладают свойствами валидности и могут быть использованы в качестве математического обеспечения для разработки алгоритмов и программ автоматизированной оценки результатов выполнения задач оперативно-тактической авиацией в условиях АК ЛТП – «виртуальный электронный полигон».

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, представленная на рис.2 структура перспективного АК ЛТП – авиационного виртуального электронного полигона, обладающая научной новизной, позволит, на основе возможностей МК, автоматизированных измерительных

комплексов наземных АП и бортовых информационных комплексов, входящих функционально в его структуру, приблизить виртуальные условия ЛТП к реальным боевым и обеспечит учет влияния всех основных факторов при интегральной оценке результатов выполнения задач ЛТП (ЛТУ) в РМВ.

Реализация представленной инновационной концепции по созданию современной инфраструктуры АП обеспечит переход к новой когнитивной методике подготовки экипажей и СБУА, разработку и внедрение новых универсальных методик объективной автоматизированной оценки результатов ЛТП в реальном масштабе времени, что значительно повысит уровень подготовки авиационных подразделений, летных экипажей и частей ВКС РФ.

Исследования выполнены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 20-07-00437-а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Филин А.Д. Перспективные учебно-тренировочные комплексы для организации оперативно-тактической подготовки в военно-воздушных силах // М.: РАН. Сборник научных трудов «Новые технологии», 2013. -С. 177- 183.
2. Корабельников А. Эволюция воздушно-космического противника// Арсенал отечества №2 (40) 2019, с 74-75.
3. Филин А.Д., Бестужин А.Р., Рачков В.П., Шатраков Ю.Г. Инновационно-когнитивная концепция развития обучающих средств в авиации.//Вестник воздушно-космической обороны, Вып.1(13), 2017, с.23-28.
4. Бестужин А.Р., Киршина И.А., Филин А.Д., Рачков В.П. Организация эксплуатации воздушного пространства / М.: ИНФРА-М, 2021, - С 255.
5. Бестужин А.Р., Володягин А.В., Филин А.Д., Шатраков Ю.Г Совершенствование процесса обучения летного состава и специалистов управления авиационных подразделений // Сборник научных трудов «Информационно-управляющие системы» Изд. «Политехника», 2014 . – С 15.
6. Джурасович П.Д. Деятельность ИМК ФГУП «ГосНИИАС» по разработке методов и средств повышения эффективности летных испытаний. Сборник докладов научно-технической конференции «методы и средства повышения эффективности летных испытаний, Ахтубинск, 2017, с.7-19.
7. Филин А.Д ,Рачков В.П., Шатраков Ю.Г. Виртуальные авиационные электронные полигоны – состояние и тенденции развития. // Вестник «Воздушно-космической обороны». М.: ПАО «НПО «Алмаз», 2018, №4 (20). С.109-123.
8. Буравлев А. И. «Методика оценки эффективности поражения объектов при сложной структуре ущерба» // «Военная мысль» №3, 2010г., стр.39..
9. Фесенко Ю. Н.«О задачах стрельбы и степенях поражения объектов при применении высокоточного оружия»// «Военная мысль» №2, 2010г. стр.58..
10. Рачков В. П. Общий подход к автоматизированной оценке истребительной авиации на авиационном "электронном полигоне" /"Военная мысль" 2019, №5, с. 120-130.

REFERENCES

1. Filin A.D. Perspective training complexes for the organization of operational and tactical training in the air force // Moscow: RAS. Collection of scientific papers "New technologies", 2013. - p. 177-183.

2. Korabelnikov A. Evolution of the aerospace enemy // Arsenal of the Fatherland No. 2 (40) 2019, pp. 74-75.
3. Filin A.D., Bestugin A. R., Rachkov V. P., Shatrakov Yu. G. Innovative-cognitive concept of the development of training tools in aviation.//Bulletin of Aerospace Defense, Issue 1 (13), 2017, pp. 23-28.
4. Bestugin A. R., Kirshina I. A., Filin A.D., Rachkov V. P. Organization of air space operation / Moscow: INFRA-M, 2021, - P. 255.
5. Bestugin A. R., Volodyagin A.V., Filin A.D., Shatrakov Yu. G. Sovershenstvovanie protsesssa obucheniya letnogo sostava i spetsialistov upravleniya aviatsionnykh uluzhdeniy [Improving the process of training flight personnel and specialists in the management of aviation divisions]. - From 15.
6. Djurasovich P. D. Activity of the IMC of FSUE "GosNIIAS" on the development of methods and means to improve the efficiency of flight tests. Collection of reports of the scientific and technical conference " Methods and means of improving the efficiency of flight tests, Akhtubinsk, 2017, p. 7-19.
7. Filin A.D., Rachkov V. P., Shatrakov Yu. G. Virtual aviation electronic polygons-the state and trends of development. // Bulletin "aerospace defense". M.: PJSC "NPO "Almaz", 2018, №4 (20). Pp. 109-123.
8. Buravlev I. A. "Methods of assessing the effectiveness of the destruction of objects with complex structure damage" // "Military thought" No. 3, 2010, page 39..
9. Fesenko Yu. N."About the challenges of shooting and degrees of destruction of objects with the use of precision weapons"// "Military thought" No. 2, 2010. p. 58.
10. Rachkov V. P. General approach to the automated evaluation of fighter aviation at the aviation " electronic test site " /" Military Thought " 2019, No. 5, pp. 120-130.

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

А.М. Бобрешов, А.Г. Кошелев, Е.В. Лаптиёв, А.Ю. Харина

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), г.Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрен метод формирования реперного электронного оптического спектра химических элементов, обеспечивающий их определение с высокой точностью в режиме реального времени. На его основе предложен анализатор оптического спектра, в котором пиксели экрана содержат три монохроматических излучения определенной длины волн.

Ключевые слова: органический светодиодный микроприемник, монохроматическое излучение, квантовые точки, OLED и QLED-технологии, источник оптического излучения, многоэлементный фотоприемник.

METHOD OF FORMATION OF THE ELECTRONIC OPTICAL SPECTRUM

A.M. Bobreshov, A.G. Koshelev, E.V. Laptiyov, A.JU. Kharina

The Voronezh State University (VSU), Voronezh, the Russian Federation

Abstract. The formation method of reference an electronic optical spectrum of the chemical elements, providing their definition with split-hair accuracy in a mode of real time is considered. On its basis the analyzer of an optical spectrum pixels which screen contain three monochromatic radiations of certain length of a wave is offered.

Keywords: the organic light-emitting diode microdisplay, monochromatic radiation, quantum points, OLED and QLED-technologies, a source of optical radiation, a multielement photodetector.

1. ВВЕДЕНИЕ.

Вмешательство человека в изменение экологии окружающей среды в настоящее время достигло такого уровня, что она почти утратила способность к самостоятельному восстановлению. Особенно эти изменения отражаются на состоянии воды, воздуха, почвы. Сохранение такой тенденции, может создать угрозу существования самого человечества. Поэтому, сейчас как никогда актуальна проблема охраны природы.

С точки зрения естественных наук, окружающая нас среда представляет собой набор химических элементов и их соединений, которые в определенном составе могут быть опасны для человека. Поэтому возможность проведения анализа атмосферы в режиме реального времени является актуальной задачей.

Предложенный в работе метод показал перспективу использования органических светоизлучающих диодов и квантовых точек в качестве группы пикселов, излучающих свет с определённой монохроматической длиной волны, в соответствующем сегменте кадровой развертки [1–3]. Разрешающая способность прибора будет, зависеть от количества пикселов в каждом сегменте.

Предложен формирователь оптического спектра на базе органического светодиодного микроприемника, экран которого содержит три группы пикселов

монохроматического излучения, обеспечивающих качественное определение химических элементов.

2. КРИЗИС ТРАДИЦИОННЫХ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

Общеизвестно, что современный анализ химического состава жидкой и газообразной среды, осуществляется с помощью спектроскопических методов, основанных на взаимодействии электромагнитного излучения с веществом. Это взаимодействие сопровождается явлениями, из которых наиболее важны испускание, поглощение и рассеяние излучения. Возникающие сигналы несут качественную и количественную информацию о веществе. Качественную информацию несет частота (длина волны) сигнала, связанная с природой вещества, количественную - интенсивность сигнала, зависящая от его количества. При этом основное требование, предъявляемое к источникам формирования оптического спектра, является пространственное разделение светового потока по длинам волн, которое в настоящее время осуществляется либо с помощью прозрачных призм, либо дифракционных решеток [1, 2].

В первом случае, разделение светового потока происходит путем отклонения его на различные углы с помощью диспергирующего элемента - прозрачной призмы, где используется зависимость показателя преломления в оптическом стекле от длины волны (дисперсия). Основным недостатком данного способа является ослабление светового потока при прохождении через щель и призму, что снижает эффективность в определении спектральных линий химических элементов в спектрометрах. Кроме того, в результате неоднородности материала и неточности полировки фронт плоской волны, прошедшей призму, будет искажен. Эти искажения влияют на разрешающую способность устройства.

Еще одним недостатком призмы являются aberrации, связанные с наличием в падающем на нее потоке непараллельных лучей.

Использование дифракционных решеток в качестве формирователя оптического спектра, также приводит к существенным потерям света, которые могут составлять более 50%, что сказывается на качестве проводимого спектрального анализа. Снижение потерь за счет введения дополнительных элементов (например, круга Роуланда и дополнительных дифракционных решеток) приводит к значительному усложнению изготовления и настройки устройства, его реализующего [2].

Успехи в области создания органических светоизлучающих диодов и коллоидных квантовых точек, обладающих способностью, наряду с высокой интенсивностью излучения, малым временем отклика и низким энергопотреблением, изменять длину волны электромагнитного излучения, создает предпосылки для замены морально устаревших анализаторов спектра, содержащих призмы и дифракционные решетки.

В последние годы всё большую актуальность приобретают органические полупроводниковые материалы и приборы на их основе. Это вызвано тем, что использование полупроводников позволяет создавать экраны с низким энергопотреблением, высокой яркостью и быстродействием.

Анализ современного состояния проблем в области анализа и оценки экологии окружающей среды показал, что их решение непосредственно связано с созданием искусственных (реперных) оптических спектров, обеспечивающих определение состава исследуемой среды в режиме реального времени. Такой анализ возможен, если использовать в качестве элементов излучения оптического спектра органические

светоизлучающие диоды (английская терминология - OLED), либо коллоидные квантовые точки (английская терминология - QLED), представляющих собой гибридную структуру из органических и неорганических веществ.

3. МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ РЕПЕРНОГО ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА.

Реализация данного метода приведена на рис.1, где роль электронного реперного светового излучения, выполняет микродисплей с четырехсторонним экраном [4-5], пиксели которых представляют собой три группы органических светодиодов монохроматического излучения, характеризующие какой-либо химический элемент.

Метод формирования оптического спектра основан на пространственном разделении длин волн с помощью кадровой развертки изображения спектра на экране дисплея. Слева направо его разделяют на вертикальные сегменты, каждый из которых содержит пиксели, изготовленные на основе OLED либо QLED-технологий и излучающие свет с определенными монохроматическими длинами волн, от фиолетового цвета до красного.

Устройство содержит источник светового излучения (рис.2), многоэлементный фотоприемник (рис.3), подключенный к блоку регистрации и обработки информации, кювету (рис.1) для размещения исследуемого вещества, генератор видеосигнала, селектор синхроимпульсов и монитор. Микродисплей установлен внутри полости фотоприемника. Многоэлементный фотоприемник выполнен в форме куба, герметично установленного в прозрачный кожух, внутренняя четырехсторонняя поверхность которого представляет собой ПЗС матрицу. Кювета образована светоизлучающей поверхностью экрана микродисплея, фоточувствительной поверхностью фотоприемника и воронкой, установленной на входе поступления в ее полость вещества в виде жидкости или газа.

Технический результат заключается в повышении эффективности анализа за счет уменьшения световых потерь при проведении измерений.

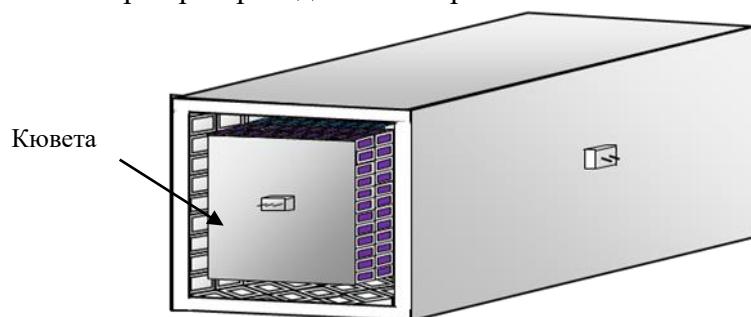


Рис.1. Электронный анализатор оптического спектра на основе микродисплея с четырехсторонним экраном

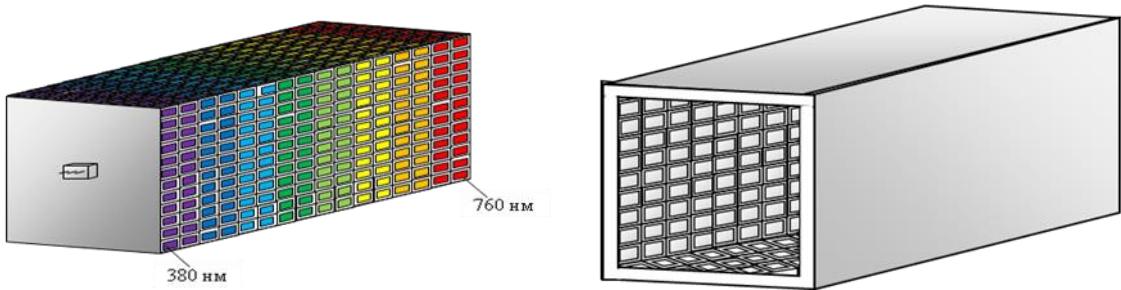


Рис.2. Микродисплей с четырех сторонним экраном

Рис.3. Фотоприемник на основе ПЗС матрицы

Как показала практика, существует связь между длиной волны спектральных линий и химическим элементом их излучаемым. В таблице приведены некоторые справочные и расчетные данные между цветом, длиной волны излучения и химическим элементом их излучающих.

Из практики известно, что достаточно из пропускаемого через исследуемую среду оптического спектра выявить (определить) две-три спектральные линии спектра какого-либо химического элемента, чтобы подтвердить его присутствие в данной среде [6].

Таблица 1. Длины волн спектральных линий некоторых элементов в видимой части спектра

Хим. элемент	Длина волны λ , нм	Хим. элемент	Длина волны λ , нм	Хим. элемент	Длина волны λ , нм	Хим. элемент	Длина волны λ , нм
<i>Ag</i>	405,53*	<i>Ba</i>	455,40*	<i>Ca</i>	422,67*	<i>Cd</i>	467,82*
	421,09		493,41		445,48		479,99
	421,27		577,77		458,59		508,58*
	466,85*		614,17*		643,91*		609,92
	520,91		649,69		714,81		643,85*
	546,55		712,03		720,32		
	547,15*		728,03*		732,61*		

λ^* - мешающие спектральные линии

При реализации заявляемого метода формирования оптического спектра был учтен факт того, что для определения химического элемента в исследуемом веществе достаточно найти в его спектре (достигающем для разных элементов несколько тысяч линий) две-три самых интенсивных линии, называемых аналитическими [2].

Таким образом, чтобы определить в среде какой-либо химический элемент, достаточно в электронном анализаторе спектра сформировать пиксели, содержащие (по аналогии с RGB пикселями экранов телевизоров или дисплеев) три монохроматических излучения $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$.

Для исключения мешающего фактора линий других элементов (рис.4), производится выбор других (контрольных) линий рассматриваемого элемента (рис.5).

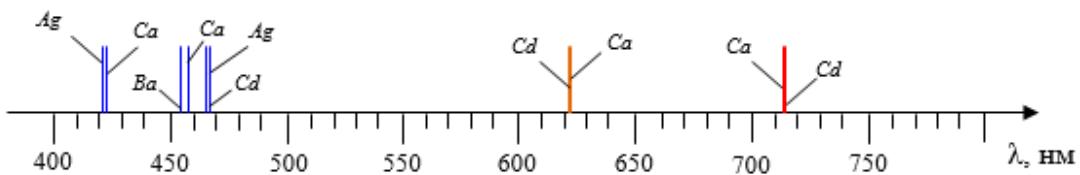


Рис.4. Пример мешающих линий химических элементов Ag, Ba, Ca и Cd между собой

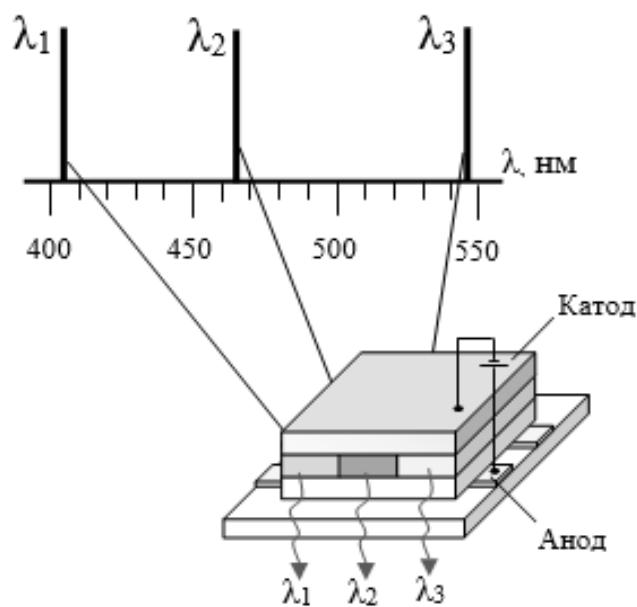


Рис.5. Пример выбора трех спектральных контрольных линий для Ag (серебра)

При этом необходимая интенсивность, обеспечивается с помощью регулировки напряжения сигнала яркости изображения, подаваемого, соответственно, на выводы светоизлучающих элементов каждого пикселя (рис.6).

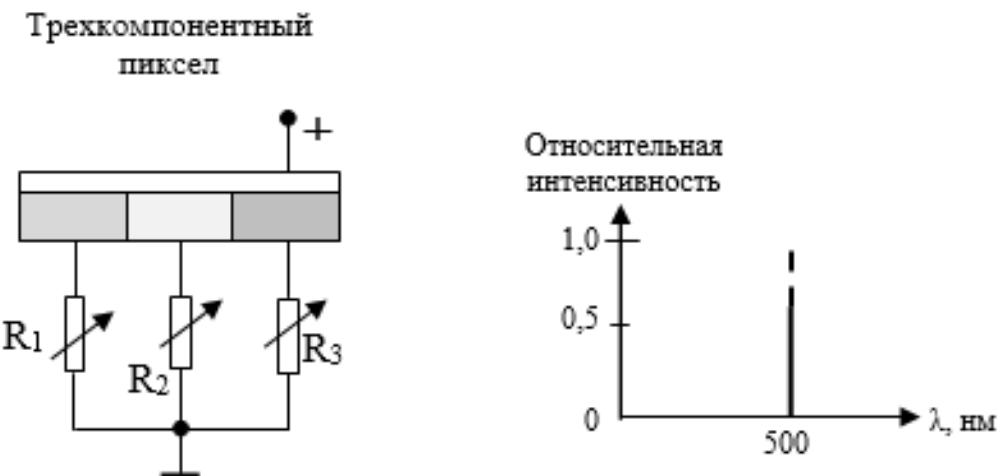


Рис.6. Регулировка величины необходимой интенсивности контрольных спектральных линий

На рис.7 представлена упрощенная структурная схема электронного оптического анализатора спектра, пиксели которого содержат три монохроматических излучения с длинами волн λ_1 , λ_2 , λ_3 , определяющими с высокой степенью достоверность определения химического элемента.

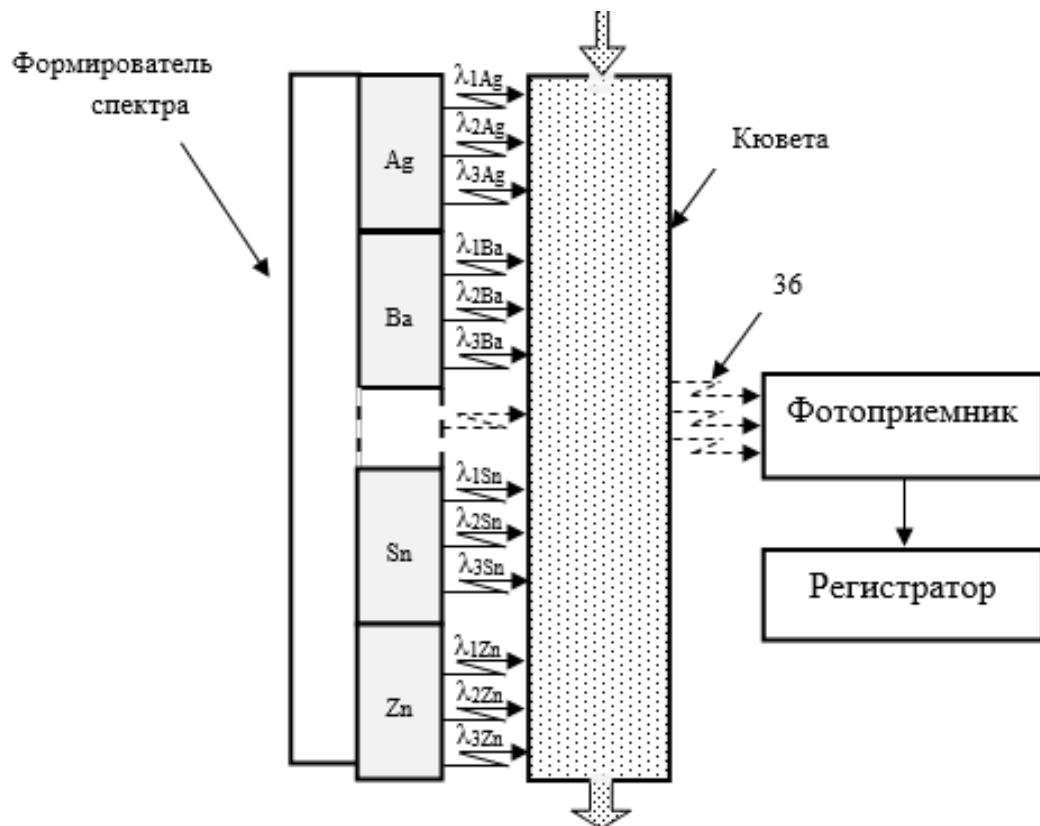


Рис.7. Упрощенная структурная схема электронного оптического анализатора спектра, пиксели которого содержат три монохроматических излучения с длинами волн λ_1 , λ_2 , λ_3

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод о том, что для электронного анализатора оптического спектра достаточно изготовление пикселов, содержащих излучение трех монохроматических длин волн, соответствующих длинам волн аналитических спектральных линий химического элемента.

Разработан метод электронного формирования спектра и предложен формирователь оптического спектра на базе органического светодиодного микродисплея с наборами секторов монохроматического излучения, позволяющий упростить конструкцию традиционных спектрографов. Предложенный способ должен упростить процесс спектрального анализа и дать возможность определять состав исследуемого вещества в режиме реального времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Загрубский А.А., Цыганенко Н.М., Чернова А.П. «Спектральные приборы». Учебное пособие. Санкт-Петербургский государственный университет. 2007 г., с.5.
2. Бочкарев М.Н., Витухновский А.Г., Каткова М.А. Органические светоизлучающие диоды (OLED), Изд-во: ДЕКОМ. 2011., 351 с.

3. Кошельев А.Г., Бобрешов А.М., Золотухин Е.В. Органический светодиодный микроДисплей. Патент RU № 2631539. Опубл. 25.09. 2017, Бюл. № 27.
4. Кошельев А.Г., Бобрешов А.М., Золотухин Е.В. Органический светоизлучающий диод. Патент RU № 2548603. Опубл. 24.04. 2015, Бюл. № 11.
5. Кошельев А.Г., Бобрешов А.М., Умывакин В.М. Устройство для спектрального анализа. Патент RU № 2722604. Опубл. 02.06.2020, Бюл. № 16.
6. Кошельев А.Г., Бобрешов А.М., Лаптиев Е.В. Способ формирования оптического спектра. Патент RU № 27730884. Опубл. 26.08.2020.

REFERENCES

1. A.A. Zagrubsky, N.M. Tsyganenko, A.P. Chernova. «Spectral devices». The ma nua 1 . The St.-Petersburg state university. 2007, c.5.
2. M.N.Bochkarev, A.G.Vituhnovsky, M.A.Katkova. Organic light-emitting diodes (OLED), 2011., 351 with. Publishing house: the DECK.
3. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., Zolotuhin E.V. organic the light-emitting diode microdisplay. Patent RU № 2631539. It is published 25.09. 2017, Bul. № 27.
4. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., Zolotuhin E.V. Organic light-emitting the diode. Patent RU № 2548603. It is published 24.04. 2015, Bul. № 11.
5. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., UmyvakinV. M. Organic light-emitting the diode. Patent RU № 2722604. It is published 02.06.20ю, Bul. № 16.
6. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., Laptiev E.V. Organic light-emitting the diode. Patent RU № 27730884. It is published 26.08. 2020.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТАХ

Н. Ю. Веретенников¹, А. А. Моисеенко²

¹Воронежский Государственный Технический Университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

²ООО «АЕДОН», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе описана методика расчета и оптимизации потерь, вызываемых эффектом близости и скин-эффектом в обмотках магнитных компонентов. Приведен пример оптимизации импульсного трансформатора с использованием аналитического метода расчета потерь, а также метода конечных элементов (МКЭ), реализованного в пакете FEMM. По итогам расчетов и моделирования приведено сравнение результатов используемого аналитического метода с результатами моделирования в пакете FEMM.

Ключевые слова: Вихревые токи, эффект близости, скин-эффект, оптимизация магнитных компонентов, высокочастотные магнитные компоненты, расчет потерь в магнитных компонентах, метод конечных элементов, FEMM, аналитический расчет потерь в обмотках магнитных компонентах.

METHODOLOGY FOR CALCULATING AND OPTIMIZING HIGH-FREQUENCY LOSSES IN MAGNETIC COMPONENTS

N. Y. Veretennikov¹, A. A. Moiseenko²

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

²AEDON, LLC, Voronezh, Russia

Abstract. The paper describes a methodology for calculating and optimizing losses caused by the proximity effect and the skin effect in the magnetic component windings. An example of the optimization of a transformer using the analytical method for calculating losses, and the finite element method (FEM), implemented in the FEMM package, is given. Based on the results of calculations and modeling, the output data of the analytical method used are compared with the output data of modeling in the FEMM package.

Keywords: Eddy currents, proximity effect, skin-effect, optimization of magnetic components, high-frequency magnetic components, magnetic components loss calculation, finite element analysis, FEMM, analytical calculation of losses in magnetic windings.

1. ВВЕДЕНИЕ

Постоянная тенденция уменьшения массогабаритных размеров импульсной преобразовательной техники ведет к неизбежному увеличению плотности мощности. В связи с этим остро встает вопрос увеличения коэффициента полезного действия всех компонентов импульсной преобразовательной техники. Одним из элементов который может быть подвергнут оптимизации являются магнитные компоненты, используемые для работы на высокой частоте преобразования.

В настоящее время широкое распространение получили САПР, позволяющие путем построения и анализа в конечных элементах моделей разной степени строгости получать достаточно близкие к реальным образцам ключевые параметры моделируемых изделий. Они позволяют построить картину распределения магнитного поля и плотности тока в анализируемой задаче, а также определить рассеиваемую мощность.

Однако такие пакеты требуют от пользователя построения 2-D или 3-D моделей исследуемого изделия. Следовательно, для нахождения оптимальной конструкции обмоток и выбора сечения провода требуется итеративное изменение модели анализируемого компонента, которое часто выполняется вручную, и является достаточно трудоемким и затратным по времени процессом.

Существуют аналитические методы, такие как формула Доузлла [1, 2], позволяющие рассчитать потери, вызванные эффектом близости и скин-эффектом в обмотках магнитного компонента, не прибегая к построению геометрической модели. Это значительно упрощает решение оптимизационной задачи, и позволяет выбрать конструкцию трансформатора до его точного моделирования в специализированных пакетах.

Наиболее распространенным способом снижения потерь в трансформаторах является чередование первичной и вторичной обмоток. Однако, в таком случае, напряженность поля на границах слоев обмоток начинает зависеть от взаимного расположения слоев. Так как в основе подхода Доузлла лежит положение о том, что все обмотки магнитного компонента намотаны подряд и не чередуются между собой, он перестает быть применимым для трансформаторов с чередующимися обмотками.

В связи с этим предлагается использование нового подхода, учитывающего возможность чередования обмоток в трансформаторах. Для ускорения разработки магнитных компонентов и упрощения процесса их оптимизации предлагается использование аналитического способа вычисления высокочастотных потерь в обмотках, это необходимый шаг позволяющий сократить количество итераций моделирования магнитного компонента в САПР.

Согласно методике на этапе аналитических расчетов вычисляются оптимальные значения диаметра проводников обмотки магнитного компонента, ранжируемые по величине потерь, а также определяется оптимальная конфигурация обмоток трансформатора. Затем, исходя из полученных данных, строится геометрическая модель магнитного компонента для подробных расчетов с использованием САПР.

Цель работы — на примере расчета и оптимизации потерь трансформатора продемонстрировать возможную методику реализации данного процесса, а также продемонстрировать необходимость использования метода конечных элементов с целью повышения валидации результатов.

2. НАХОЖДЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ДИАМЕТРА ПРОВОДНИКА

Для нахождения оптимальной толщины проводника в моточном изделии с произвольной топологией рассмотрим проводник прямоугольной формы, находящийся в магнитном поле (рисунок. 1). Пусть магнитное поле направлено параллельно оси обмотки, а проводник заполняет всё окно сердечника по высоте. Пренебрегая краевыми эффектами, можем считать поле однородным и имеющим одинаковую интенсивность по осям Y и Z на всем протяжении слоев.

Уравнения Максвелла для такой системы имеют следующий вид [3, 4, 5]:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E}. \quad (2)$$

Если ток в проводнике изменяется по гармоническому закону $I = \operatorname{Re} \{I_0 e^{j\omega t}\}$, то можно переписать уравнения, расписав их по координатам поля. В случае для рисунка 1 считаем, что магнитное поле \mathbf{H} имеет только y -компоненту ($H_x = H_z = 0$), а электрическое поле \mathbf{E} имеет только z -компоненту. Тогда уравнения (1) и (2) примут следующий вид:

$$j\omega \mu_0 H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x}, \quad (3)$$

$$\sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x}. \quad (4)$$

Подставив (4) в (3), получим дифференциальное уравнение относительно H_y

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = j\omega \sigma \mu_0 H_y. \quad (5)$$

Решение уравнения с учетом граничных условий рисунка 1 имеет вид

$$H_y(x) = A e^{-mx} + B e^{mx}, \quad (6)$$

где $m^2 = j\omega \mu_0 \sigma$,

$$A = \frac{H_0 (n_1 e^{mb} - n_2 e^{ma})}{e^{m(b-a)} - e^{-m(b-a)}}, \quad (7)$$

$$B = \frac{H_0 (n_1 e^{-mb} - n_2 e^{-ma})}{e^{-m(b-a)} - e^{m(b-a)}}. \quad (8)$$

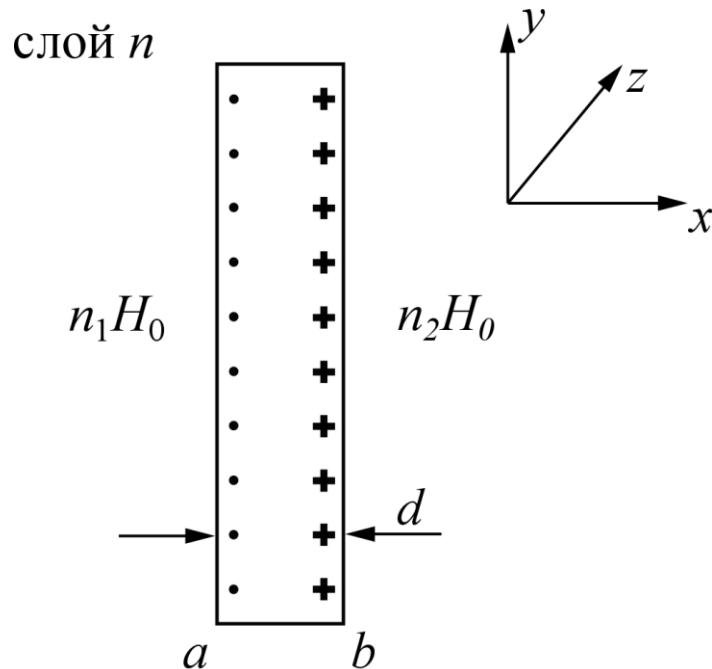


Рис 1. Проводящий слой обмотки трансформатора

Подставив (6) в (4), найдем напряженность электрического поля

$$E_z(x) = \frac{m}{\sigma} (Be^{mx} - Ae^{-mx}). \quad (9)$$

Найдя из (6) и (9) вектор Пойнтига $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$, можно записать удельную мощность на единицу длины проводящего слоя обмотки [4]:

$$P = P_a + P_b = \operatorname{Re}\{E(b)H(b)h - E(a)H(a)h\}, \quad (10)$$

где h — ширина проводника по оси y .

Подставив выражения для напряженностей поля (6) и (9) получим удельные потери по переменному току на единицу длины n -го слоя обмотки

$$P = \operatorname{Re}\left\{\frac{mNI}{\sigma} \left((Ae^{-ma} - Be^{ma})n_1 + (Be^{mb} - Ae^{-mb})n_2 \right) \right\}. \quad (11)$$

Если проводящий слой обмотки представляет собой не плоскую фольгу, а несколько проводников цилиндрической формы, то он с легкостью может быть преобразован в прямоугольный проводник с эквивалентным сечением и эквивалентной проводимостью [1, 2].

Таким образом, варьируя толщину проводящего слоя $d = b - a$ в (11) можно получить зависимость потерь от толщины d для магнитных компонентов с произвольной конфигурацией слоев обмотки, тем самым решив задачу выбора оптимального диаметра проводника и оптимальной топологии магнитного компонента, не прибегая к многократному численному моделированию. Следовательно, время на оптимизацию изделия существенно сокращается.

Предложенный аналитический метод может быть эффективно применен, как для трансформаторов с чередующимися обмотками, так и для магнитных компонентов, включающих в свою конструкцию электромагнитные экраны или работающих в режиме накопления энергии, как например обратноходовый трансформатор, что дает ему преимущество перед известными аналитическими формулами.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И МОДЕЛИРОВАНИЯ

В качестве примера рассмотрим импульсный трансформатор, выполненный на сердечнике ER7.5/5 и работающий на частоте 600 кГц. Коэффициент трансформации $n = 1,3$. Параметры обмоток трансформатора приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры обмоток трансформатора

Параметр	Первичная обмотка	Вторичная обмотка
Количество витков в слое, N	13	10
Количество слоев, q	2	2
Ток, I	539,86 мА	701,818 мА
Диаметр провода, d	0,16 мм	0,2 мм

Для начала рассмотрим случай, когда обмотки намотаны подряд без чередования. То есть, трансформатор имеет структуру Р-Р-С-С. При достаточно малом диаметре провода скин-эффект еще не проявляет себя в должной мере, и все потери в проводнике

определяются потерями по постоянному току. С увеличением сечения провода, эффект близости постепенно начинает проявляться, внося вклад в рассеиваемую мощность. При аналитическом расчете потерь по переменному току и построении зависимости рассеиваемой мощности от диаметра провода получим локальные минимумы потерь на графике, соответствующие оптимальному диаметру проводника (рисунок 2).

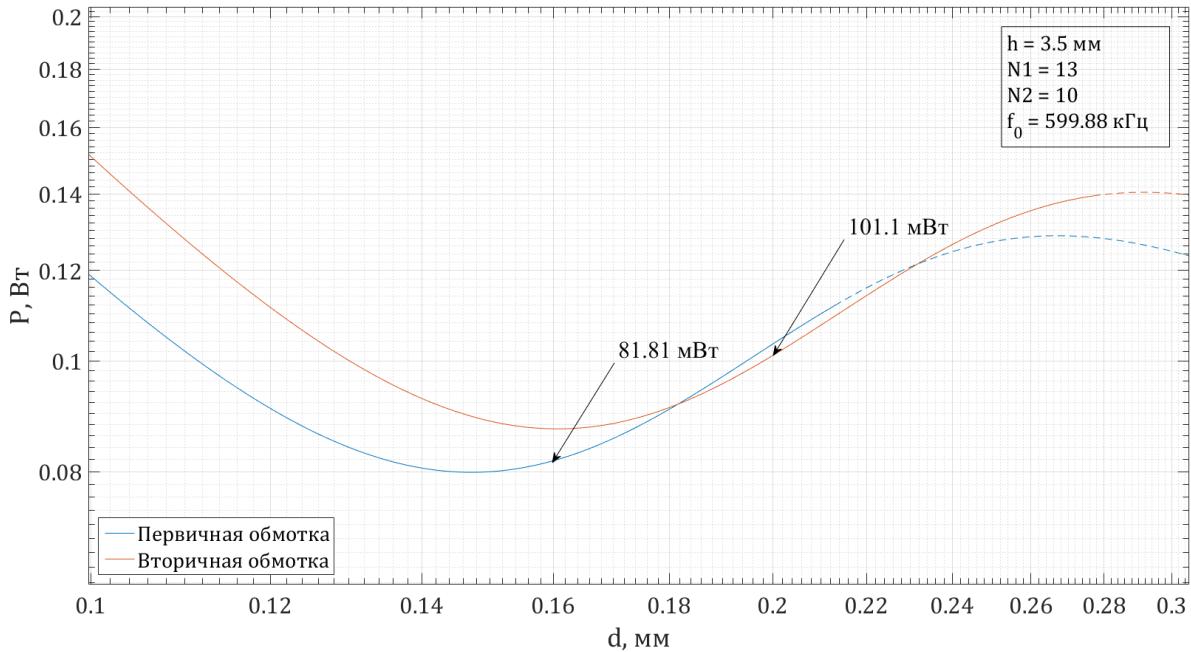


Рис. 2. Зависимость потерь в обмотках от диаметра проводника для топологии P-P-S-S

Теперь проанализируем распределение поля между обмотками с помощью пакета FEMM. Видно, что напряженность поля, как и потери, растет с каждым последующим слоем первичной обмотки, достигая своего максимума на границе между первичной и вторичной обмотками (рисунок 3). Плотность тока на границах слоев обмоток также растет по мере увеличения напряженности магнитного поля [6].

Наиболее очевидным способом снижения потерь в обмотках является поиск оптимального сечения провода для каждой обмотки согласно рисунку 2. Другим же способом является чередование обмоток [6, 7]. Разобьем первичную обмотку на две части, разместив вторичную обмотку между двумя слоями первичной. Таким образом, трансформатор будет иметь топологию P-S-S-P. При такой топологии трансформатора магнитное поле, индуцируемое первичной обмоткой, компенсируется полем противоположной направленности, создаваемым вторичной (рисунок 4). Таким образом, эффект близости существенно ослабляется.

Из рисунка 4 видно, что теперь магнитное поле имеет два максимума между первичной и вторичной обмотками. Также можно заметить, что между двумя витками вторичной обмотки поле стремится к нулю [6]. При этом, модуль напряженности поля на границах слоев обмоток доходит только до половины от максимального значения на рисунке 4, а плотность тока на границах проводников также заметно снизилась.

При аналитическом анализе потерь по переменному току (рисунок 5) видно, что для выбранной топологии график не имеет локальных минимумов, и для минимизации потерь следует выбрать провод максимального диаметра с учетом высоты выбранного каркаса и окна сердечника. Для нашего случая это будет провод диаметром $d = 0,16$ мм для первичной обмотки и $d = 0,2$ мм для вторичной обмотки. При такой топологии потери в обмотках, вызванные эффектом близости, становятся в 1,8 раз меньше, чем для топологии без чередования (P-P-S-S).

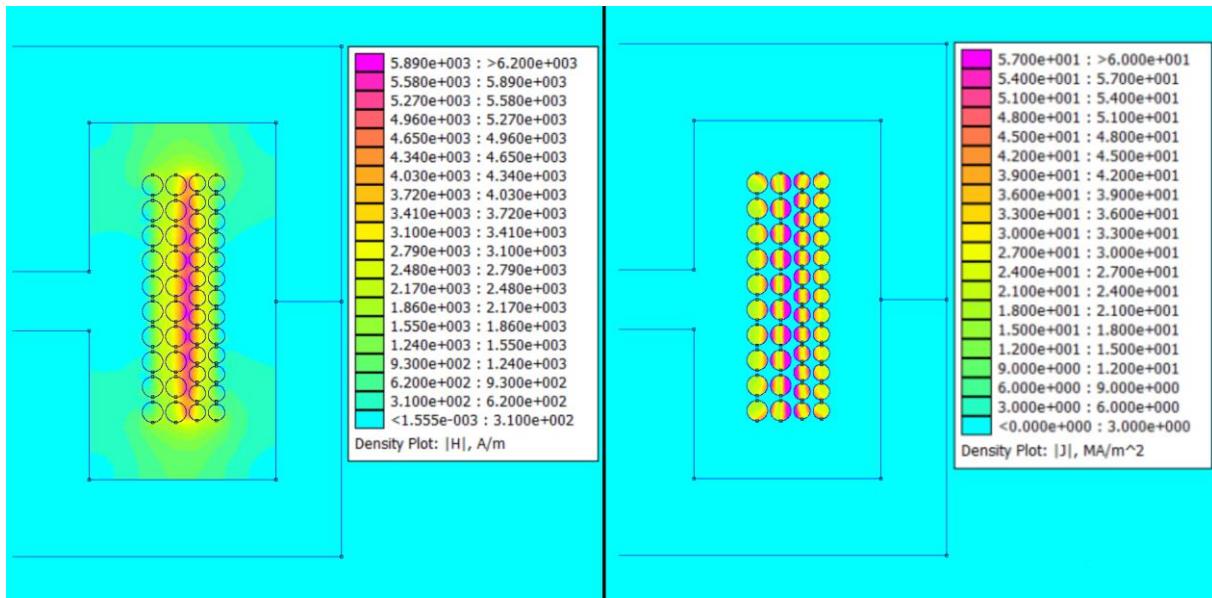


Рис. 3. Распределение поля (слева) и плотности тока (справа) в трансформаторе без чередования обмоток

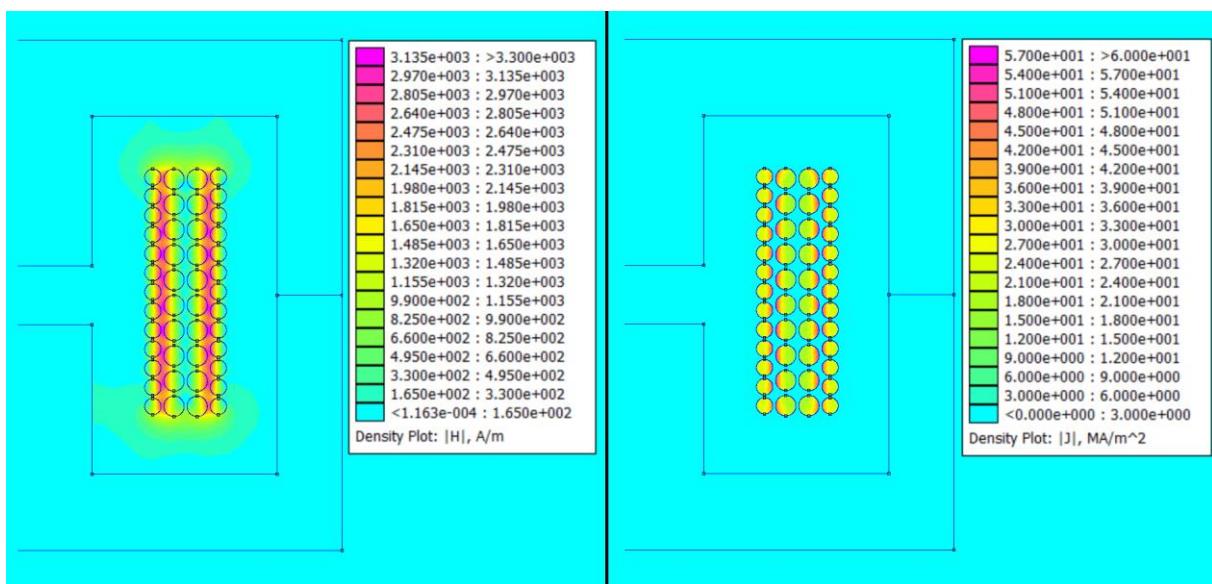


Рис. 4. Распределение поля (слева) и плотности тока (справа) в трансформаторе с чередующимися обмотками

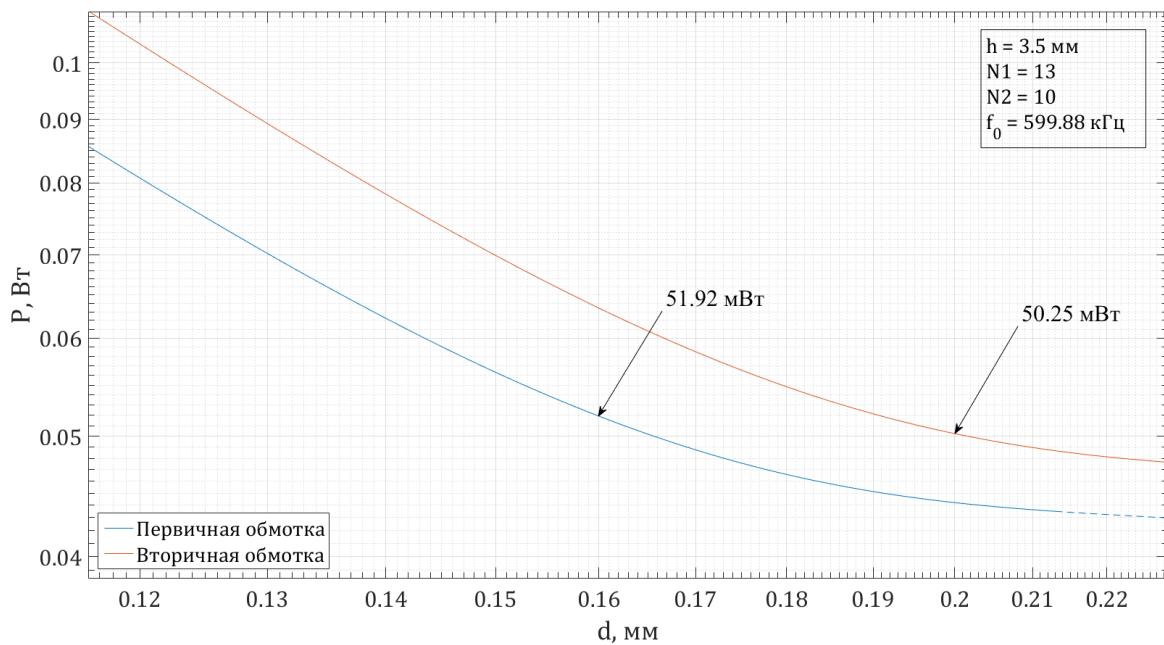


Рис. 5. Зависимость потерь в обмотках от диаметра провода для трансформатора топологии P-S-S-P

Сравнивая результаты, полученные при аналитических расчетах и при расчетах с использованием пакета FEMM можно сделать вывод, что аналитическая формула в среднем дает ошибку от 11 до 15 % по сравнению с методом конечных элементов (таблица 2). Данная ошибка связана с начальными приближениями при использовании аналитического метода. А именно, невозможности учитывать влияние поля между проводниками внутри одного слоя.

Также из таблицы 2 видно, что при использовании оптимального диаметра проводников обмоток в топологии P-P-S-S, соответствующего минимумам потерь на рисунке 2 (0,15 мм для первички и 0,16 мм для вторички соответственно), суммарная рассеиваемая мощность уменьшается на 11 % по сравнению с первоначально выбранным вариантом. Однако, данная топология всё же существенно уступает варианту с чередованием слоев, ввиду крайне сильного поля между обмотками.

Таблица 2. Сравнение полученных результатов для различных топологий и способов расчета

Конфигурация	Потери, Вт						Ошибка	
	FEMM			Аналитическая модель				
	Первичная обмотка	Вторичная обмотка	Общие потери	Первичная обмотка	Вторичная обмотка	Общие потери		
P-P-S-S	0.104569	0.112077	0,21664	0,08181	0,1011	0,18291	15,5%	
P-P-S-S (оптимальная)	0.0991395	0.0932745	0,19241	0,08002	0,08724	0,16744	13 %	
P-S-S-P	0.0575052	0.0582697	0,11577	0,05192	0,05025	0,10217	11.7%	

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы была описана методика по оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов. Для реализации данной методики был разработан аналитический метод оптимизации потерь, вызванных вихревыми токами, позволяющий учесть чередование обмоток в трансформаторах, а также наличие экранов в моточных изделиях, тем самым устранив основные ограничения известных аналитических формул. Вместе с этим была построена 2-D модель исследуемого трансформатора для её подробного анализа с использованием метода конечных элементов.

Работоспособность предлагаемого аналитического метода, подтверждается результатами численного моделирования с использованием пакета FEMM. Так как аналитические результаты достаточно близки к результатам, полученным с использованием САПР, то можно говорить о пригодности предлагаемого метода для оптимизации магнитного компонента и выборе его топологии. Однако, численное моделирование всё еще остается необходимым для более точного прогнозирования рассеиваемой мощности и, как следствие, коэффициента полезного действия изделия.

Реализация рассмотренных этапов предлагаемой методики позволяют получить несколько альтернативных вариантов построения индуктивных элементов, обеспечивающих выполнение заданных требований.

Результаты моделирования показали, что наибольшей эффективностью обладает топология с чередующимися обмотками. Это объясняется тем, что с уменьшением напряженности магнитного поля между слоями обмоток, уменьшается плотность тока на границах слоев, а следовательно, и потери. Как следствие, увеличивается коэффициент полезного действия изделия с данным моточным компонентом в целом.

На основе результатов проведенных исследований могут быть сформулированы практические рекомендации по применению данной методики. Также разработанный метод может быть реализован на практике в ходе разработки импульсной преобразовательной техники различной мощности при организации комплексного подхода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dowell, P. L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings // IEE Proc., 1966. — pp 1387 – 1394.
2. Carsten, B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics // HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986 — pp 155 – 176.
3. Kazimierczuk, M. High-Frequency Magnetic Components. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2009 — 508 p.
4. Hurley, W. G., Gath, E., Breslin J. G. Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2000. — Vol. 15 № 2. — pp 369 – 376.
5. Iyer, K., Mohan, N. Transformer Winding Losses with Round Conductors and Foil Windings for Duty-Cycle Regulated Square Waveform Followed by Winding Design and Comparison for Sinusoidal Excitation — University of Minnesota, 2013. — 65 p.
6. Dixon, L. H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring // Texas Instruments. — 2003.

7. Billings, K., Morey, T. Switchmode Power Supply Handbook. Third Edition. New York: McGraw-Hill Companies, 2011 — 832 p.

REFERENCES

1. Dowell, P. L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings // IEE Proc., 1966. — pp 1387 – 1394.
2. Carsten, B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics // HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986 — pp 155 – 176.
3. Kazimierczuk, M. High-Frequency Magnetic Components. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2009 — 508 p.
4. Hurley, W. G., Gath, E., Breslin J. G. Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2000. — Vol. 15 № 2. — pp 369 – 376.
5. Iyer, K., Mohan, N. Transformer Winding Losses with Round Conductors and Foil Windings for Duty-Cycle Regulated Square Waveform Followed by Winding Design and Comparison for Sinusoidal Excitation — University of Minnesota, 2013. — 65 p.
6. Dixon, L. H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring // Texas Instruments. — 2003.
7. Billings, K., Morey, T. Switchmode Power Supply Handbook. Third Edition. New York: McGraw-Hill Companies, 2011 — 832 p.

НЕПЛАНАРНЫЕ СВЧ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ И ЖИДКИХ СРЕД

А.Р. Насыбуллин, Т.М. Ишкаев, Р.В. Фархутдинов

Казанский Национальный Исследовательский Технический Университет им. А.Н. Туполева — КАИ
(КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева), Казань, Россия

Аннотация. В докладе оценивается целесообразность применения непланарных микрополосковых брэгговских структур в задачах измерительного контроля твердых и жидким материалов и веществ. Приведены результаты компьютерного моделирования предложенных структур. Сформированы рекомендации к их использованию в составе измерительных устройств.

Ключевые слова: СВЧ, микрополосковые структуры непланарные микрополосковые структуры, брэгговские структуры, СВЧ линии передачи, брэгговское отражение, комплексная диэлектрическая проницаемость.

NONPLANAR MICROWAVE BRAGG STRUCTURES MATERIALS FOR DIAGNOSIS OF SOLID AND LIQUID MEDIA

A.R. Nasibullin, T.M. Ishkaev, R.V. Farkhutdinov

Kazan National Research Technical University named after A. N. Tupolev — KAI
(KNRTU – KAI), Kazan, Russia

Abstract. The report evaluates the feasibility of using nonplanar microstrip Bragg structures in problems of measuring control of solid and liquid materials and substances. The results of computer simulations are presented. Conclusions on the work done have been formed.

Keywords: Microwave, microstrip structures, nonplanar microstrip structures, Bragg structures, microwave transmission lines, Bragg reflection, complex dielectric constant.

1. ВВЕДЕНИЕ

СВЧ устройства, которые можно обобщить определением структуры с периодическими неоднородностями, широко известны в теории и технике направляющих и излучающих систем. Подобные устройства, принцип действия которых основан на резонансном взаимодействии прямых и многократно отраженных от неоднородностей электромагнитных волн, нашли применение при создании фильтрующих схем, формирователей и преобразователей радиочастотных сигналов. В последнее время интерес к подобным структурам возобновился в связи с развитием новых направлений их применения [1]. В связи с особенностью их построения, подобные структуры начали называть брэгговскими СВЧ-структурами или фотонными СВЧ кристаллами [1,2]. Брэгговские СВЧ-структуры – это периодические геометрии, построенные путем повторения элементарной ячейки или конструктивного элемента в одном, двух или трех измерениях. Такие системы называют одномерными, двухмерными и трехмерными фотонными кристаллами соответственно. Электрические размеры таких ячеек сравнимы и связаны с длиной волны в СВЧ диапазоне. Одним из перспективных направлений в области их практического использования становится измерительная техника и, в

частности, устройства для измерения диэлектрических параметров материалов и сред [1,2].

Наибольшее распространение в СВЧ диапазоне получили брэгговские структуры в основе которых лежат планарные линии передачи. Главными недостатками таких структур являются их большие линейные размеры в низко-волновой области СВЧ диапазона и излучение в открытое пространство.

2. НЕПЛАНАРНЫЕ БРЭГГОВСКИЕ СВЧ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ

В связи с требованиями к минимизации размеров датчиков остро встает проблема длины чувствительных элементов СВЧ диапазона, особенно реализованных в виде брэгговских структур. Для решения описанной проблемы предлагается модель непланарной микрополосковой структуры (рисунок 1). Компьютерное моделирование было выполнено в программе электродинамического моделирования CST Studio Suite.

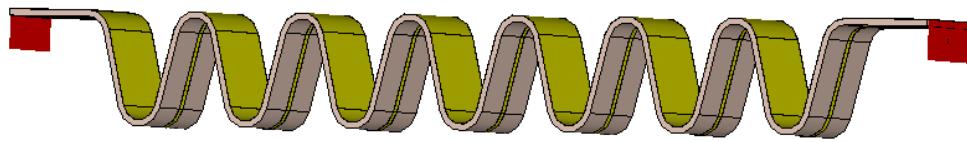


Рис. 1. Внешний вид непланарной брэгговской СВЧ-структурь [4]

Линейные размеры такой структуры становятся меньше в зависимости от конфигурации непланарной микрополосковой структуры. Кроме этого, подобная конструкция приобрела новые свойства, которые характерны для брэгговских СВЧ структур. Частотные зависимости коэффициента передачи и отражения приведены на рисунке 2.

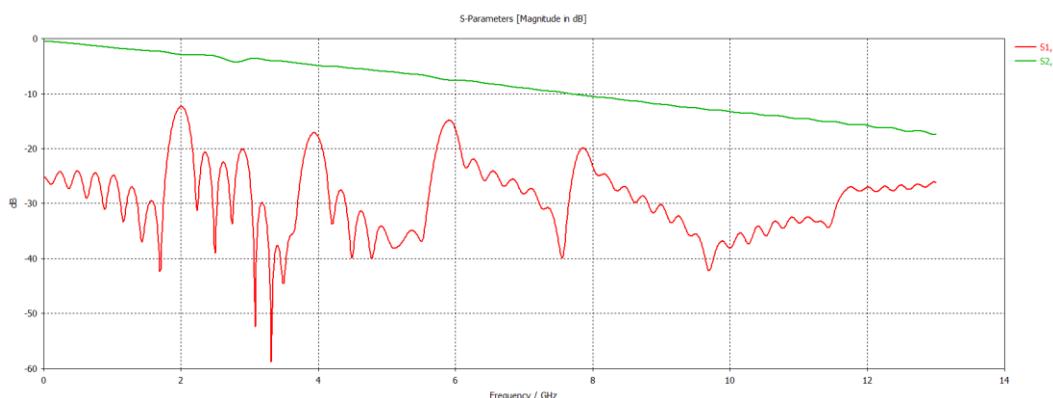


Рис. 2 Частотные зависимости коэффициента передачи и отражения непланарной брэгговской СВЧ структуры

При измерении диэлектрической проницаемости твердых материалов большое влияние в результаты измерений вносит плотность примыкания чувствительного элемента к исследуемому объекту. Непланарная форма сформированной структуры

позволяет нивелировать неровности и шероховатости поверхности, тем самым минимизировать негативные влияние таковых.

На рисунке 3 представлена компьютерная модель непланарной брэгговской СВЧ структуры для диагностики диэлектрических параметров твердых материалов. Преобразование частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи от вариации диэлектрической проницаемости исследуемого объекта показаны на рисунке 4. Изменение диэлектрической проницаемости твердого материала влечет за собой сдвиг резонанса непланарной брэгговской СВЧ структуры.

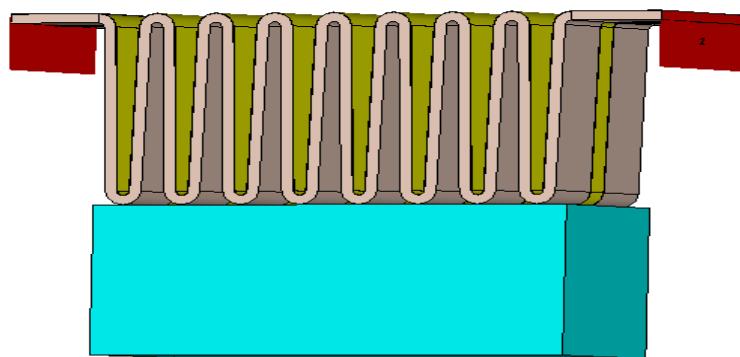


Рис. 3. Компьютерная модель эксперимента по диагностике твердых материалов

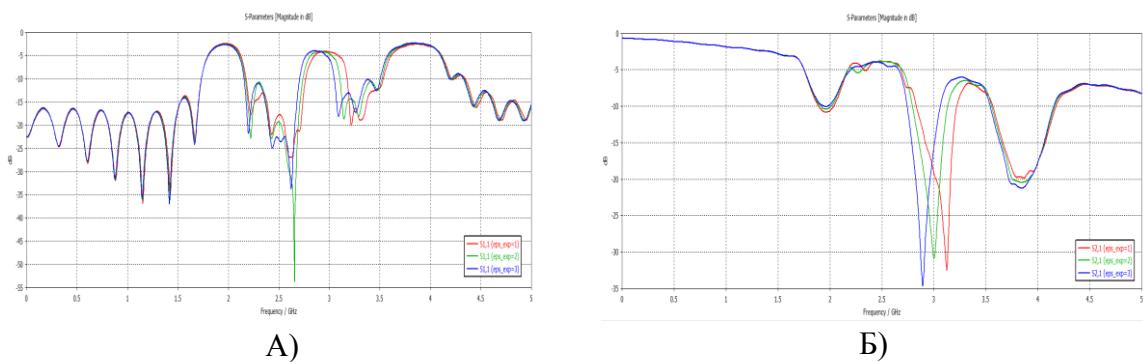


Рис. 4 Изменение частотной зависимости коэффициентов отражения (А) и передачи (Б) модели приведенной на рис. 3

Аналогичный эксперимент был проведен для варианта с жидкостями. В этом случае непланарную структуру погружают в исследуемую жидкую среду. Компьютерная модель процесса измерения представлена на рисунке 5.

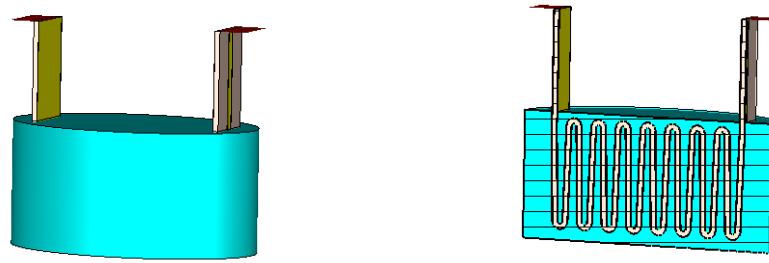


Рис. 5. Компьютерная модель эксперимента по диагностике жидкых сред

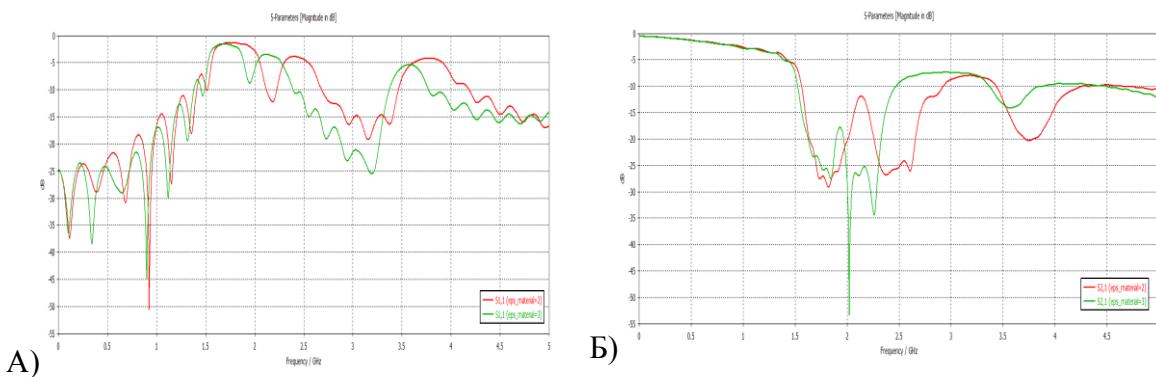


Рис. 6 Изменение частотной зависимости коэффициентов отражения (А) и передачи (Б) от вариации параметров жидкой среды

Результаты эксперимента показали аналогичный сдвиг в частотной области, что говорит о возможности применения для диагностики жидких сред.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результатом проведенного компьютерного моделирования по контролю диэлектрических параметров материалов стали полученные изменения частотных зависимостей от вариации диэлектрической проницаемости исследуемых материалов. Сдвиг характеристик в частотной области наглядно показывает, что подобные структуры могут быть успешно применены в сенсорных приложениях СВЧ диапазона для контроля диэлектрических параметров твердых материалов и жидких сред.

ЛИТЕРАТУРА

1. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В. Одномерные СВЧ фотонные кристаллы Новые области применения. — М.:Физматлит, 2018. – 184 с.
2. Севастьянов А.А. Брэгговские СВЧ-структуры в коаксиальном кабеле для систем контроля уровня жидких сред: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук - Самара, 2014. 175 с.
3. Ишкаев Т.М., Насыбуллин А.Р., Вазиев Т.О. Полосковые брэгговские СВЧ структуры с двойной периодичностью // Материалы XVII Международной научно-технической конференции. — Казань, 2019. с. 180-181

4. Насыбуллин А.Р., Ишкаев Т.М., Шакиров Р.Ф. Исследование особенностей полосковых брэгговских СВЧ-структур с непланарной формой проводников // Материалы 63-й Всероссийской научной конференции МФТИ — Москва, 2020. с.152-153.

REFERENCES

1. Usanov D.A., Nikitov S.A., Skripal A.V., Ponomarev D.V. One-dimensional microwave photonic crystals New fields of application. - M.: Fizmatlit, 2018. – 184 p.
2. Sevastyanov A.A. Bragg microwave structures in a coaxial cable for liquid level control systems: dissertation for the degree of candidate of technical sciences - Samara, 2014.175 p. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
3. Ishkaev T.M., Nasybullin A.R., Vaziev T.O. Stripline Bragg microwave structures with double periodicity // Materials of the XVII International Scientific and Technical Conference. - Kazan, 2019. 180-181Ivanov, A. B. Radiolocation of heterogeneous environments / Ivanov A. B., Ivanov B. P., Petrov N. A. Petrov P. A., Popov A. P. // Journal, 2012, Vol. 10, No. 4. – Pp. 56-75
4. Nasybullin A.R., Ishkaev T.M., Shakirov R.F. Investigation of the features of stripline Bragg microwave structures with a nonplanar conductor shape // Proceedings of the 63rd All-Russian Scientific Conference of MIPT - Moscow, 2020. p.152-153.

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ BLUETOOTH

И. С. Фаустов^{1,2}, 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. Активное развитие и рост использования беспроводных технологий требует также совершенствования средств контроля за устройствами и сетями передачи данных и, в частности, за беспроводными персональными сетями стандарта Bluetooth. Радиомониторинг Bluetooth устройств с произвольными MAC-адресами представляет собой довольно сложную задачу, т.к. произвольность как адресной, так и служебной части пакетов данных при обнаружении подобных сигналов препятствует применению классической корреляционной обработки, а недостаток априорной информации, необходимой для дескремблирования битового потока, осложняет задачу построения анализатора сетей Bluetooth. Целью настоящей работы является разработка способа обнаружения и определения служебных параметров сигналов Bluetooth, а также построение на этой основе программно-аппаратного анализатора сетей Bluetooth. Предложенный способ отличается от известных способностью одновременно обнаруживать в контролируемом помещении сигналы для произвольного набора Bluetooth-передатчиков и декодировать их служебные параметры без необходимости обмена запросами-ответами между анализатором и устройствами Bluetooth. Предложенный способ может быть применен для построения анализатора сигналов Bluetooth на базе цифрового радиоприемного устройства с полосой одновременной обработки сигналов от 1 МГц. Предложенный подход реализован на базе изготавливаемых НПК АО ИРКОС цифровых радиоприемных устройствах семейства АРГАМАК, которые применяются в системах поиска и локализации несанкционированных источников радиоизлучений на контролируемых объектах.

Ключевые слова: Bluetooth, WPAN, пассивный радиомониторинг, цифровое радиоприемное устройство, обнаружение сигналов, служебные параметры сигналов

DETECTION AND ANALYSIS BLUETOOTH NETWORKS

I. S. Faustov^{1,2}, 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 active development and growth of use of wireless technologies also requires improving the means of monitoring devices and data transmission networks, and, in particular, for wireless personal networks of the Bluetooth standard. Monitoring of Bluetooth signals with an unknown MAC-address cannot be implemented based on classical correlation processing. The task of network analyzing is complicated when trying to dewhitening a packet. The source information is not enough for decoding of link layer packet specified in the Bluetooth standard. Purpose: The aim of the work is to develop algorithms for receiving Bluetooth signals and analyzing their service parameters, as well as to build a software and hardware analyzer of Bluetooth networks based on the developed algorithms. Novelty: the proposed method differs from the known ones by the ability to detect signals in a controlled object for random of Bluetooth transmitters and decode their service parameters without the need to exchange requests and responses between the analyzer and Bluetooth devices. The proposed method can be used to build a Bluetooth signal analyzer on an SDR with a band of simultaneous signal processing from 1 MHz. The proposed approach is implemented on the

basis of digital radio receiving devices of the ARGAMAK family manufactured by the RPC of JSC IRCOS, which are used in search and localization systems for unauthorized sources of radio emissions at controlled facilities.

Keywords: Bluetooth, WPAN, signal detection, passive radio monitoring, service parameters of signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время широкое распространение получили беспроводные персональные сети (WPAN – Wireless personal area network), которые могут быть развернуты с использованием различных сетевых технологий, среди которых одной из наиболее распространенных является IEEE 802.15.1 (Bluetooth). Стек протоколов Bluetooth предполагает использование свободного от лицензирования ISM (Industry, Science and Medicine) диапазона 2,4–2,4835 ГГц [1]. В этом диапазоне также могут работать устройства использующие иные технологии, такие как Wi-Fi (IEEE 802.11) или ZigBee (IEEE 802.15.4), что осложняет процедуру обнаружения сигналов стандарта IEEE 802.15.1.

В [2] предложен подход к идентификации Bluetooth устройств, основанный на использовании программно-определенного радио; при этом показаны уязвимости протокола при формировании заголовков пакетов, позволяющие получить две части MAC-адреса ведущего устройства. В указанной работе также представлены алгоритмы обработки битовых последовательностей, соответствующих заголовкам принятых пакетов, и результаты работы этих алгоритмов, однако недостаточно детализированы способы обнаружения сигналов и осуществления частотно-временной синхронизации.

В [3,4] предложен способ эффективного приема сигналов с гауссовской частотной манипуляцией (GFSK – Gaussian Frequency-Shift Keying) в каналах с частотно-селективными замириями, а также коррекции частотной расстройки, характерной для Bluetooth-передатчиков. Однако предлагаемый подход ориентирован на прием сигналов лишь одного конкретного устройства; обобщить этот подход для эффективного обнаружения сигналов, формируемым набором передатчиков, оказывается проблематично.

Целью настоящей работы являлась разработка способа обнаружения сигналов всех доступных в точке приема Bluetooth-передатчиков, определения их служебных параметров и построение на его основе аппаратно-программного анализатора сетей Bluetooth.

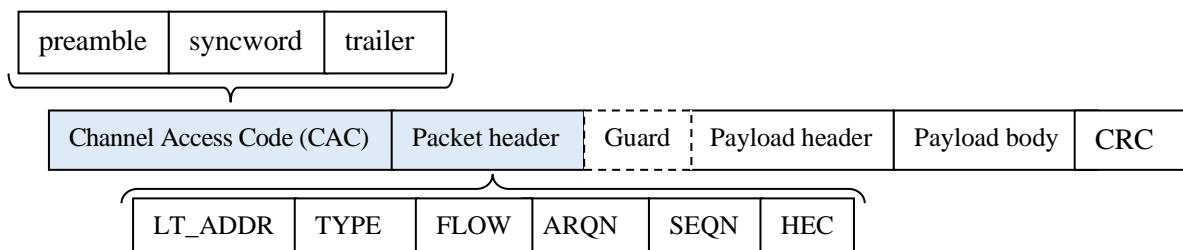
2. СТРУКТУРА СИГНАЛОВ СТАНДАРТА BLUETOOTH

Передача данных по стандарту IEEE 802.15.1 производится с использованием дуплексной схемы с временным разделением. Передача информации осуществляется пакетами. Длительность пакетов варьируется и может охватывать один, три или пять временных слотов. Если пакет занимает несколько временных слотов, то центральная частота канала остается неизменной. Для передачи данных используются 79 частотных каналов (в Японии, Франции и Испании – лишь 23 частотных канала) с центральными частотами, измеряемыми в мегагерцах

$$f_c = 2402 + k, \quad (1)$$

где $k = 0, \dots, 78$ – индекс канала. Смена канала осуществляется 1600 раз в секунду по псевдослучайной последовательности частот, которая определяется исходя из значения MAC-адреса ведущего устройства (BD_ADDR), при этом текущее значение частоты в последовательности определяется значением счетчика часов ведущего устройства (CLKN). В момент сопряжения ведомое устройство получает MAC-адрес ведущего устройства и синхронизирует с ним значение счетчика CLKN.

Обобщенная структура пакетов данных отражена на рис. 1. Код доступа к каналу (CAC – Channel Access Code) и заголовок (packet header) всегда передаются с использованием GFSK для обеспечения обратной совместимости устройств [1]. Разрабатываемый способ обработки радиосигналов должен обеспечивать обнаружение сигналов стандарта Bluetooth, излучаемых устройствами с произвольными MAC-адресами, и базироваться на элементах пакетов, которые остаются неизменными (предсказуемыми) для всех устройств.



Формирование входящего в CAC поля syncword предусматривает дополнение адресной части lower address part (LAP) последовательностью 001101 или 110010 в зависимости от старшего бита LAP (эти добавленные биты образуют 7-элементную последовательность Баркера) и использование кода Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ). Более детальную информацию о формировании поля CAC можно найти в спецификации [1]. Код доступа к каналу обязан соответствовать одному из $M = 4$ возможных вариантов, показанных в таблице. В целом же в пакете, формируемом устройством стандарта IEEE 802.15.1 с неизвестным LAP, из всего поля CAC предсказуемыми оказываются лишь преамбула (preamble), последовательности Баркера и трейлер (trailer) – последовательность чередующихся нулей и единиц, расположенная после последовательности Баркера.

Таблица 1. Возможные комбинации бит кода доступа к каналу (CAC)

Номер варианта	Преамбула	Проверочные биты кода	LAP	Фрагмент последовательности Баркера	Трейлер
$m = 1$	1, 0, 1, 0	$c_0=1, c_1, \dots, c_{33}$	$a_0, \dots, a_{22}, a_{23}=0$	0, 0, 1, 1, 0, 1	0, 1, 0, 1
$m = 2$	0, 1, 0, 1	$c_0=0, c_1, \dots, c_{33}$	$a_0, \dots, a_{22}, a_{23}=0$	0, 0, 1, 1, 0, 1	0, 1, 0, 1
$m = 3$	1, 0, 1, 0	$c_0=1, c_1, \dots, c_{33}$	$a_0, \dots, a_{22}, a_{23}=1$	1, 1, 0, 0, 1, 0	1, 0, 1, 0
$m = 4$	0, 1, 0, 1	$c_0=0, c_1, \dots, c_{33}$	$a_0, \dots, a_{22}, a_{23}=1$	1, 1, 0, 0, 1, 0	1, 0, 1, 0

Отметим, что заголовок в неявном виде содержит информацию о UAP ведущего устройства. А именно, контрольная сумма НЕС формируется с использованием регистра сдвига с обратными связями, полином которого $g(x) = x^8 + x^7 + x^5 + x^2 + x + 1$, где в качестве инициализирующего значения используется UAP ведущего устройства [1]. Однако при отслеживании трафика «со стороны» в пассивном режиме значение счетчика часов $CLKN_{6-1}$ остается неизвестным. Это служит препятствием для того, чтобы на основании расчета контрольный суммы получить UAP. Подробнее об этом будет изложено при рассмотрении процедуры декодирования информационных бит.

3. ПОИСК, ОБНАРУЖЕНИЕ И ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Существует несколько способов мониторинга сетей Bluetooth, но все они сводятся к двум базовым концепциям: активный и пассивный мониторинг. Пассивный мониторинг требует больших ресурсов и менее эффективен, чем активный [5], однако использование пассивного способа в некоторых случаях является единственным пригодным вариантом.

Процедура пассивного радиомониторинга Bluetooth сигналов начинается с поиска пакетов, соответствующих стандарту IEEE 802.15.1. Поиск базируется на обработке принятых цифровым радиоприёмным устройством и отфильтрованных в границах отдельного Bluetooth-канала комплекснозначных выборок данных z_i ($i = 1, \dots, N$). Далее отсчеты z_i подаются на вход частотного дискриминатора, сигнал на выходе которого определяется выражением

$$x_i = \text{angle}\left(z_i \cdot \overline{z_{i-1}}\right), \quad i = 2, \dots, N, \quad (2)$$

где $\overline{(\cdot)}$ – операция комплексного сопряжения, $\text{angle}(\cdot)$ – фаза комплексного числа.

В качестве эталонов для сравнения выступают формируемые на основе априорной информации об отсчетах преамбулы-трейлера эталонные вектора $v^{(m)}$ $m = 1, \dots, M$ отсчетов, ожидаемых на выходе частотного дискриминатора. Эти вектора используются для определения расстояния $d_j^{(m)}$ между ними и имеющим длительность поля САС фрагментом вектора x , стартующим с отсчета x_j (j – индекс, соответствующий проверяемой гипотезе о моменте начала пакета)

$$d_j^{(m)} = \left\| v^{(m)} - \frac{2\pi}{\mu} x_j \right\|^2 = \sum_{i=1}^{5n} \left[v_i^{(m)} - \frac{2\pi}{\mu} x_{j+i} \right]^2 + \sum_{i=1}^{11n} \left[v_{5n+i}^{(m)} - \frac{2\pi}{\mu} x_{61n+j+i} \right]^2, \quad (3)$$

где n – количество отсчетов на один символ битовой последовательности в предположении, что используемый шаг (интервал) дискретизации ровно в n раз превышает интервал передачи одного символа, равный $T_s = 1$ мкс.

В (3) первая сумма учитывает соответствующие эталону $v^{(m)}$ четыре символа преамбулы вместе с « c_0 », вторая сумма учитывает « a_{23} » вместе с последовательностью Баркера и трейлером, а μ – величина индекса модуляции, которая на практике может варьироваться. Как следствие, определение значения $\mu^{(m)}$, соответствующего минимуму

расстояния $d^{(m)}$, где $m = 1, \dots, M$, является вариационной задачей, но в рамках текущего исследования условно предполагается, что индекс модуляции является константой.

Наиболее вероятный момент $j_{h.e.}^{(m)}$ появления эталона $v^{(m)}$ на входе приёмника РК определяется как индекс j , соответствующий минимуму расстояния $d_j^{(m)}$. Итоговая оценка момента начала пакета определяется положением минимума решающей функции на интервале, соответствующем длительности САС:

$$j_{h.e.} = \arg \min_j \min_m d_j^{(m)}, \quad j = j_0, \dots, j_0 + n \cdot 72, \quad m = 1, \dots, M. \quad (4)$$

4. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИМВОЛОВ

Среди методов приема сигналов GFSK [6,7] методы, инвариантные к амплитуде входного сигнала, обеспечивают меньшую вероятность возникновения битовой ошибки (BER – Bit error rate) при одинаковом отношении сигнал/шум [6,8]. С учетом этого, для каждого символа будем накапливать сигнал с выхода частотного дискриминатора на интервале передачи одного бита (символа) и сравнивать полученный результат с пороговым значением γ

$$z_k = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} x_{j_{h.e.}+n \cdot k} \stackrel{H_0}{\leqslant} \stackrel{H_1}{\gamma}, \quad (k = 0, \dots, K-1), \quad (5)$$

где n – количество отсчетов на один символ, K – количество декодируемых символов

При отсутствии частотной расстройки оптимальным пороговым значением в (5) оказывается $\gamma = 0$. Для адаптации порога γ к неизвестному частотному смещению Δf несущей частоты от номинала рекомендуется использовать правило

$$\gamma = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{Kn} \left[\sum_{i=0}^{\alpha Kn-1} y_i + \sum_{i=(1-\alpha) \cdot Kn}^{Kn-1} y_i \right], \quad (6)$$

где y_i – упорядоченные по возрастанию значения на выходе частотного дискриминатора $x_{j_{h.e.}+i}, i = 0, \dots, Kn-1$; $\alpha = 0,15 \dots 0,2$ – коэффициент, подобранный эмпирически.

При частоте дискретизации $f_o = 20$ МГц предложенный способ демодуляции обеспечивает заданную стандартом [1] величину $BER \leq 10^{-3}$ при отношении сигнал/шум близком к $q = 3$ дБ. Влияние частоты дискретизации на процесс демодуляции отражено на рис. 2.

5. ДЕКОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ БИТ

После получения битового потока следует декодировать код БЧХ и исправить ошибки в кодовом слове (если они есть). Различные методы декодирования БЧХ кодов представлены в работах [9,10], а рекомендации по декодированию заголовка с помощью мажоритарного декодирования можно найти в [11]. После декодирования необходимо дескремблировать полученный битовый поток.

Алгоритм дескремблирования представляет собой операцию «XOR» входного битового потока с псевдослучайной последовательностью, формируемой регистром сдвига с обратными связями, полином которого $g(x) = x^7 + x^4 + 1$. При совместной

обработке нескольких пакетов для получения информации о функционировании сети можно воспользоваться перебором значений $CLKN_{6-1}$ до тех пор, пока UAP не будет совпадать для всех N принятых пакетов. Блок-схема соответствующего алгоритма показана на рис. 3.

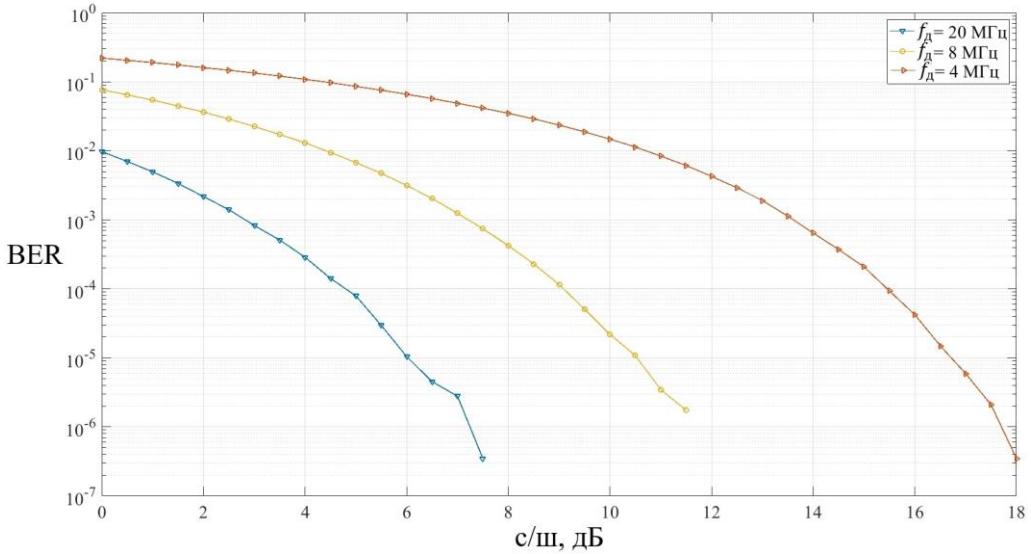
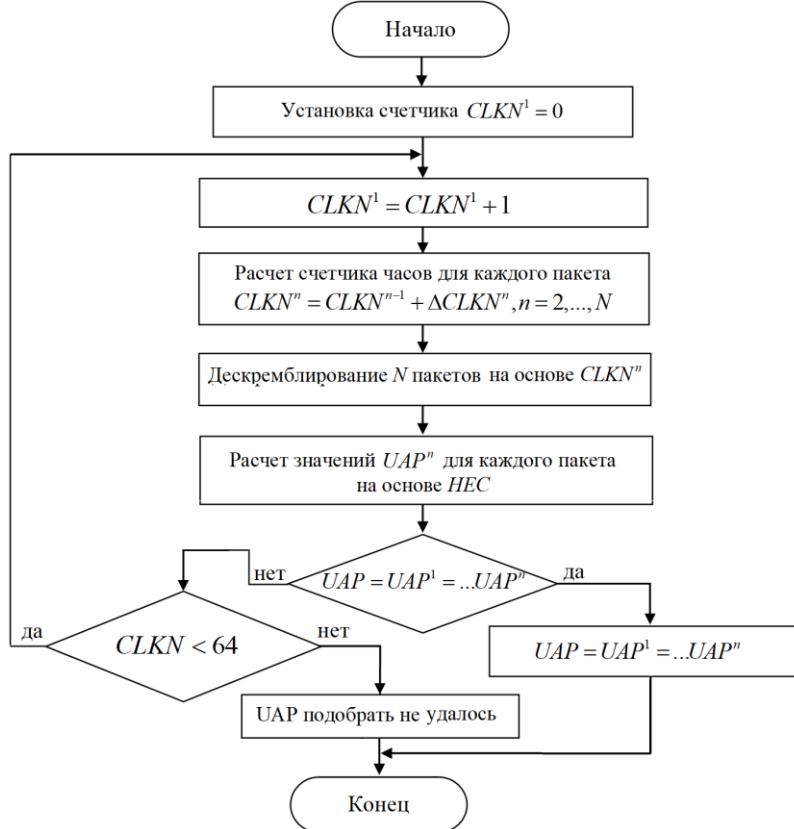


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум



* $CLKN^n$ значение счетчиков часов $CLKN_{6-1}$, где n – номер пакета

Рис. 3. Алгоритм получения UAP

Минимальное количество пакетов, на основании которого возможно однозначно определить инициализирующее значение скремблера $CLKN_{6-1}$, зависит от ряда случай-

ных факторов; практическая апробация показывает, что для успешного декодирования, как правило, желательно иметь не менее 10 пакетов данных.

6. ПРИМЕР РАБОТЫ АНАЛИЗАТОРА

Разработанный способ обработки сигналов реализован в программно-аппаратном анализаторе сигналов Bluetooth на базе панорамного цифрового радиоприемного устройства семейства АРГАМАК [12,13] с полосой одновременной обработки сигналов 24 МГц. Анализатор обеспечивает выявление, идентификацию и анализ служебных параметров протокола для сигналов, работающих в диапазоне 2,4 ГГц; пример его работы показан на рис. 4, где видны результаты анализа Bluetooth, зафиксированных во всем диапазоне работы. В качестве аппаратной базы построения анализатора могут использоваться и другие цифровые приемники, обеспечивающие формирование комплексной выборки сигнала в полосе частот одновременного обзора не менее 1 МГц с частотой дискретизации не менее 2 МГц.

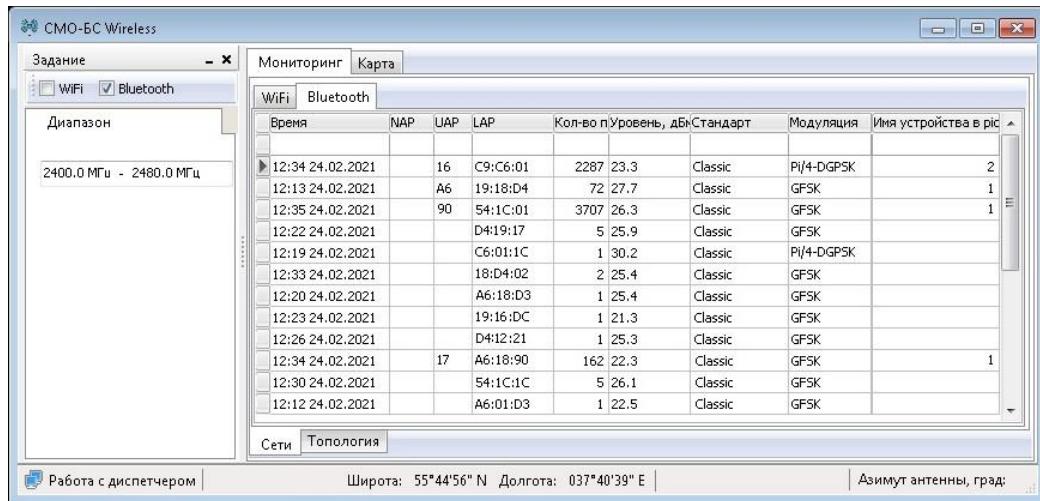


Рис. 4. Окно с результатами работы анализатора

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный способ анализа радиосигналов предназначен для пассивного радиоконтроля устройств и сетей Bluetooth и обеспечивает одновременное обнаружение сигналов для набора Bluetooth-передатчиков с произвольными MAC-адресами без необходимости формирования каких-либо запросов. Декодирование служебных параметров сигналов, базирующееся на совместной обработке набора обнаруженных пакетов данных, позволяет производить анализ структуры сетей Bluetooth. При допускаемой стандартом частотной расстройке, не превышающей 75 кГц, уверенное обнаружение и анализ сигналов обеспечивается при отношениях сигнал-шум $q \geq 3$ дБ.

Рассмотренный способ анализа радиосигналов Bluetooth может быть реализован на основе цифровых радиоприемных устройств с полосой одновременной обработки сигналов от 1 МГц. В статье приведен пример работы анализатора радиосигналов Bluetooth на базе цифрового радиоприемного устройства семейства АРГАМАК с полосой 24 МГц, используемого в системах дистанционного обнаружения и локализации источников несанкционированных радиоизлучений в контролируемых объектах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bluetooth SIG, Specification of the Bluetooth System // Bluetooth SIG, Version 5.1, 21 January. 2019. – 2985 p.
2. Cominelli M., Gringoli F., Patras P., Lind M., Noubir G. Even Black Cats Cannot Stay Hidden in the Dark: Full-band De-anonymization of Bluetooth Classic Devices // IEEE Symposium on Security and Privacy. 2020. P. 534-548.
3. Tibenderana C., Weiss S. Efficient and Robust Detection of GFSK Signals under Dispersive Channel, Modulation Index and Carrier Frequency Offset Conditions // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2005. P. 2719-2729.
4. Tibenderana C., Weiss S. A Low-Complexity High-Performance Bluetooth Receiver // IEE Colloquium on DSP enabled Radio, United Kingdom. 2003. P. 426-435.
5. Gehrman C., Persson J., Smeets B. Bluetooth Security. – Artech House, 2004. – 209 p.
6. Robinson C. Optimisation of Bluetooth wireless personal area networks. – Durham theses, Durham University, 2004. – 157 p.
7. Schiphorst R., Hoeksema F., Slump K. Bluetooth Demodulation Algorithms and their Performance in Proc // Karlsruhe Workshop on Software Radios, 2002. P. 99-106.
8. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.
9. R.E. Blahut. Theory and Practice of Error Control Codes. – Addison Wesley, 1983. – 500 p.
10. Sweeney P. Error control coding. From theory to practice. – Wiley, 2002. – 252 p.
11. Morelos-Saragoza R. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
12. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 640 с.
13. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A., Smolskiy S. M. Radio Monitoring Automated Systems and Their Components. – Springer, 2018. – 467 p.

REFERENCES

1. Bluetooth SIG, Specification of the Bluetooth System// Bluetooth SIG, Version 5.1, 21 January. 2019. – 2985 p.
2. Cominelli M., Gringoli F., Patras P., Lind M., Noubir G. Even Black Cats Cannot Stay Hidden in the Dark: Full-band De-anonymization of Bluetooth Classic Devices. IEEE Symposium on Security and Privacy, 2020, pp. 534-548.
3. Tibenderana C., Weiss S. Efficient and Robust Detection of GFSK Signals under Dispersive Channel, Modulation Index and Carrier Frequency Offset Conditions. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2005, pp. 2719-2729.
4. Tibenderana C., Weiss S. A Low-Complexity High-Performance Bluetooth Receiver. IEE Colloquium on DSP enabled Radio, United Kingdom, 2003, pp. 426-435.
5. Gehrman C., Persson J., Smeets B. Bluetooth Security. Artech House, 2004. 209 p.
6. Robinson C. Optimisation of Bluetooth wireless personal area networks. Durham theses, Durham University, 2004. 157 p.
7. Schiphorst R., Hoeksema F., Slump K. Bluetooth Demodulation Algorithms and their Performance in Proc. 2nd. Karlsruhe Workshop on Software Radios, 2002, pp. 99-106.
8. Varakin L.E. Teoria sistem signalov [Theory of signal systems]. Moscow. Sov. Radio, 1978. 304 p. (in Russian).
9. Blahut R.E. Theory and Practice of Error Control Codes. Addison Wesley, 1983. 500 p.
10. Sweeney P. Error control coding. From theory to practice. Wiley, 2002. 252 p.
11. Morelos-Zaragoza R. The Art of Error Correcting Coding. Wiley, 2002. 238 p.
12. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V.A. Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva [Radio monitoring – tasks, methods, means]. Moscow, Hotline-Telecom, 2015. 640 p. (in Russian).
13. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A., Smolskiy S. M. Radio Monitoring Automated Systems and Their Components. Springer, 2018. 467 p.

ОПТИМИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЦИКЛА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА МАТЕРИАЛА

К. М. Зейде¹

¹Уральский Федеральный Университет (УрФУ), Екатеринбург, Россия

Аннотация. Основная идея работы: использование компьютерной модели измерительной установки для восстановления целевых данных, из известного набора, полученного в ходе эксперимента на этой установке, причем сложность получения целевых данных при моделировании либо гораздо ниже, чем в эксперименте, либо, в эксперименте эти данные получить невозможно. В крупноблочном функциональном цикле выделяется три итерации: проведение эксперимента, модельные исследования и обработка данных. Если условно разделить направления оптимизации на временную и точностную, то необходимость первой заключается в требованиях к объему базы данных для обучения искусственной нейронной сети, а необходимость второй в требованиях к выходным результатам алгоритма. Главным результатом настоящей работы является оптимизированный функциональный цикл восстановления электрофизических параметров материала волноводным методом. В рамках оптимизации измерительной установки была получена схема эксперимента, отвечающая следующим параметрам: универсальность и простота измерений, однозначность первичных данных, а также быстрота их получения. Компьютерная модель была оптимизирована топологически, а также алгоритмически, с целью получения возможности анализа бианизотропных свойств среды. В процессинговой оптимизации были применены нейросетевые технологии с обучением из данных, полученных в результате работы созданной компьютерной модели.

Ключевые слова: оптимизация; материальные уравнения; компьютерная модель; электродинамические параметры.

FUNCTIONAL CYCLE ITERATIONS OPTIMIZATION FOR THE ELECTRODYNAMIC PARAMETERS RECONSTRUCTION OF AN EXPERIMENTAL MATERIAL SAMPLE

K. M. Zeyde¹

¹Ural Federal University (UrFU), Ekaterinburg, Russia

Abstract. The main idea of the work: the use of a computer model of a measuring installation to restore target data from a known set obtained during an experiment on this installation. The complexity of obtaining target data in modeling is either much lower than in an experiment, or, in an experiment, these data impossible to be obtained. In a large-block functional cycle, three iterations are distinguished: conducting an experiment, model studies, and data processing. If we divide the directions of optimization into time and precision, then the need for the first lies in the requirements for the size of the database for training the artificial neural network, and the need for the second in the requirements for the output results of the algorithm. The main result of this work is an optimized functional cycle for reconstructing the electrophysical parameters of a material by the waveguide method. As part of the optimization of the measuring setup, an experimental scheme was obtained that fits the following parameters: versatility and simplicity of measurements, unambiguity of primary data, and also the speed of its obtaining. The computer model was optimized topologically as well as algorithmically, in order to obtain the possibility of analyzing the bianisotropic

properties of the medium. In processing optimization, neural network technologies were used with training from data obtained as a result of the created computer model.

Keywords: optimization; material equation; virtual model; electrodynamics parameters.

1. ВВЕДЕНИЕ

Настоящую работу имеет смысл рассматривать в контексте продолжающегося проекта, основной целью которого является разработка эффективного алгоритма восстановления электродинамических параметров образца произвольного материала, любой формы, состояния и окружения. Важные результаты, получение ранее изложены в [1] и [2]. Если сформулировать основную идею работы, как использование компьютерной модели измерительной установки для восстановления целевых данных, из известного набора, полученного в ходе эксперимента на этой установке (причем сложность получения целевых данных при моделировании либо гораздо ниже, чем в эксперименте, либо, в эксперименте эти данные получить невозможно) то, в работе [1] разработан алгоритм извлечения целевых данных для частного случая, а в работе [2] этот алгоритм обобщается и автоматизируется. Конкретно говоря, существует значительный интерес в разработке эффективного алгоритма восстановления электрофизических параметров материалов неэкспериментальным способом, так как опытный подход обусловлен либо сложность, либо принципиальной невозможностью его реализации. Результатами эксперимента могут являться наиболее базовые или простые соотношения, которые затем, при обработке в компьютерной модели, в том числе с привлечением нейросетевых технологий, предоставляют целевые данные. Разработав ранее функциональный цикл такого подхода [2], логичной целью настоящей работы является оптимизация каждой итерации. В крупноблочном функциональном цикле выделяется три итерации: проведение эксперимента, модельные исследования и обработка данных. Если условно разделить направления оптимизации на временную и точностную, то необходимость первой заключается в требованиях к объему базы данных для обучения искусственной нейронной сети (ИНС), а необходимость второй в требованиях к выходным результатам алгоритма.

2. ОПТИМИЗАЦИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Эксперимент оптимизируется для получения измерительной установки, обладающей следующими параметрами (будут расшифрованы ниже):

- универсальность;
- простота использования;
- однозначность и точность измерений;
- быстрота получения первичных данных;

Полагается, что на измерительной установке имеется возможность исследовать электрофизические параметры различных образцов материалов. Таким образом универсальность стенда заключается в том, что с его помощью возможно изучать образцы, как произвольной формы, так и сложных диэлектрических свойств. Принципиальная возможность в измерении произвольных форм являлась требованием и

предыдущих работ [1], [2]. Тогда как, для диэлектрических свойств материала, при оптимизации эксперимента в направлении универсальности, в рамках данной работы мы расширяем спектр детектируемых эффектов. В науке и технике сейчас наблюдается значительный интерес к измерению бианизотропных свойств композитных материалов, таких как киральность, гиротропность и т.д. [3]. В этой связи, оптимальный стенд должен позволять проводить измерения таких первичных данных, по которым бы, в последствии, можно определить указанные бианизотропные свойства среды.

Простота использования стендса подразумевает, в том числе удобную автоматизацию в проведении измерений. Первичные данные, которые затем будут использоваться, как референсные значения в компьютерной модели, должны сниматься максимально быстро и точно. Однозначность этих данных заключается в том, что они являются полными и достаточными для восстановления требуемых электрофизических параметров (это условие может быть затем ослаблено).

При проектировании стендса, также учитывалось и то, что, следующим этапом, будет являться создание его компьютерной модели. Это, однако не является фактором оптимизации, потому что, во многом, равносильно простоте измерительного стендса. Эффективность последующего моделирования является не более, чем корректировкой некоторых моментов, например, приоритет выбора таких функциональных узлов стендса, на которые имеются верифицированная документация (научные статьи, материалы разработчика и т.д.).

Как и в предыдущих работах измерения проводятся в замкнутой электродинамической системе, будь то волновод или объемный резонатор. Эксперимент на пределе чувствительности измерительной установки [2], проведенный в рамках смежного проекта [4], наглядно показал, что высокоточные исследования возможно проводить только резонаторным методом (одно-портовое измерение, см. [5]). Таким образом одной из первичных характеристик любой схемы оптимального эксперимента будет являться параметр цепи S_{11} . В алгоритме восстановления, показанном в [1], эта характеристика являлась полной и достаточной по своему абсолютному значению, тогда как, при необходимости детектировать бианизотропные свойства материала (в первую очередь киральность, гиротропность и пространственную дисперсию) этот параметр, как первичные данные, обязан быть комплексным.

Простота использования стендса достигается изготовлением технологических отверстий в стенках волновода, через которые было бы возможно помещать (и извлекать) образец в измерительную систему быстро, точно позиционировав и без съема функциональных узлов установки (т.е. без необходимости проводить перекалибровку на новый образец/линию передачи). Технологические отверстия несколько усложняют процесс моделирования и уменьшают точность измерений, однако не в такой степени, как измерительная схема, при которой каждый новый образец материала помещается в измерительную линию только после полного ее разбора [2], [6]. Более того, на определенных частотах даже относительно крупные отверстия не вносят заметных ошибок в измерения, а отверстия круглой формы могут быть достаточно просто учтены в компьютерной модели [5].

На рис. 1 показана оптимальная схема эксперимента, на примере прямоугольного волновода: КВП – возбуждающий линию коаксиально-волноводный переход с диафрагмой, КЗ – короткозамкнутая нагрузка.

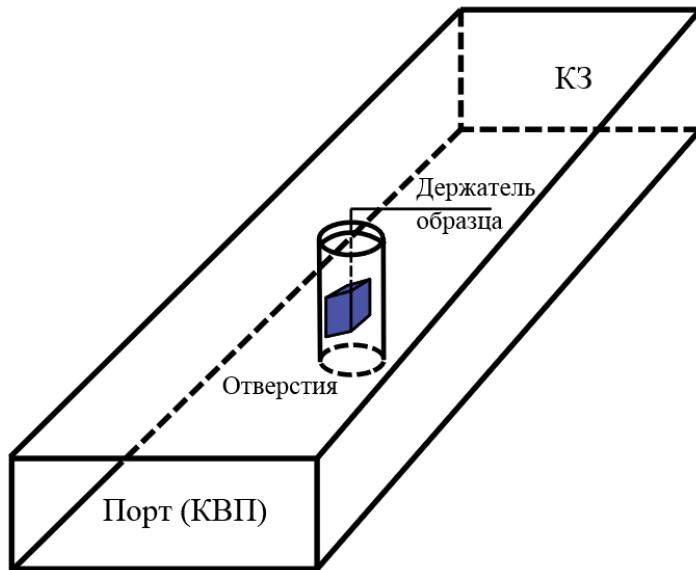


Рис. 1. Оптимальная схема эксперимента по получению первичных данных S_{11} .

3. ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛИ

Над компьютерной моделью проводится время-точностная оптимизация, основы которой приведены в [2]. Время расчета модели по восстановлению электродинамических параметров материала становится критичным параметром, если принять во внимание, что она может применяться для накопления данных для обучения нейронной сети, на последней итерации функционального цикла. Здесь важно указать, что точность расчета модели, не есть точность восстановления электрофизических параметров, потому как в этом процессе число обусловленности достаточно велико. В данном контексте предобуславливание модели является неотъемлемой частью оптимизации.

Важной частью этого процесса является топологическая оптимизация. Так, было установлено, что использование идеальных источников электромагнитных волн в САПР (пример: поверхностей типа «волноводный порт») не отвечает требованиям по точности. Таким образом на схеме, показанной на рис. 1 применяется КВП (Agilent X281A [2]), модель которого является максимальной точной копией узла экспериментального стенда. Сечение модели КВП показано на рис. 2. Важно отметить, что для такой топологии зонда имеется аналитическое решение внешней электродинамической задачи [7], что позволяет реализовать наиболее точные расчеты и провести, в том числе сеточную оптимизацию [8]. Такой подход, очевидно, увеличивает время анализа модели, однако в рамках данного проекта является необходимым.

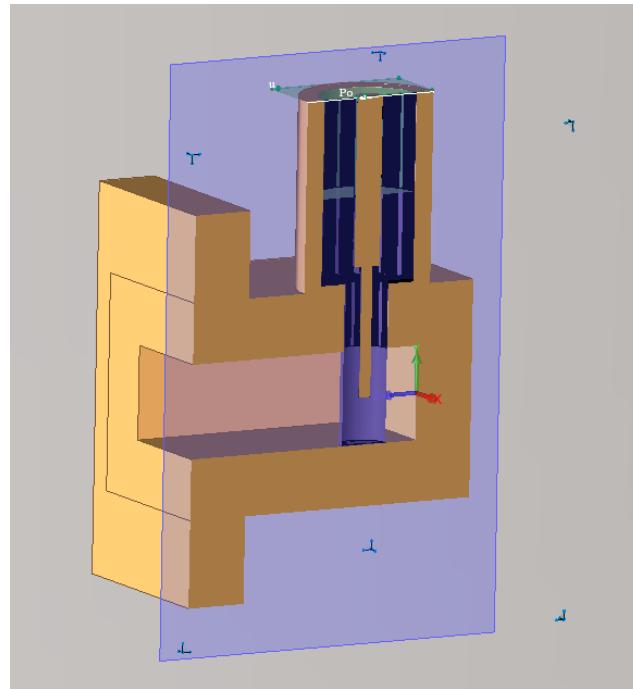


Рис. 2. Модель КВП Agilent X281A в САПР PathWave EM Design.

Моделирование технологических отверстий, топологически не является проблематичным, чтобы минимизировать погрешность, а также иметь возможность прогнозировать вносимые ими эффекты, рекомендует использовать материал исследований, приведенный в [5].

Наиболее значимым моментом в новой формулировке задачи являются вопросы, связанные с моделирование бианизотропных свойство образца. Коммерческие САПР (например, PathWave EM Design, и др.) не имеют явной возможности описания бианизотропных материальных уравнений, следующего вида [3]:

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e, \\ \mathbf{B} &= \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{P}_m, \end{aligned} \quad (1)$$

где вторые слагаемые есть вектора электрической и магнитной поляризуемости соответственно, которые в бианизотропной среде представляются приведенной к размерности суммой электрических и магнитных полей. Технология конечно-элементного моделирования материальных уравнений (1) подробно рассмотрена в работе [9]. При оптимизации компьютерной модели мы используем подход, изложенный в данной работе, что позволяет эффективно восстанавливать все коэффициенты в (1) по комплексной характеристике S_{11} .

4. ПРОЦЕССИНГОВАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ

Последней итерацией функционального цикла по восстановления электродинамических параметров, предложенного в [1] и [2], является непосредственное процессинг данных, результатом которого должны явиться целевые характеристики образца, такие как диэлектрические и магнитные комплексные проницаемости, коэффициент киральности и т.д. Процессинг заключается в приведении

модельных расчетов в соответствие с экспериментальными данными путем подстройки входных параметров анализа, отвечающих за условия распространения электромагнитных волн в материале образца. Ранее рассматривался метод полного перебора, показавший эффективность при подстройке трех параметров, а также некоторые метаэвристические методы, эффективные при подстройке вплоть до 7 параметров материала. В работе [2] уже была обозначена необходимость применения искусственных нейронных сетей в рамках поставленной задачи, потому что количество параметров, фактически уже ничем не ограничено.

Близкий подход был рассмотрен в работе [10]. В этой работе была создана компьютерная модель, на основании которой обучалась нейронная сеть для работы на специфическом устройстве структуроскопии. Выбор подходящего метода, вместе с уменьшением его методической ошибки – суть процессинговой оптимизации. Очевидно, что для стабильной работы ИНС, она должна быть обучена большим объемом данных, значимая часть которых следует из работы компьютерной модели. Таким образом оптимизированная компьютерная модель экспериментальной установки реализует, в том числе, оптимальную обработку данных.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Главным результатом настоящей работы является оптимизированный функциональный цикл восстановления электрофизических параметров материала волноводным методом. В цикле было выделено три итерации, приведем основные выводы по каждой из них:

- в рамках оптимизации измерительной установки была получена схема эксперимента, отвечающая следующим параметрам: универсальность и простота измерений, однозначность получаемых первичных данных, а также быстрота их получения;
- компьютерная модель была оптимизирована топологически, а также алгоритмически, с целью получения возможности анализа бианизотропных свойств среды;
- в процессинговой оптимизации были применены нейросетевые технологии с обучением из данных, полученных в результате работы компьютерной созданной модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зейде, К.М. Численное восстановление электрофизических параметров сферы в прямоугольном волноводе на СВЧ. Сборник трудов конференции РЛНС, Воронеж, 2019 – С. 94-100.
2. Зейде, К.М. Программная автоматизация алгоритма восстановления электрофизических параметров объекта в САПР EMPro. Сборник трудов конференции РЛНС, Воронеж, 2020 – С. 134-139.
3. Caloz, C., Sihvola, A. Electromagnetic Chirality. <https://arxiv.org/abs/1903.09087>, 05.09.2021.
4. Zeyde, K.M., Sharov, V.V., Ronkin, M.V. Guided microwaves electromagnetic drag over the sensitivity threshold experimental observation. // WSEAS Transactions on Communications, 2019, Vol. 18. – Pp. 191–205.
5. Зейде, К.М. Исследование нагруженного на круглые отверстия прямоугольного резонатора в рамках теории возмущений. // Уральский Радиотехнический Журнал, 2020, Т. 4, Вып. 3. – С. 261–276.

6. Knyazev, N.S., Malkin, A.I. Dielectric permittivity and permeability measurement system. CEUR Workshop Proceedings. 2017, Vol. 1814. – Pp. 45–51.
7. Bialkowski, M.E. Analysis of a coaxial-to-waveguide adaptor incorporating a dielectric coated probe. // IEEE Microwave and guided wave letters, 1991. Vol. 1, No. 8. – Pp. 211–214.
8. Zeyde, K.M. Optimization of finite element mesh by the a priori parameter of smallness. Proceedings of NEMO, Reykjavik, Iceland, 2018.
9. Ramakrishnan, P.K., Raffetto, M. Well posedness and finite element approximability of three-dimensional time-harmonic electromagnetic problems involving rotating axisymmetric objects. // Symmetry, 2020, Vol. 12, No.
10. Зейде, К.М., Ронкин, М.В., Калмыков, А.А. Электродинамическая компьютерная модель работы устройства обнаружения металлических стержней в бетонной конструкции. // Уральский Радиотехнический Журнал, 2021, Т. 5, Вып. 2. – С. 104–118.

REFERENCES

1. Zeyde, K.M. Numerical recovering of the sphere electrophysical parameters in a rectangular waveguide on a microwave. RLNC Conference Proceedings, Voronezh, 2019 – Pp. 94-100.
2. Zeyde, K.M. Software automatization algorithm for electrophysical object parameters reconstruction in ECAD EMPro. RLNC Conference Proceedings, Voronezh, 2020 – Pp. 134-139.
3. Caloz, C., Sihvola, A. Electromagnetic Chirality. <https://arxiv.org/abs/1903.09087>, 05.09.2021.
4. Zeyde, K.M., Sharov, V.V., Ronkin, M.V. Guided microwaves electromagnetic drag over the sensitivity threshold experimental observation. // WSEAS Transactions on Communications, 2019, Vol. 18. – Pp. 191–205.
5. Zeyde, K.M. A case study of a loaded rectangular resonator with circular holes under the cavity perturbation theory. // Ural radio engineering journal, 2020, Vol. 4, No. 3. – Pp. 261–276.
6. Knyazev, N.S., Malkin, A.I. Dielectric permittivity and permeability measurement system. CEUR Workshop Proceedings. 2017, Vol. 1814. – Pp. 45–51.
7. Bialkowski, M.E. Analysis of a coaxial-to-waveguide adaptor incorporating a dielectric coated probe. // IEEE Microwave and guided wave letters, 1991. Vol. 1, No. 8. – Pp. 211–214.
8. Zeyde, K.M. Optimization of finite element mesh by the a priori parameter of smallness. Proceedings of NEMO, Reykjavik, Iceland, 2018.
9. Ramakrishnan, P.K., Raffetto, M. Well posedness and finite element approximability of three-dimensional time-harmonic electromagnetic problems involving rotating axisymmetric objects. // Symmetry, 2020, Vol. 12, No.
10. Zeyde, K.M., Ronkin, M.V., Kalmykov, A.A. Electrodynamic computer model of a metal rod in a concrete medium detection. // Ural radio engineering journal, 2021, Vol. 5, No. 2. – Pp. 104–118.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АВТОГЕНЕРАТОРОВ-ДАТЧИКОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ВКЛЮЧЁННЫМИ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫМИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКАМИ.

В.А. Головков

Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
 "Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработаны алгоритм параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников по критерию обеспечения стационарного режима генерации и методика определения значений параметров двухполюсников, не входящих в четырёхполюсники, по критерию обеспечения минимально-возможной погрешности определения измеряемой величины. Общая обратная связь охватывает и комплексный четырёхполюсник и нелинейную часть. Нелинейная часть представлена в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. В соответствии с первым критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров двухполюсников. Методика основана на совместном применении полученных результатов синтеза типовых комплексных четырёхполюсников и определении значений параметров остальных двухполюсников с помощью известных численных методов оптимизации. Использование полученных теоретических результатов при схемотехническом моделировании в системе «MicroCap» показало возможность их применения для технического проектирования автогенераторов-датчиков.

Ключевые слова: параметрический синтез комплексных четырёхполюсников, методика оптимизации параметров датчиков, погрешности определения измеряемой величины

OPTIMISATION OF PARAMETERS OF OSCILLATORS-GAUGES WITH ADDITIONAL GENERAL FEEDBACK AND THE COMPLEX TWO-PORT NETWORKS INCLUDED AFTER A NONLINEAR PART

V.A.Golovkov

The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Are developed algorithm of parametrical synthesis of complex two-port networks by criterion of maintenance of a stationary mode of generation and a technique of definition of values of parameters of the two-poles which are not entering into two-port networks, by criterion of maintenance of an is minimum-possible error of definition of the measured size. The general feedback covers both the complex two-port network and a nonlinear part. The nonlinear part is presented in a kind трёхполюсного a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. According to the first criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and

quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, dependences of resistance on frequency and values of parametres of two-poles are as a result received. The technique is based on joint application of the received results of synthesis of typical complex two-port networks and definition of values of parametres of other two-poles by means of known numerical methods of optimisation. Use of the received theoretical results by circuit simulation in system "MicroCap" has shown possibility of their application for technical designing of oscillators-gauges.

Keywords: parametrical synthesis of complex two-port networks, a technique of optimisation of parametres of gauges, errors of definition of the measured size

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза согласующих комплексных четырёхполюсников (КЧ) по критерию обеспечения стационарного режима генерации на заданных частотах для вариантов их каскадного включения с нелинейной частью, состоящей из нелинейного элемента и охватывающей его цепи обратной связи.

Цель данной работы состоит в минимизации погрешности определения измеряемой величины с помощью автогенераторов-датчиков путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейный элемент и КЧ. Предполагается, что все двухполюсники КЧ или их некоторая часть выполнены на базисе R, L, C . Цель достигается в два этапа. На первом этапе решается задача синтеза КЧ, которая формулируется следующим образом.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров КЧ, оптимальных по критерию обеспечения иммитансного критерия устойчивости [2], который для стационарного режима генерации можно записать следующим образом (здесь и далее аргументы - напряжение и частота - опущены):

$$z_0 + Z_{ex} = 0, \quad (1)$$

где Z_{ex} – входное сопротивление узла «НЧ- ССЧ + ЦОС»; z_0 - выходное сопротивление предыдущего каскада.

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из КЧ и НЧ, а также общую ЦОС, сопротивления $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_h = r_h + jx_h$ (рисунки 1а-1г).

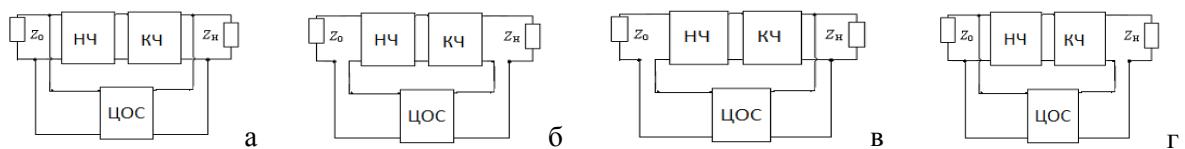


Рис. 1. Структурные схемы автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и КЧ.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ.

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ-ССЧ+ЦОС» [1,3] запишем иммитансный критерий устойчивости для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0 = 0, \quad (2)$$

где $A_0 = z_n [c_y z_0 + a_y (1 + y_{11}^{oc} z_0)]$;

$$B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] a_y + c_y z_0 (1 - y_{22}^{oc} z_n); C_0 = z_n [d_y z_0 + b_y (1 + y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$D_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] b_y + d_y z_0 (1 - y_{22}^{oc} z_n); E_0 = -y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$H_0 = y_{12}^{oc} z_0 z_n; \quad a_y = \frac{-y_{22}^{nq}}{y_{21}^{nq}}, b_y = \frac{1}{y_{21}^{nq}}, c_y = \frac{-(y_{11}^{nq} y_{22}^{nq} - y_{12}^{nq} y_{21}^{nq})}{y_{21}^{nq}}, d_y = \frac{y_{11}^{nq}}{y_{21}^{nq}}; \quad a_y, b_y, c_y, d_y - \text{известные}$$

зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты и напряжения (тока); $y_{11}^{nq}, y_{12}^{nq}, y_{21}^{nq}, y_{22}^{nq}$ - известные зависимости суммарных элементов матриц проводимостей нелинейного элемента и четырёхполюсника обратной связи НЧ от частоты и напряжения (тока); $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d - искомые зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ от частоты.

Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для автогенераторов без ЦОС. В этом случае наличие обратной связи в НЧ обязательно и задача синтеза сводится к ранее рассмотренным вариантам [1].

Решение комплексного уравнения (2) приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(C_1 c + B)b + D_1 d + C_2 c + C}{C_1 d + D}, \quad (3)$$

где $B = -B_0 = b_r + j b_x; C = -H_0 = c_r + j c_x; C_1 = E_0 = c_{1r} + j c_{1x};$

$$C_2 = -C_0 = c_{2r} + j c_{2x}; D = A_0 = d_r + j d_x; D_1 = -D_0 = d_{1r} + j d_{1x}.$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) иммитансный критерий устойчивости можно также представить в форме (2) и решение (2) в форме (3), но с другими коэффициентами:

$$A_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}] c_y + a_y (z_n - z_{22}^{oc}); B_0 = a_y + c_y (z_0 + z_{11}^{oc}); H_0 = z_{12}^{oc}; \quad (4)$$

$$C_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}] d_y + b_y (z_n - z_{22}^{oc}); D_0 = b_y + d_y (z_0 + z_{11}^{oc});$$

$$E_0 = -z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y); \quad a_y = \frac{z_{11}^{nq}}{z_{21}^{nq}}, b_y = \frac{-(z_{11}^{nq} z_{22}^{nq} - z_{12}^{nq} z_{21}^{nq})}{z_{21}^{nq}}, c_y = \frac{1}{z_{21}^{nq}}, d_y = \frac{-z_{22}^{nq}}{z_{21}^{nq}}; \quad a_y, b_y, c_y, d_y - \text{известные}$$

зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от

частоты и напряжения (тока); $z_{11}^{nq}, z_{12}^{nq}, z_{21}^{nq}, z_{22}^{nq}$ - известные зависимости суммарных элементов матриц сопротивлений нелинейного элемента и четырёхполюсника обратной связи НЧ от частоты и напряжения (тока); $z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в) коэффициенты для (2) и (3) имеют вид:

$$A_0 = z_n [a_y + c_y (z_0 + h_{11}^{oc})]; \quad B_0 = (1 - h_{22}^{oc} z_n) a_y + c_y [(1 - h_{22}^{oc} z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n]; \quad H_0 = h_{12}^{oc} z_n; \quad (5)$$

$$C_0 = z_n [b_y + d_y (z_0 + h_{11}^{oc})]; \quad D_0 = (1 - h_{22}^{oc} z_n) b_y + d_y [(1 - h_{22}^{oc} z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n];$$

$$E_0 = h_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$a_y = \frac{-(h_{11}^{nq} h_{22}^{nq} - h_{12}^{nq} h_{21}^{nq})}{h_{21}^{nq}}, \quad b_y = \frac{h_{11}^{nq}}{h_{21}^{nq}}, \quad c_y = \frac{-h_{22}^{nq}}{h_{21}^{nq}}, \quad d_y = \frac{1}{h_{21}^{nq}}; \quad a_y, b_y, c_y, d_y - \text{известные}$$

зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты и напряжения (тока); $h_{11}^{nq}, h_{12}^{nq}, h_{21}^{nq}, h_{22}^{nq}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанных матриц Н нелинейного элемента и четырёхполюсника обратной связи НЧ от частоты и напряжения (тока); $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для (2) и (3) при использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$A_0 = [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (1 + f_{11}^{oc} z_0)(z_n - f_{22}^{oc})] a_y + c_y z_0 (z_n - f_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_y (1 + f_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_y;$$

$$H_0 = f_{12}^{oc} z_0; \quad (6) \quad C_0 = [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (z_n - f_{22}^{oc})(1 + f_{11}^{oc} z_0)] b_y + d_y z_0 (z_n - f_{22}^{oc}); \quad D_0 = d_y z_0 + b_y (1 + f_{11}^{oc} z_0);$$

$$E_0 = f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y); \quad a_y = \frac{1}{f_{21}^{nq}}, \quad b_y = \frac{-f_{22}^{nq}}{f_{21}^{nq}}, \quad c_y = \frac{f_{11}^{nq}}{f_{21}^{nq}}, \quad d_y = \frac{-(f_{11}^{nq} f_{22}^{nq} - f_{12}^{nq} f_{21}^{nq})}{f_{21}^{nq}}; \quad a_y, b_y, c_y, d_y - \text{известные}$$

известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты и напряжения (тока); $f_{11}^{nq}, f_{12}^{nq}, f_{21}^{nq}, f_{22}^{nq}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанных матрицы F нелинейного элемента и четырёхполюсника обратной связи НЧ от частоты и напряжения (тока); $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Для определения параметров типовых схем КЧ необходимо найти элементы a, b, c, d [1,3], а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (3) с выбранным типом обратной связи. Затем надо решить полученное комплексное уравнение относительно сопротивления или проводимости одного из двухполюсников выбранной схемы КЧ. Если количество двухполюсников больше одного, то сопротивления остальных можно выбрать произвольно или исходя из каких-либо других физических соображений, например, из условия расширения области физической реализуемости стационарного режима генерации, из условия увеличения полосы генерируемых частот при изменении управляемого параметра или условия обеспечения минимума погрешности измерения

измеряемой величины. Количество решений равно числу независимых двухполюсников КЧ. В результате определяются зависимости сопротивлений двухполюсников выбранных схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1), (2) на всех частотах. Эти зависимости в сплошной полосе частот (даже очень узкой) полностью реализовать невозможно. Однако, можно показать [1], что квазиоптимальные двухполюсники обеспечивают совпадение реальных характеристик с оптимальными характеристиками на четырёх частотах и совпадение с заданной точностью в их окрестностях. Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем КЧ.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ

Если в качестве КЧ используется последовательно включённый одиночный комплексный двухполюсник с сопротивлением z_1 , то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом:

$$z_1 = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (7)$$

КЧ в виде параллельно включённого двухполюсника с сопротивлением z_1 :

$$z_1 = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (8)$$

КЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников z_1, z_2 :

$$z_1 = \frac{C_2 + D_1 z_2}{C_1 - C + D - D_1 - B z_2}; z_2 = \frac{z_1(C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + B z_1}. \quad (9)$$

КЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников z_1, z_2 :

$$z_1 = \frac{C_2 + z_2(C - C_1 - D + D_1)}{D - B z_2}; z_2 = \frac{C_2 - D z_1}{C_1 - C + D - D_1 - B z_1}. \quad (10)$$

КЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников z_1, z_2, z_3 :

$$z_1 = \frac{z_2(C - C_1 - D + D_1 + B z_3) + C_2 + z_3 D_1}{D - B(z_2 + z_3)}; z_2 = \frac{C_2 - D z_1 + D_1 z_3 + B z_1 z_3}{C_1 - C + D - D_1 - B(z_1 + z_3)}; z_3 = \frac{z_2(C_1 - C + D - D_1 - B z_1) + z_1 D - C_2}{D_1 + B(z_1 + z_2)}. \quad (11)$$

КЧ в виде П-образного соединения двухполюсников z_1, z_2, z_3 :

$$z_1 = \frac{-[z_3(C_2 + z_2 D_1) + C_2 z_2]}{C_2 - z_2 D + z_3(C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}; z_2 = \frac{C_2 z_1 + z_3[C_2 + z_1(C - C_1 - D + D_1)]}{z_1 D - z_3(D_1 + B z_1) - C_2}; z_3 = \frac{z_1(z_2 D - C_2) - C_2 z_2}{C_2 + z_2 D_1 + z_1(C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}. \quad (12)$$

КЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 :

$$z_1 = \frac{z_2(z_3 + z_4)(C - C_1 - D + D_1) + z_3(C_2 + z_4 D_1) + z_4(C_2 + z_2 z_3 B)}{-(z_2 + z_3)(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + C_2 - z_4 D}; z_2 = \frac{z_1 z_3(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (z_1 + z_3 + z_4)C_2 + z_4(z_3 D_1 - z_1 D)}{-(C - C_1 - D + D_1)(z_1 + z_3 + z_4) + z_4 B(z_1 + z_3)}; \quad (13)$$

$$z_3 = \frac{(z_1 + z_4)[C_2 + z_2(C - C_1 - D + D_1)] - z_1 z_4(D - z_2 B)}{-(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B)(z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1};$$

$$z_4 = \frac{-\{(C - C_1 - D + D_1)[z_1 z_2 + (z_1 + z_2)z_3] + C_2(z_1 + z_3)\}}{(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + C_2 - D(z_1 + z_2) + (C - C_1 + z_3 B)z_2}.$$

КЧ в виде двух Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 :

$$\begin{aligned}
z_1 &= \frac{-(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D_1}{[(C - C_1 - D + D_1 + (z_2 + z_4)B)z_3 + C_2 - z_2 D + z_4(D_1 + z_2 B)]}; \quad z_2 = \frac{z_1 z_3(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_3)}{-(D_1 + z_1 B)(z_3 + z_4) + C_2 - z_1 D}; \\
z_3 &= \frac{-(C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_2) - z_1 z_2(D - z_4 B)}{(C - C_1 - D + D_1)z_1 + C_2 + (z_2 + z_4)(D_1 + z_1 B)}; \\
z_4 &= \frac{[C_2 + z_3(C - C_1 + z_2 B)]z_1 + (C_2 - z_1 D)(z_2 + z_3) + z_3 D_1(z_1 + z_2)}{-(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + z_1 D_1}.
\end{aligned} \quad (14)$$

КЧ в виде двух обратных Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 :

$$\begin{aligned}
z_1 &= \frac{(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + C_2 z_4 - z_2 D(z_3 + z_4) + z_2 z_4(C - C_1 + z_3 B)}{(D - z_4 B)(z_2 + z_3) + z_4 D}; \quad z_2 = \frac{-(C_2 - z_1 D)(z_3 + z_4) + z_3 z_4(D_1 + z_1 B)}{(C - C_1 - D + D_1)z_4 + C_2 + (z_1 + z_3)(z_4 B - D)}; \\
z_3 &= \frac{(C_2 - z_1 D)(z_2 + z_4) + z_2 z_4(C - C_1 - D + D_1 + z_1 B)}{-(z_4 B - D)(z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1}; \\
z_4 &= \frac{(z_1 D - C_2)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D}{[(C - C_1 - D + D_1 + (z_1 + z_3)B)z_2 + z_3(D_1 + z_1 B) + C_2 - z_1 D]}.
\end{aligned} \quad (15)$$

КЧ в виде каскадно-соединённых Г-образного и П-образного соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4, z_5 :

$$\begin{aligned}
z_1 &= \frac{-\{[z_4(z_2 + z_3) + z_2 z_3](C_2 + z_5 D_1) + z_5 C_2(z_2 + z_3)\}}{[C_2 - z_2 D + z_5(D_1 + Bz_2)](z_3 + z_4) - D[z_3(z_4 + z_5) + z_2 z_5] + z_5[C_2 + z_3(C - C_1 + z_4 B)]}; \\
z_2 &= \frac{[(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B)z_5 + C_2 - z_4 D]z_1 z_3 + (z_1 + z_3)[C_2(z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1]}{-(z_3 + z_4 + z_5)(C_2 - z_1 D) + z_5(D_1 + z_1 B)(z_3 + z_4)}; \\
z_3 &= \frac{-\{[C_2(z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1](z_1 + z_2) - z_1 z_2[D(z_4 + z_5) - z_4 z_5 B]\}}{[C_2 - z_1 D + z_5(D_1 + z_1 B)](z_2 + z_4) + C_2(z_1 + z_5) + z_1 z_5(C - C_1 - D + D_1)}; \\
z_4 &= \frac{(C_2 - z_1 D)z_5(z_2 + z_3) + C_2[z_3(z_1 + z_2) + z_1 z_5] + z_3 z_5[z_1(C - C_1 + D_1) + z_2(D_1 + z_1 B)] - z_1 z_2 z_3 D}{-\{[C_2 - Dz_1 + z_5(D_1 + z_1 B)](z_2 + z_3) + z_1(C_2 + D_1 z_5)\}}; \\
z_5 &= \frac{-\{(C_2 - z_1 D)[z_2(z_3 + z_4) + z_3 z_4] + C_2 z_1(z_3 + z_4)\}}{[C - C_1 - D + D_1 + B(z_2 + z_4)]z_1 z_3 + C_2(z_1 + z_2 + z_3) + D_1[(z_1 + z_3)z_4 + (z_3 + z_4)z_2] - z_1 z_2(D - Bz_4)}.
\end{aligned} \quad (16)$$

Частичную реализацию оптимальных частотных характеристик (7) - (16) будем проводить путём оптимизации параметров обобщённых квазиоптимальных реактивных двухполюсников, включённых в состав квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Пусть требуется определить зависимости сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты всех обобщённых двухполюсников, показанных на рисунке 4.

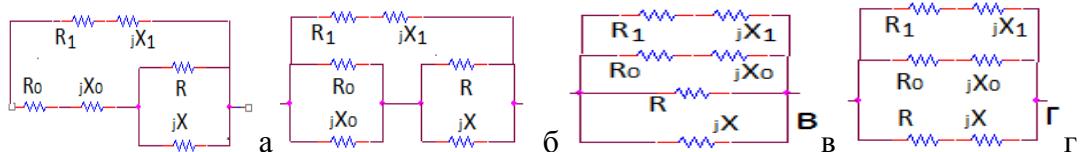


Рис. 2 – Обобщённые квазиоптимальные комплексные двухполюсники.

Приравняем оптимальное комплексное сопротивление $z = r + jx$, определённое в соответствии с (7)-(16), реальной зависимости сопротивления двухполюсника (рисунок 2а) от частоты :

$$r + jx = \frac{(R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX})(R_l + jX_1)}{R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX} + R_l + jX_1}. \quad (17)$$

После разделения (17) на действительную и мнимую части получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X_0 = \frac{x(R_l^2 + X_1^2) - X_1(r^2 + x^2) + Q}{(R_l - r)^2 + (X_1 - x)^2}; \quad X = \frac{RQ}{(R + R_0)[(R_l - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_l(r^2 + x^2) - r(R_l^2 + X_1^2)}; \quad (18)$$

$$Q = \pm \sqrt{\{[(R_l - r)^2 + (X_1 - x)^2]R_0 + R_l(r^2 + x^2) - r(R_l^2 + X_1^2)\}\{(R + R_0)[(R_l - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_l(r^2 + x^2) - r(R_l^2 + X_1^2)\}}.$$

Аналогично для второго двухполюсника (рисунок 2б):

$$r + jx = \frac{(\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0jX_0}{R_0 + jX_0})(R_l + jX_1)}{\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0jX_0}{R_0 + jX_0} + R_l + jX_1}. \quad (19)$$

$$X_0 = \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_1C_1}}{2A_1}; \quad X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= R\{R_0^2[x^2 + (R_l - r)^2] + X_1^2[x^2 + (R_0 - r)^2] - 2(rR_0R_l + xX_1R_0^2)\} + [R_lR^2 + R(R_l^2 + 2R_0R_l)](r^2 + x^2) - 2xR_0X_1R^2 - \\ &- R^2\{rR_l^2 - X_1^2(R_0 - r) - R_0[(R_l - r)^2 + x^2]\}; \quad B_1 = 2RR_0^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_l^2 + X_1^2)]; \\ C_1 &= \{(r^2 + x^2)[(R_l^2 + X_1^2)R + R_lR^2] - R^2(R_l^2 + X_1^2)\}R_0^2; \quad A_2 = \{[(R_l + R)^2 + X_1^2]R_0 + (R_l + R)R_0^2\}(r^2 + x^2) + \\ &+ R_l^2[R_0(R^2 - rR_0) + R(R_0^2 - 2rR_0)] - 2RR_0(R_lr + X_1x)(R + R_0) + R_0X_1^2[R_0(R - r) + R(R - 2r)]; \\ B_2 &= 2R_0R^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_l^2 + X_1^2)]; \quad C_2 = R^2\{R_lR_0(r^2 + x^2) - (R_l^2 + X_1^2)[rR_0^2 - R_0(r^2 + x^2)]\}. \end{aligned}$$

Для третьего двухполюсника (рисунок 2в):

$$r + jx = \left(\begin{array}{c} \frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} jX \\ \frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} + jX \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} \frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} jX \\ \frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} + jX \end{array} \right)^{-1}. \quad (21)$$

$$A_1 = (R^2R_l + RR_l^2 + RX_1^2)(r^2 + x^2) - R^2(R_l^2 + X_1^2); \quad B_1 = 0;$$

$$C_1 = RR_0[(R + R_0)(r^2 + x^2) - RR_0r](R_l^2 + X_1^2) + R_lR^2R_0^2(r^2 + x^2);$$

$$\begin{aligned} A_2 &= [(R_l^2 + X_1^2)(R_0 + R) + R^2(R_0 + R_l) + 2RR_0R_l](r^2 + x^2) + [R^2(R_0 - r) - 2RR_0r](R_l^2 + X_1^2) - 2R^2R_0(R_lr + X_1x) \\ &; \quad B_2 = 2R_0R^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_l^2 + X_1^2)]; \quad C_2 = R^2R_0(R_l^2 + X_1^2)(r^2 + x^2). \end{aligned}$$

Для четвёртого двухполюсника (рисунок 2г):

$$r + jx = \left(\frac{\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} (R_1 + jX_1)}{\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} + R_1 + jX_1} \right). \quad (22)$$

$$A_1 = [(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2]R + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2); \quad B_1 = 2R[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)]; \quad (23)$$

$$C_1 = [(R + R_0)(r^2 + x^2) - rR_0(R_0 + 2R)](R_1^2 + X_1^2) + RR_0^2[R_1(R_1 - 2r) + X_1(X_1 - 2x)] + R_0(r^2 + x^2)[R_0(R + R_1) - 2RR_1];$$

$$A_2 = (r^2 + x^2)(R_0 + R_1) + (R_1^2 + X_1^2)(R_0 - r) - 2R_0(R_1r + X_1x); \quad B_2 = 2R_0[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_2 = [R^2(R_0 - r) - 2rRR_0](R_1^2 + X_1^2) + (r^2 + x^2)[R_0(R + R_1)^2 + X_1^2(R + R_0) + RR_1(R + R_1) - 2R^2R_0(R_1r + xX_1)].$$

Таким образом, для рассмотренных вариантов обобщённых квазиоптимальных двухполюсников (рисунок 2) задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z=r+jx$ от частоты может быть сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Параметры реактивных двухполюсников, оптимальные по критерию обеспечения заданных частотных характеристик сопротивлений реактивных двухполюсников, определены в работе [1]. Количество частот, на которых может быть реализовано совпадение реальных и оптимальных характеристик комплексных двухполюсников, увеличивается до четырёх. Полоса частот возрастает. Возможны и другие варианты квазиоптимальных комплексных двухполюсников, оптимизированных таким же образом.

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРА-ДАТЧИКА

Пусть требуется измерить напряжённость внешнего магнитного поля . В качестве магниточувствительного элемента можно выбрать железоиттриевый гранат (ЖИГ). Если требуется измерить какую-либо другую величину необходимо выбрать другой элемент, чувствительный к изменению этой величины. Эквивалентная схема ЖИГ, выполненная на элементах $L_3, C_{76}, C_{77}, C_{78}, R_{107}$ (рисунок 3), используется как высокоизбирательная многоконтурная система. Комплексное сопротивление и резонансную частоту эквивалентной схемы ЖИГ можно представить следующим образом:

$$z_k = \frac{R_{107}[1 - \omega^2 L_3(C_{76} + C_{77})] + j\omega L_3}{j\omega\{(C_{77} + C_{78})[j\omega L_3 + R_{107}(1 - \omega^2 L_3 C_{76})] - C_{77} C_{78} L_3 R_{107} \omega^2\}}; \quad f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{77} + C_{78}}{L_3[C_{76}(C_{77} + C_{78}) + C_{77} C_{78}]}}. \quad (24)$$

Резонансная частота эквивалентной схемы ЖИГ и величина потерь изменяется путём изменения параметров одного или нескольких элементов $L_3, C_{76}, C_{77}, C_{78}, R_{107}$. Общая ЦОС выполнена на элементах L_5, C_{81}, R_{110} Устанавливается соответствие потерь и диапазона изменения резонансной частоты эквивалентной схемы ЖИГ с диапазоном изменения резонансной частоты и потерями выбранного реального образца ЖИГ. Это позволяет установить закон изменения напряжённости внешнего магнитного поля от резонансной частоты эквивалентной схемы ЖИГ:

$$H(C_{77}) = [f_p(C_{77}) - B] / A, \quad (25)$$

где $A=2,6$; $B=60$; $f_p(H)=AH+B$ - известный закон изменения резонансной частоты реального образца ЖИГ от напряжённости внешнего магнитного поля.

На втором этапе путём изменения параметра C_{77} эквивалентной схемы определяется закон изменения частоты генерации от изменения напряжённости магнитного поля. При этом за счёт изменения параметров $L_1, L_5, C_{71}, C_{81}, R_{104}, R_{105}, R_{110}$ закон изменения частоты генерации от изменения напряжённости корректируется таким образом, что нижняя и верхняя частота генерации соответствуют двум заданным крайним значениям напряжённости магнитного поля, а полоса частот в режиме усиления была бы максимальной.

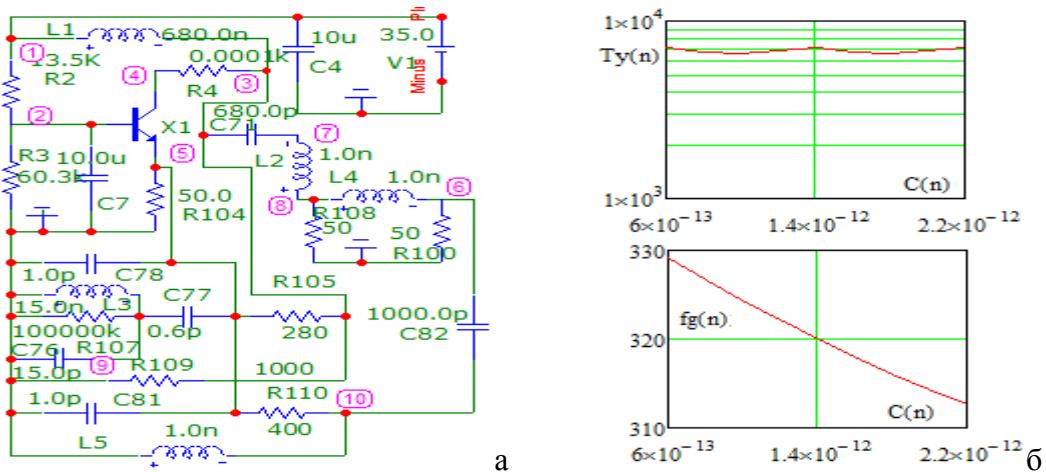


Рис. 3. Принципиальная схема автогенератора (а) и зависимости времени установления (мксек) колебаний и частоты генерации (мГц) от изменения ёмкости $C(n) = C_{77}$ (пф) (б), полученные в системе «MicroCap»

Основной результат данной методики состоит в том, что в трёх точках (на двух крайних и на средней частотах) рабочего участка основной характеристики автогенератора с внешней обратной связью всегда обеспечивается максимально-возможная величина средней добротности (не меньше 10^6). При оптимальной разности между верхней и нижней частотами генерации высокие значения добротности и малые значения погрешностей определения навигационных показателей сохраняются на всём оптимизированном таким образом участке основной характеристики автогенератора-датчика. Это достигнуто благодаря использованию общей ЦОС. Без ЦОС максимально-возможную величину средней добротности (не меньше 10^6) можно обеспечить только на двух крайних частотах.

Методика может быть реализована с помощью известных численных методов оптимизации [4]. При этом скорость оптимизации увеличивается в сотни раз, поскольку на каждом шаге оптимизации (при изменении параметров, свободных от ограничений), включая первый, благодаря полученным ограничениям на частотные на заданном количестве частот. Один критерий (обеспечение генерации) выполняется на каждом шаге. Второй критерий (минимизация погрешностей определения навигационных показателей характеристики части двухполюсников КЧ, обеспечиваются условия стационарного

режима генерации) обеспечивается численно. В данной работе для этого использован симплексный метод оптимизации [5].

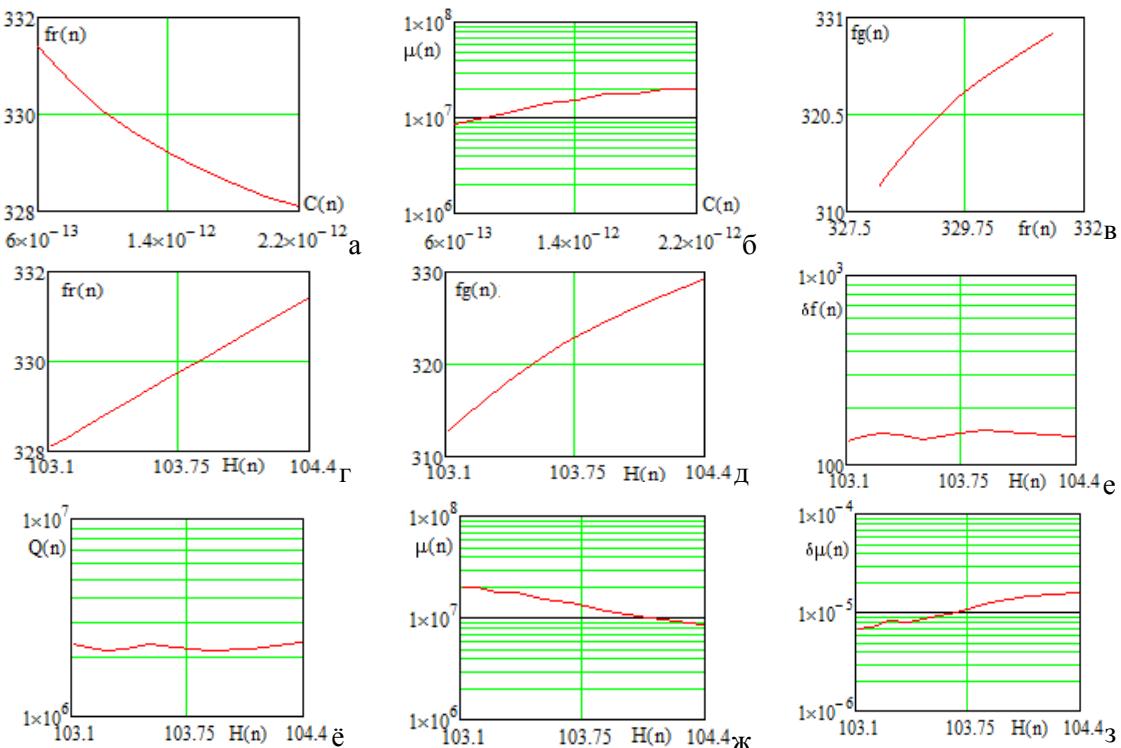


Рис. 4. Характеристики магниточувствительного автогенератора-датчика,

принципиальная схема которого с эквивалентной схемой ЖИГ показана на рисунке 3а

На рисунке 4 представлены различные характеристики этого автогенератора-датчика, синтезированного по критерию обеспечения минимума погрешности определения навигационных показателей, - зависимости резонансной частоты (мГц) эквивалентной схемы ЖИГ (а) и магнитной чувствительности (б) от ёмкости , частоты генерации (мГц) от резонансной частоты ЖИГ (в), резонансной частоты эквивалентной схемы ЖИГ (г), частоты генерации (д), абсолютной нестабильности частоты генерации (е), добротности эквивалентной схемы ЖИГ (ё), магнитной чувствительности (ж), магнитной погрешности (з) от напряжённости внешнего магнитного поля (эрстэд). Для определения этих зависимостей использовались известные формулы [1].

Анализ полученных результатов показывает, что при использовании высокодобротных ($Q=(1-4) \cdot 10^6$) образцов ЖИГ может быть обеспечена минимальная погрешность (средняя по всему рабочему участку основной характеристики) определения напряжённости магнитного поля $(6-8) \cdot 10^{-6}$ Э. Абсолютная нестабильность частоты генерации составляет 130-150 Гц. При этом средняя чувствительность измерения напряжённости внешнего магнитного поля составляет примерно 18-20 мГц/Э.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели КЧ (3)-(16) и разработанная методика могут быть использованы для технического проектирования автогенераторов-датчиков с минимальными погрешностями определения измеряемой величины.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. – 588 с.
2. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами нового типа. М-Л.: ГЭИ, 1962. 192с.
3. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.
4. Полак Э. Численные методы оптимизации. М.: Мир, 1974. С. 386.
5. Домбраускас А.А. Симплексный метод оптимизации с переменным шагом // Техническая кибернетика. 1970. 1'. С. 33-41

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh, 2018. - 588 with.
2. Kulikovsky A.A. Stability active linearized chains with intensifying devices of new type. M-Л.: ГЭИ, 1962. 192c.
3. Gurevich I.V. bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 with.
4. Polak E. Chislennye optimisation methods. M: the World, 1974. With. 386.
5. Dombrauskas A.A. Simplex a method of optimisation with variable step//Technical cybernetics. 1970. 1'. With. 33-41.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ

В. В. Харченко¹, С. В. Рудый¹, Д. В. Харченко¹, А. Д. Старченко¹

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. В статье рассмотрены основные критерии оценки эффективности систем радиосвязи. Обобщение основных критериев оценки привело к многоступенчатой процедуры оценки системы связи.

Ключевые слова: система радиосвязи; эффективность; антенно-фидерные устройства; показатели эффективности.

ASSESSMENT OF THE EFFICIENCY OF COMMUNICATION SYSTEMS

V. V. Kharchenko¹, S. V. Rudy¹, D. V. Kharchenko¹, A. D. Starchenko¹

¹Military educational and scientific center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N.Ye. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin "(VUNC VVS" VVA "), Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the main criteria for assessing the effectiveness of radio communication systems. The generalization of the main evaluation criteria led to a multi-stage procedure for evaluating the communication system.

Keywords: radio communication system; efficiency; antenna feeder devices; performance indicators.

1. ВВЕДЕНИЕ

Учитывая многообразие вариантов построения систем связи, выбор единственного, в наибольшей степени удовлетворяющего интересам пользователя, представляет собой сложную многоцелевую задачу. Современные системы радиосвязи относятся к классу сложных, включающих в себя множество различных компонентов: приемо-передающее оборудование, оконечные информационные устройства, управляющие вычислительные комплексы, антенно-фидерные устройства. Для таких систем анализ их поведения и получение оценки эффективности, имеющей ясный физический смысл - трудная задача, решение которой важно и при проектировании, и на этапе эксплуатации системы, поскольку в процессе работы любая система неизбежно оптимизирует себя и свое окружение(адаптируется) при неблагоприятных для нее изменениях для частичного или полного восполнения качества своего функционирования.

Под эффективностью функционирования будем понимать приспособленность системы к выполнению стоящей перед ней задачи [1]. Для оценки эффективности необходима ее количественная мера или критерий, который не может быть выведен формально, а должен быть выбран и логически обоснован с учетом назначения системы и условий ее работы.

2. ОСНОВНОЙ РАЗДЕЛ

Проведем краткий обзор основных используемых на сегодняшний день оценок эффективности систем связи [2]. На практике применяют множество показателей эффективности, выступающих в качестве локальных критериев при решении различных задач. Первоначально в качестве основных показателей работы системы связи использовали скорость передачи информации и помехоустойчивость. Предельная скорость безошибочной передачи информации - пропускная способность непрерывного канала связи – определяется известной формулой Шеннона [3]:

$$C \approx \Delta f \log\left(1 + \frac{P_c}{P_n}\right), \quad (1)$$

где Δf - ширина полосы частот канала; P_c/P_n - отношение средних мощностей сигнала и помехи.

Распространенной количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки приема одиночной элементарной посылки $P_{\text{ош}}$ для фиксированного отношения сигнал/помеха(ОСП) или логарифм этой величины $S = -\log P_{\text{ош}}$. Наиболее совершенной в соответствии с этими критериями считается система, обладающая наибольшей скоростью передачи информации при заданной помехоустойчивости или наибольшей помехоустойчивостью при заданной скорости передачи информации. Основное достоинство оценки по скорости передачи и помехоустойчивости - четкий физический смысл параметра, поддающегося расчетам и измерениям. В то же время данной оценкой не охватываются многие существенные характеристики системы, что говорит о ее пригодности лишь для частных случаев, либо в качестве локального критерия(например, для оценки работы канала связи).

Учитывая взаимосвязь скорости передачи информации и помехоустойчивости в [4] был введен обобщенный показатель

$$\Theta = S\eta, \quad (2)$$

где η - отношение скорости передачи информации к пропускной способности канала связи C .

Потенциальные возможности системы можно оценить с помощью произведения относительной пропускной способности $S_{\text{отн}}$, равной отношению реальной скорости передачи информации к максимально возможной, определяемой теоремой Котельникова, на относительную помехоустойчивость $S_{\text{отн}}$ [3]:

$$\Theta = S_{\text{отн}} * S_{\text{отн}}, \quad (3)$$

где относительная помехоустойчивость определяется выражением

$$S_{\text{OTH}} = \exp\left(\frac{1}{h_0^2} \ln \frac{S_{\text{idcc}}}{K_{\text{сигн}} S_{\text{cc}}}\right), \quad h_0^2 - \text{отношение энергии сигнала к спектральной}$$

плотности мощности помехи; отношение $S_{\text{idcc}}/S_{\text{cc}}$ характеризует помехоустойчивость данной системы связи по отношению к идеальной; $K_{\text{сигн}}$ - коэффициент, учитывающий помехоустойчивость принятой системы сигналов. К недостаткам оценки(3) относятся ограниченность числа учитываемых параметров и сложность аналитического расчета.

Еще одной разновидностью критериев этой категории является коэффициент исправного действия(КИД), характеризующий надежность связи(вероятность правильного приема) с вероятностью ошибки $P_{\text{ош}}$, меньше допустимой $P_{\text{ошдоп}}$ [5, 6]:

$$P_{\text{пр}}(P_{\text{ош}} \leq P_{\text{ошдоп}}) = \int_{Z_{\text{доп}}}^{\infty} W(Z) dZ, \quad (4)$$

где $Z_{\text{доп}}$ - допустимое превышение уровня сигнал/помеха, дБ; $W(Z)$ - функция плотности вероятности превышения сигнал/помеха Z .

В системах с групповым использованием частот такая оценка характеризует вероятность получения радиоканала с вероятностью ошибок, меньше допустимой.

Объединить основные параметры системы связи и провести их совместный учет можно введением объема сигнала, связывающего его длительность, занимаемую им полосу частот и превышение сигнала над помехой [7] и равного произведению этих величин. Такая оценка обладает определенной гибкостью, но вместе с тем не учитывает ряд существенных технико-экономических параметров. Поскольку рассмотренные оценки базируются на определении помехоустойчивости и скорости передачи информации и показывают степень использования возможностей системы по этим параметрам, то их часто называют *информационными*.

При выборе оптимальных технических решений необходимо принимать во внимание такие важные показатели, как надежность, сложность аппаратуры и пр. С этой целью были введены *информационно-технические* оценки, одна из которых, учитывающая помехоустойчивость системы и сложность аппаратуры, была предложена для сравнения способов повышения достоверности [3]:

$$\gamma_{\text{ит}} = \log \frac{P_{\text{ош}}}{P_{\text{ошд}} \left(\frac{T_{\text{kkd}}}{T_{\text{kk}}} + \beta_{\mathcal{E}} \frac{N_{\text{yad}}}{N_{\text{ya}}} \right)}, \quad (5)$$

где $P_{\text{ош}}$, T_{kk} - соответственно вероятность ошибочного приема элемента сообщения и средняя длительность кодовой комбинации до применения способа повышения достоверности; $P_{\text{ошд}}$, T_{kkd} - те же величины после применения способа повышения достоверности; N_{yad} , N_{ya} - число элементов аппаратуры с устройством повышения достоверности и без него соответственно; $\beta_{\mathcal{E}}$ - весовой коэффициент.

Заметим, что все информационные и информационно-технические оценки, обладая определенной гибкостью и конструктивностью, не учитывают ряд существенных характеристик систем связи: технико-экономических, аппаратно-реализационных и др.

Технико-экономическая группа параметров, включающая в себя помимо информационно-технических экономические показатели, например, затраты на систему связи, могут дать о ней более объективное представление. Пригодность таких оценок для практического использования зависит от того, насколько удачно сформулированы входящие в них компоненты. Все оценки данной группы базируются, в основном, на двух основных принципах: принципе минимума затрат потребителя на систему связи

$$Z_{\min} = \min_{x \in X} Z(x), \quad \exists(x) \in \mathcal{E}^*, \quad (6)$$

и принципе максимума эффекта

$$\mathcal{E}_{\max} = \max_{x \in X} \mathcal{E}(x), \quad Z(x) \in Z^*, \quad (7)$$

где X - множество допустимых вариантов организации системы связи; \mathcal{E}^* , Z^* - соответственно допустимые области изменения эффекта и допустимых затрат.

Совместный учет информационно-технических и экономических показателей можно провести, используя отношение [3]:

$$\gamma_{\text{тз}} = A_{\text{техн}} / Z, \quad (8)$$

где $A_{\text{техн}}$ - показатель, характеризующий функционирование системы по техническим параметрам; Z - экономические затраты соответственно на разработку и внедрение, создание и содержание системы.

Если представить систему связи в виде совокупности объектов, предназначенных для пространственного перемещения некоторого количества информации D_p на расстояние L_p при заданном качестве Λ_p , то, обозначив количество продукции системы связи $A_o = D_p \Lambda_p$, аппроксимировав

$A_{\text{техн}} = A_o \Lambda_p / (1 - \Lambda_p)$ и полагая, что качество продукции зависит от параметров входящего потока информации $\Lambda_p = f(N_{\text{СЧНН}}, T_{\text{сз}}, J, T_{\text{спрох}})$, где $N_{\text{СЧНН}}$ - количество сообщений в часы наибольшей нагрузки; $T_{\text{сз}}$ - средняя длительность занятия системы одним сообщением; J - надежность; $T_{\text{спрох}}$ - время прохождения сообщения, получим [3]:

$$\gamma_{\text{тз}} = \frac{\sum_{j=1}^{N_{\text{напр}}} \frac{\Lambda_{nj} D_{nj} L_{nj} e^{-\frac{T_{c3j}}{T_{\text{спрох}}}}}{1 - \Lambda_{nj}} \times 10^{-3}}{Z_c + Z_p + Z_s T_{\text{сист}}}, \quad (9)$$

где $N_{\text{напр}}$ - количество направлений связи; $a_{\text{прох}}$ - коэффициент, учитывающий время прохождения информации; Z_p , Z_c , Z_0 - экономические затраты на разработку, создание и эксплуатацию системы связи соответственно; $T_{\text{сист}}$ - время существования

системы; $e^{a_{\text{прох}} \frac{T_{\text{с妖}}}{T_{\text{спрох}}} \times 10^{-3}}$ - множитель, учитывающий длительности сеансов связи.

Эта оценка дает относительно полное представление о системе связи, однако она также обладает рядом недостатков: не отражает внутреннюю структуру сети, охватывая лишь внешние ее характеристики; имеет ограниченную область применения. В частности, эта оценка практически непригодна для анализа систем КВ радиосвязи, поскольку влияние расстояния на качество КВ связи во многих случаях не является определяющим.

Экономическую эффективность систем связи различного назначения можно определить по приведенным затратам:

$$Z_{\text{норм}} = \mathcal{E}_r + K_{\text{норм}} Z_0, \quad (10)$$

где \mathcal{E}_r - годовые эксплуатационные расходы; $K_{\text{норм}}$ - нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений; Z_0 - первоначальные затраты на систему.

При этом технические характеристики должны быть приведены к сопоставимому виду.

Учет возможно большего числа факторов при оценке эффективности систем связи привел к появлению обобщенных оценок, одной из которых является критерий на основе совокупности четырех групп частных показателей эффективности [8]: отражающих основное назначение системы передачи данных; связанных с оценкой качества выполнения основного назначения системы; обобщенных(комплексных), являющихся мерой оценки эффективности системы передачи данных в целом; связанных с оценкой стоимости выполнения системой передачи данных своего назначения.

Показатели эффективности первой группы определяют основное назначение системы связи, т.е. производительность отдельных подсистем и всей системы в целом при воздействии различных случайных факторов, таких как: пропускные способности компонентов системы(линий связи, узлов коммутации, направлений передачи) и системы в целом; время доставки сообщений на отдельных направлениях передачи и в системе в целом; оценки качества управляющих алгоритмов(под этими оценками понимается использование пропускной способности системы в реальных условиях эксплуатации). Показатели эффективности второй группы определяются в предположении, что удовлетворяются необходимые требования к качеству доставки информации, и поэтому предназначены для оценки качества передачи информации как в отдельных элементах, так и в системе в целом. К этой группе относятся показатели достоверности, надежности и живучести. При этом надежность представляют как комплексный критерий, охватывающий все стороны реальной системы. Показатели

эффективности третьей группы представляют собой обобщенные(комплексные) характеристики системы в целом и часто определяются произведением частных показателей, отражающих наиболее существенные стороны функционирования системы связи.

Простой и в то же время гибкой является оценка, основанная на весовом суммировании параметров системы [8]:

$$\gamma_{\text{облин}} = \sum_{n=1}^{N_{\text{парам}}} b_n a_n , \quad (11)$$

где $N_{\text{парам}}$ - число учитываемых параметров; b_n - весовые коэффициенты; a_n - параметры системы.

К недостаткам этой оценки относится ее линейная форма, поскольку принципиально нелинейные зависимости в состоянии более тонко отразить влияние отдельных параметров. На том же принципе основаны нелинейные оценки, среди которых наиболее часто используется оценка в виде полинома [9]:

$$\gamma_{\text{обн/л}} = \prod_{n=1}^{N_{\text{парам}}} a_n^{b_n} , \quad (12)$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенного анализа можно отметить следующее.

1. Стремление учесть в оценке эффективности системы связи все больше ее параметров привело к невозможности аналитического расчета критерия. Это вызвало введение многоступенчатой процедуры оценки, являющейся компромиссом между желанием учесть, как можно большее количество параметров и сложностью оценки, возрастающей с ростом числа учитываемых параметров.

2. Введение многоступенчатой процедуры привело к необходимости разбиения параметров системы на несколько групп частных показателей эффективности, каждая из которых отражает какую-либо существенную сторону функционирования системы связи. Ввиду того, что четкого группирования параметров по этим группам нет, авторы вводят и называют эти группы достаточно произвольно. Необходимость введения приоритетов и весовых коэффициентов, определяемых чаще всего на основе экспертных оценок, приводит к некоторой субъективности и безразмерной форме результата. Полученная таким образом обобщенная оценка эффективности не имеет физического смысла; при этом неясен выигрыш от использования данного варианта системы связи, поскольку оценка непосредственно не позволяет оценить полезный для пользователя эффект. Те же недостатки присущи оценкам на основе весового суммирования и полиномиальным оценкам.

Таким образом, определение обобщенной характеристики эффективности систем в общем случае представляет значительные трудности и далеко не всегда возможно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головин О.В., Простов С.В., «Системы и устройства коротковолновой радиосвязи» / Под ред. профессора О.В. Головина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. -598с.
2. Нечипоренко В.И. Структурный анализ систем(эффективность и надежность). – М.: Советское радио, 1977. – 216 с.
3. Головин О.В., Шварц В., Простов С.П., Богданов А.В. Комплексная оценка эффективности систем связи. //Радиотехника. – 1999. - №7. – С. 3 - 6
4. Окунев Ю.Б., Плотников В.Г. Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. – М.: Связь, 1976. – 183 с.
5. Бухвинер В.Е. Оценка качества радиосвязи. – М.: Связь, 1974. – 224 с.
6. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связь, 1972. – 360 с.
7. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.
8. Теплов Н.Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1964. – 359 с.
9. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления/ В.Н. Петров, В.Ю. Рутковский, С.Д. Земляков и др. – М.: Машиностроение, 1972. – 260 с.

REFERENCES

1. Golovin OV, Prostov SV, "Systems and devices of short-wave radio communication" / Ed. Professor O.V. Golovin. - M.: Hot line - Telecom, 2006. -598p.
2. Nechiporenko V.I. Structural analysis of systems(efficiency and reliability). - M : Soviet radio, 1977 .-- 216 p.
3. Golovin OV, Schwartz V., Prostov SP, Bogdanov AV. Comprehensive assessment of the effectiveness of communication systems. //Radio engineering. - 1999. - No. 7. - S. 3 - 6
4. Okunev Y.B., Plotnikov V.G. Principles of a systematic approach to design in communications technology. - M : Communication, 1976 .-- 183 p.
5. Bukhviner V.E. Assessment of the quality of radio communications. - M .: Communication, 1974 .- - 224 p.
6. Zyuko A.G. Noise immunity and efficiency of communication systems. - M .: Communication, 1972 .-- 360 p.
7. Komarovich V.F., Sosunov V.N. Random radio interference and HF communication reliability. - M .: Communication, 1977 .-- 136 p.
8. Teplov N.L. Noise immunity of discrete information transmission systems. - M .: Svyaz, 1964 .-- 359 p.
9. Principles of construction and design of self-adjusting control systems / V.N. Petrov, V.Yu. Rutkovsky, S.D. Zemlyakov and others - M .: Mechanical Engineering, 1972 .-- 260 p.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В.А. Головков

Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
 "Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени
 профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской
 Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза комплексных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях нелинейного элемента при минимальном количестве линейных элементов амплитудно-фазовых модуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «комплексный четырёхполюсник- нелинейная часть». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем комплексных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах R, L, C . В соответствии с выбранным критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров двухполюсников. Показано, что наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот исследуемых устройств. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих комплексных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик амплитудно-фазовых модуляторов.

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF THE INCLUDED BEFORE A NONLINEAR PART COMPLEX MATCHING DEVICES PEAK-PHASE MODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

V.A.Golovkov

The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis complex the coordination devices by criterion of maintenance of the modules set the relation and a difference of phases of transfer functions in two conditions of a nonlinear element is developed at a minimum quantity of linear elements of peak-phase modulators with the general feedback covering the cascade of type «the complex two-port network - a nonlinear part. Nonlinear parts are presented in a kind three-pole a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. The coordination devices are realised in the form of typical schemes of the complex two-port

networks which two-poles are executed on concentrated elements R, L, C . According to the chosen criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres of two-poles are as a result received. It is shown, that presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies of investigated devices. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the complex two-port networks, the set forms of frequency characteristics of peak-phase modulators.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза комплексных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных отношения модулей и разности фаз передаточных функций амплитудно-фазовых модуляторов (АФМ) в двух состояниях, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала. При этом предполагалось, что нелинейная часть (НЧ) состоит из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его цепи обратной связи (ЦОС).

Цель данной работы состоит в увеличении рабочей полосы частот АФМ путём включения дополнительной ЦОС, охватывающей и нелинейную часть и комплексный СЧ (рисунок 1).

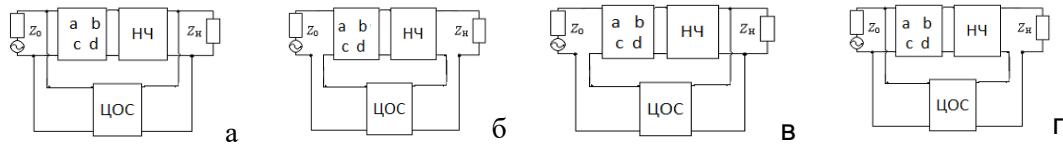


Рис. 1. Структурные схемы АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и комплексными СЧ.

Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей m и разности фаз φ передаточных функций $H_{1,2}$ АФМ в двух состояниях нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H_1 = m(\cos \varphi + j \sin \varphi) H_2. \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде НЧ, которая может быть выполнена в виде НЭ с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и комплексного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_h = r_h + jx_h$ (рисунки 1а-1г). Комплексные СЧ характеризуются искомыми зависимостями комплексных элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «СЧ-НЧ-ЦОС» [1,2] запишем передаточную функцию в двух состояниях для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H_{1,2} = \frac{z_h[y_{21}^{oc}(ab_{y1,2} + bd_{y1,2}) + 1]}{aA_{01,2} + bB_{01,2} + cC_{01,2} + dD_{01,2} + (ad - bc)E_{01,2} + H_0}, \quad (2)$$

где $A_{01,2} = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_hz_{11} + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_h)]b_{y1,2} + a_{y1,2}z_h(1 + y_{11}^{oc}z_0);$

$$C_{01,2} = z_0[a_{y1,2}z_h + b_{y1,2}(1 - y_{22}^{oc}z_h)]; \quad B_{01,2} = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_0z_h + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_h)]d_{y1,2} + c_{y1,2}z_h(1 + y_{11}^{oc}z_0);$$

$$D_{01,2} = z_0[c_{y1,2}z_h + d_{y1,2}(1 - y_{22}^{oc}z_h)]; \quad H_0 = y_{12}^{oc}z_0z_h; \quad E_{01,2} = -y_{21}^{oc}z_0z_h(a_{y1,2}d_{y1,2} - b_{y1,2}c_{y1,2});$$

$a_{y1,2}, b_{y1,2}, c_{y1,2}, d_{y1,2}$ - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты в двух состояниях; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d - искомые элементы классической матрицы передачи комплексного СЧ. Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для АФМ без ЦОС и задача синтеза сводится к ранее решённой в [1] задаче.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи комплексного СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$d = \frac{(B_2 + C_{12}c)b^2 + [a(D_{11}c + D_{12}) + C_{11}c + B_1]b + D_2a^2 + (C_{13}c + C_{14})a + C_{15}c + C}{(C_{12}a + D_{13})b + D_{11}a^2 + D_{14}a + D}, \quad (3)$$

где $B_1 = z_h[B_{01}M - B_{02} - y_{21}^{oc}H_0(d_{y1} - Md_{y2})]; \quad B_2 = z_hy_{21}^{oc}(B_{01}d_{y2}M - B_{02}d_{y1});$

$$C = z_hH_0(M - 1); \quad C_{11} = z_h[E_{02} - E_{01}M + y_{21}^{oc}(MC_{01}d_{y2} - C_{02}d_{y1})]; \quad C_{12} = z_hy_{21}^{oc}(E_{02}d_{y1} - E_{01}d_{y2}M);$$

$$C_{13} = z_hy_{21}^{oc}(C_{01}b_{y2}M - C_{02}b_{y1}); \quad C_{14} = z_h[A_{01}M - A_{02} - y_{21}^{oc}H_0(b_{y1} - Mb_{y2})];$$

$$C_{15} = z_h(C_{01}M - C_{02}); \quad D = z_h(D_{02} - D_{01}M); \quad D_{11} = z_hy_{21}^{oc}(E_{02}b_{y1} - E_{01}b_{y2}M);$$

$$D_{12} = z_hy_{21}^{oc}[M(B_{01}b_{y2} + A_{01}d_{y2}) - B_{02}b_{y1} - A_{02}d_{y1}]; \quad D_{13} = z_hy_{21}^{oc}(D_{02}d_{y1} - D_{01}d_{y2}M);$$

$$D_{14} = z_h[E_{02} - E_{01}M + y_{21}^{oc}(D_{02}b_{y1} - D_{01}b_{y2}M)]; \quad D_2 = z_hy_{21}^{oc}(A_{01}b_{y2}M - A_{02}b_{y1}); \quad M = m(\cos\varphi + j\sin\varphi).$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H_{1,2} = \frac{z_h[z_{21}^{oc}(a_{y1,2}c + c_{y1,2}d) + 1]}{aA_{01,2} + bB_{01,2} + cC_{01,2} + dD_{01,2} + (ad - bc)E_{01,2} + H_0}, \quad (4)$$

где $A_{01,2} = b_{y1,2} + a_{y1,2}(z_h - z_{22}^{oc}); \quad B_{01,2} = d_{y1,2} + c_{y1,2}(z_h - z_{22}^{oc}); \quad E_{01,2} = -z_{21}^{oc}(a_{y1,2}d_{y1,2} - b_{y1,2}c_{y1,2});$

$$C_{01,2} = (z_0 + z_{11}^{oc})[b_{y1,2} + a_{y1,2}(z_h - z_{22}^{oc})] + a_{y1,2}z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}; \quad D_{01,2} = (z_0 + z_{11}^{oc})[d_{y1,2} + c_{y1,2}(z_h - z_{22}^{oc})] + c_{y1,2}z_{12}^{oc}z_{21}^{oc};$$

$H_0 = z_{12}^{oc}; z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по критерию (1), можно представить в следующей форме:

$$a = \frac{(B_2 + C_{12}b)c^2 + [d(D_{11}b + D_{12}) + C_{11}b + B_1]c + D_2d^2 + (C_{13}b + C_{14})d + C_{15}b + C}{(C_{12}d + D_{13})c + D_{11}d^2 + D_{14}d + D}, \quad (5)$$

$$\text{где } B_1 = z_h [C_{01}M - C_{02} - z_{21}^{oc}H_0(a_{y1} - Ma_{y2})]; \quad B_2 = z_h z_{21}^{oc}(C_{01}a_{y2}M - C_{02}a_{y1});$$

$$C = z_h H_0(M - 1); \quad C_{11} = z_h [E_{02} - E_{01}M + z_{21}^{oc}(MB_{01}a_{y2} - B_{02}a_{y1})];$$

$$C_{12} = z_h z_{21}^{oc}(E_{02}a_{y1} - E_{01}a_{y2}M); \quad C_{13} = z_h z_{21}^{oc}(B_{01}c_{y2}M - B_{02}c_{y1});$$

$$C_{14} = z_h [D_{01}M - D_{02} - z_{21}^{oc}H_0(c_{y1} - Mc_{y2})]; \quad C_{15} = z_h (B_{01}M - B_{02}); \quad D = z_h (A_{02} - A_{01}M);$$

$$D_{11} = z_h z_{21}^{oc}(E_{02}c_{y1} - E_{01}c_{y2}M); \quad D_{12} = z_h z_{21}^{oc}[M(C_{01}c_{y2} + D_{01}a_{y2}) - C_{02}c_{y1} - D_{02}a_{y1}];$$

$$D_{13} = z_h z_{21}^{oc}(A_{02}a_{y1} - A_{01}a_{y2}M); \quad D_{14} = z_h [E_{02} - E_{01}M + z_{21}^{oc}(A_{02}c_{y1} - A_{01}c_{y2}M)];$$

$$D_2 = z_h z_{21}^{oc}(D_{01}c_{y2}M - D_{02}c_{y1}).$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H_{1,2} = \frac{z_h [h_{21}^{oc}(b_{y1,2}c + d_{y1,2}d) + 1]}{aA_{01,2} + bB_{01,2} + cC_{01,2} + dD_{01,2} + (ad - bc)E_{01,2} + H_0}, \quad (6)$$

$$\text{где } A_{01,2} = a_{y1,2}z_h + b_{y1,2}(1 - h_{22}^{oc}z_h); \quad B_{01,2} = c_{y1,2}z_h + d_{y1,2}(1 - h_{22}^{oc}z_h);$$

$$E_{01,2} = h_{21}^{oc}z_h(a_{y1,2}d_{y1,2} - b_{y1,2}c_{y1,2}); \quad H_0 = h_{12}^{oc}z_h; \quad C_{01,2} = (z_0 + h_{11}^{oc})[a_{y1,2}z_h + b_{y1,2}(1 - h_{22}^{oc}z_h)] + b_{y1,2}h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h;$$

$D_{01,2} = (z_0 + h_{11}^{oc})[c_{y1,2}z_h + d_{y1,2}(1 - h_{22}^{oc}z_h)] + d_{y1,2}h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h; h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\begin{aligned} B_1 &= z_h [C_{01}M - C_{02} - h_{21}^{oc}H_0(b_{y1} - Mb_{y2})]; \quad B_2 = z_h h_{21}^{oc}(C_{01}c_{y2}M - C_{02}c_{y1}); \\ C &= z_h H_0(M - 1); \\ C_{11} &= z_h [E_{02} - E_{01}M + h_{21}^{oc}(MB_{01}b_{y2} - B_{02}b_{y1})]; \quad C_{12} = z_h h_{21}^{oc}(E_{02}b_{y1} - E_{01}b_{y2}M); \\ C_{13} &= z_h h_{21}^{oc}(B_{01}d_{y2}M - B_{02}d_{y1}); \quad C_{14} = z_h [D_{01}M - D_{02} - h_{21}^{oc}H_0(d_{y1} - Md_{y2})]; \\ C_{15} &= z_h (B_{01}M - B_{02}); \quad D = z_h (A_{02} - A_{01}M); \quad D_{11} = z_h h_{21}^{oc}(E_{02}d_{y1} - E_{01}d_{y2}M); \\ D_{12} &= z_h h_{21}^{oc}[M(C_{01}d_{y2} + D_{01}b_{y2}) - C_{02}d_{y1} - D_{02}b_{y1}]; \quad D_{13} = z_h h_{21}^{oc}(A_{02}b_{y1} - A_{01}b_{y2}M); \\ D_{14} &= z_h [E_{02} - E_{01}M + h_{21}^{oc}(A_{02}d_{y1} - A_{01}d_{y2}M)]; \quad D_2 = z_h h_{21}^{oc}(D_{01}d_{y2}M - D_{02}d_{y1}). \end{aligned} \quad (7)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H_{1,2} = \frac{z_h [f_{21}^{oc} (a_{y1,2} a + c_{y1,2} b) + 1]}{a A_{01,2} + b B_{01,2} + c C_{01,2} + d D_{01,2} + (ad - bc) E_{01,2} + H_0}, \quad (8)$$

где

$$C_{01,2} = [b_{y1,2} - a_{y1,2} (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0; \quad D_{01,2} = [d_{y1,2} - c_{y1,2} (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0;$$

$$E_{01,2} = f_{21}^{oc} z_0 (a_{y1,2} d_{y1,2} - b_{y1,2} c_{y1,2}); \quad A_{01,2} = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [b_{y1,2} - a_{y1,2} (f_{22}^{oc} - z_h)] + a_{y1,2} f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0;$$

$$B_{01,2} = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [d_{y1,2} - c_{y1,2} (f_{22}^{oc} - z_h)] + c_{y1,2} f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0; \quad H_0 = f_{12}^{oc} z_0; \quad f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc} - \text{известные зависимости элементов смешанной матрицы } F \text{ ЦОС от частоты.}$$

Коэффициенты для взаимосвязи (5) для этого варианта:

$$B_1 = z_h [B_{01} M - B_{02} - f_{21}^{oc} H_0 (c_{y1} - M c_{y2})]; \quad B_2 = z_h f_{21}^{oc} (B_{01} c_{y2} M - B_{02} c_{y1}); \quad C = z_h H_0 (M - 1); \quad (9)$$

$$C_{11} = z_h [E_{02} - E_{01} M + f_{21}^{oc} (M C_{01} c_{y2} - C_{02} c_{y1})]; \quad C_{12} = z_h f_{21}^{oc} (E_{02} c_{y1} - E_{01} c_{y2} M);$$

$$C_{13} = z_h f_{21}^{oc} (C_{01} a_{y2} M - C_{02} a_{y1}); \quad C_{14} = z_h [A_{01} M - A_{02} - f_{21}^{oc} H_0 (a_{y1} - M a_{y2})];$$

$$C_{15} = z_h (C_{01} M - C_{02}); \quad D = z_h (D_{02} - D_{01} M); \quad D_{11} = z_h f_{21}^{oc} (E_{02} a_{y1} - E_{01} a_{y2} M);$$

$$D_{12} = z_h f_{21}^{oc} [M (B_{01} a_{y2} + A_{01} c_{y2}) - B_{02} a_{y1} - A_{02} c_{y1}]; \quad D_{13} = z_h f_{21}^{oc} (D_{02} c_{y1} - D_{01} c_{y2} M);$$

$$D_{14} = z_h [E_{02} - E_{01} M + f_{21}^{oc} (D_{02} a_{y1} - D_{01} a_{y2} M)]; \quad D_2 = z_h f_{21}^{oc} (A_{01} a_{y2} M - A_{02} a_{y1}).$$

Для определения параметров типовых схем комплексных СЧ необходимо найти их элементы a,b,c,d [1,2], а также коэффициенты $B_1, B_2, C, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, D, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_2$ для (3) или (5) с выбранным типом обратной связи. Затем полученное комплексное уравнение (3) или (5) надо решить относительно сопротивления выбранного двухполюсника выбранной схемы СЧ. Количество решений равно числу двухполюсников СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений комплексных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем комплексных СЧ. Если в качестве СЧ используется одиночное последовательно включённое комплексное сопротивление Z (рисунок 2а), то зависимость этого сопротивлений от частоты, оптимальная по критерию (1), определяются следующим образом:

$$Z = -\frac{B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13} + Q}{2B_2}; \quad Q = \pm \sqrt{(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})^2 - 4B_2(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})}. \quad (10)$$

Одиночное параллельно включённое комплексное сопротивление Z (рисунок 2б):

$$Z = -\frac{C_{13} + C_{15}}{C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}}; \quad (11)$$

Г-образное соединение двух двухполюсников Z_1, Z_2 (рисунок 2в):

$$Z_2 = \frac{D_{13}Z_2^2 + (D - C_{11} + D_{14})Z_2 - C_{13} - C_{15}}{B_2Z_2^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_2 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}}; \quad (12)$$

$$Z_K = \frac{-b_K \pm \sqrt{b_K^2 - 4a_K c_K}}{2a_K}; \quad K = 2, \quad (13)$$

где $a_2 = B_2 Z_1 - D_{13}$; $b_2 = C_{11} - D - D_{14} + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_1$; $c_2 = C_{13} + C_{15} + (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})Z_1$.

Далее большинство выражений для определения зависимости сопротивления от частоты одного из двухполюсников СЧ имеет вид Z_K из (13) с соответствующим номером K . Например, для СЧ в виде обратного Г-образного соединения двух двухполюсников (рисунок 2г) справедливы следующие два решения:

$$K = 1; a_1 = B_2 Z_2^2 + D_{12}Z_2 + D_2; b_1 = (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_2^2 + (C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14})Z_2 + C_{13}; \quad (14)$$

$$c_1 = (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})Z_2^2 + (C_{13} + C_{15})Z_2.$$

$$K = 2; a_2 = B_2 Z_1^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_1 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14};$$

$$b_2 = D_{12}Z_1^2 + (C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14})Z_1 + C_{13} + C_{15}; \quad c_2 = D_2Z_1^2 + C_{13}Z_1.$$

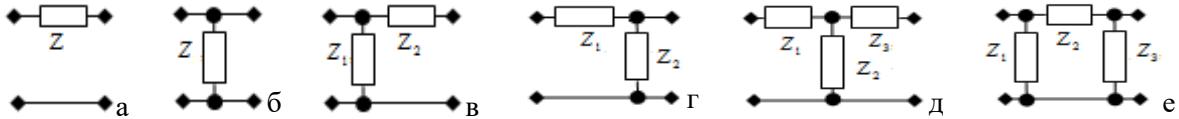


Рис. 2. Примеры синтезированных комплексных СЧ

СЧ в виде Т-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2д):

$$K = 1; a_1 = B_2(Z_2 + Z_3)^2 + D_{12}(Z_2 + Z_3) + D_2; \quad (15)$$

$$b_1 = D_{12}Z_2Z_3 + C_{13}(Z_2 + Z_3)^2 + Z_2(C_{14} + 2D_2 - D_{11}) + (Z_2 + Z_3)[C_{11} - D_{14} + Z_2(B_1 - C_{12} + D_{12}) + 2B_2Z_2Z_3];$$

$$c_1 = [C_{13} + C_{15} - (Z_2 + Z_3)(D + D_{14} + D_{13}Z_3) + C_{11}Z_3]Z_2 + Z_2^2[B_2Z_3^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12})Z_3 + C + C_{14} + D_2 - D_{11}].$$

$$K = 2; a_2 = (Z_1 + Z_3)(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + B_2(Z_1 + Z_3)^2 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14};$$

$$b_2 = [C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1 + Z_3(2B_2Z_1 - D_{13})](Z_1 + Z_3) + C_{13} + C_{15} + Z_1(C_{14} + 2D_2 - D_{11}) - Z_3[D - Z_1(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})];$$

$$c_2 = Z_1[(C_{11} - D_{14})Z_3 - D_{13}Z_2^2 + C_{13}] + Z_1^2(B_2Z_3^2 + D_{12}Z_3 + D_2).$$

$$K = 3; a_3 = B_2(Z_1 + Z_2)^2 - D_{13}(Z_1 + Z_2);$$

$$b_3 = D_{12}(Z_1 + Z_2)^2 + (Z_1 + Z_2)[C_{11} - D_{14} + Z_2(B_1 - C_{12} + 2B_2Z_1)] - Z_2[(2Z_1 + Z_2)D_{13} + D];$$

$$c_3 = D_2(Z_1 + Z_2)^2 + (Z_1 + Z_2)[C_{13} + Z_2(C_{14} - D_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1)] + Z_2(C_{15} + C_{11}Z_1) + Z_2^2[C - D - Z_1(C_{12} - B_1 + D_{13}) + B_2Z_1^2].$$

СЧ в виде П-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2е):

$$Z_1 = \frac{Z_2Z_3^2(D + D_{13}Z_2) - C_{13}(Z_2 + Z_3)^2 - Z_3[C_{15} + Z_2(C_{11} - D_{14})](Z_2 + Z_3)}{D_2(Z_2 + Z_3)^2 + [C_{13} + Z_3(C_{14} - D_{11} - D_{14} + D_{12}Z_2)](Z_2 + Z_3) + Z_3(C_{15} + C_{11}Z_2) + Z_3^2[C - D - Z_2(C_{12} - B_1 + D_{13}) + B_2Z_2^2]}; \quad (16)$$

$$K = 2; a_2 = (B_2Z_1 - D_{13})Z_3^2 + (C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1)Z_3 + C_{13} + D_2Z_1;$$

$$b_2 = [Z_1(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) - D]Z_3^2 + C_{13}(Z_1 + 2Z_3) + Z_3[C_{15} + Z_1(C_{14} + 2D_2 - D_{11})] + (C_{11} - D_{14})(Z_1 + Z_3);$$

$$c_2 = [(C_{13} + C_{15})(Z_1 + Z_3) + Z_1Z_3(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})]Z_3.$$

$$K = 3; a_3 = [B_2Z_2^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12})Z_2 + C + C_{14} + D_2 - D_{11}]Z_1 + C_{13} + C_{15} + C_{11}Z_2 - (D + D_{14} + D_{13}Z_2)(Z_1 + Z_2);$$

$$\begin{aligned} b_3 &= [C_{13} + Z_1(C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11})]Z_2 + (Z_1 + Z_2)(C_{13} + C_{15} - D_{14}Z_2) + Z_2^2(C_{11} + D_{12}Z_1); \\ c_3 &= (C_{13} + D_2Z_1)Z_2^2 + C_{13}Z_1Z_2. \end{aligned}$$

СЧ в виде перекрытого Т-образного звена (рисунок 3а):

$$\begin{aligned} K = 1; \quad b_1 &= \{C_{15}(2Z_2 + Z_3) + Z_2[2C_{13} + 2(Z_2 + Z_3)(C + C_{14} + D_2 - D_{11}) + Z_4(C_{14} + 2D_2 - D_{11})] - D_{14}(2Z_2^2 + Z_3Z_4)\}(Z_3 + Z_4) + B_{01}; \quad (17) \\ a_1 &= [B_2Z_4^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_4 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}](Z_2 + Z_3)^2 + [C_{13} + C_{15} + Z_4(C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}) + D_{12}Z_4^2](Z_2 + Z_3) + A_0; \\ c_1 &= [(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})Z_2^2 + (C_{13} + C_{15})Z_2](Z_3 + Z_4)^2 - Z_2Z_3Z_4[(C_{12} - B_1 - D_{12} + D_{13})Z_2 + D - C_{11} + D_{14}](Z_3 + Z_4) - C_0; \\ B_{01} &= Z_4[C_{11} - D_{13}(Z_2 + Z_3)][Z_4(Z_2 + Z_3) + 2Z_2Z_3] - (Z_2\{(DZ_4 + (2Z_3 + Z_4)[D - Z_4(B_1 - C_{12})] - 2B_2Z_3Z_4^2) + DZ_3Z_4\})(Z_2 + Z_3) + B_{02}; \\ B_{02} &= D_{12}Z_2Z_4[Z_4(Z_2 + 2Z_3) + 2Z_3(Z_2 + Z_3)] - D_{14}Z_2[2Z_3(Z_3 + 2Z_4) + Z_4^2] + C_{11}Z_3^2Z_4 + C_{13}(Z_3 + Z_4)^2; \quad C_0 = Z_2Z_3Z_4^2(D_{13} - B_2Z_2). \\ K = 2; \quad a_2 &= Z_4(Z_1 + Z_3)(Z_1 + Z_3 + Z_4)(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + (Z_1 + Z_3 + Z_4)^2(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) + B_2Z_4^2(Z_1 + Z_3)^2; \quad (23) \\ b_2 &= (Z_1 + Z_3 + Z_4)\{C_{11}Z_4(Z_1 + Z_3) - Z_1[Z_4(D_{14} - 2D_2) - 2Z_3(C + D_2)] - Z_3(2Z_1 + Z_4)(D + D_{14}) + Z_1(2Z_3 + Z_4)(C_{14} - D_{11})\} + B_0; \\ B_0 &= [Z_1Z_3(B_1 - C_{12}) + D_{12}Z_1(Z_1 + 2Z_3) - D_{13}Z_3(2Z_1 + Z_3)]Z_4^2 + 2Z_1Z_3Z_4(Z_1 + Z_3)(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13} + B_2Z_4) + (C_{13} + C_{15})(Z_1 + Z_3 + Z_4)^2; \\ c_2 &= [C_{13}Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_1Z_3(C_{15} + C_{11}Z_4)](Z_1 + Z_3 + Z_4) + (D_2(Z_3 + Z_4)^2 + Z_3^2[B_2Z_4^2 + (B_1 - C_{12})Z_4 + C] + Z_3(Z_3 + Z_4)(C_{14} - D_{11} + D_{12}Z_4))Z_1^2 - C_0; \\ C_0 &= Z_1Z_3[(Z_3 + Z_4)D_{14} + Z_3(D + D_{13}Z_4)](Z_1 + Z_4). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K = 3; \quad a_3 &= (Z_1 + Z_2)\{(Z_1 + Z_2)[B_2Z_4^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12})Z_4 + C + C_{14} + D_2 - D_{11}] + C_{13} + C_{15} + C_{11}Z_4 - (Z_1 + Z_2 + Z_4)(D + D_{14} + D_{13}Z_4)\}; \quad (24) \\ b_3 &= [(Z_1Z_2 + Z_4(Z_1 + Z_2))(C_{14} + 2D_2 - D_{11}) + Z_2(Z_1 + Z_4)(2C + C_{14} - D_{11}) + Z_2Z_4(2Z_1 + Z_4)(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + 2B_2Z_1Z_2Z_4^2](Z_1 + Z_2) + B_{01}; \\ B_{01} &= [C_{15}(Z_1 + 2Z_2) - DZ_2(2Z_1 + 2Z_2 + Z_4)](Z_1 + Z_4) - D_{14}[(Z_1^2 + Z_2Z_4)(2Z_2 + Z_4) + Z_1(2Z_2^2 + 4Z_2Z_4 + Z_4^2)] + B_{02}; \\ B_{02} &= D_{12}Z_1^2Z_4^2 + C_{11}Z_4[Z_1(Z_1 + 2Z_2) + Z_4(Z_1 + Z_2)] + Z_1Z_2Z_4^2(D_{12} - D_{13}) + C_{13}[Z_1(Z_1 + 2Z_2) + 2Z_4(Z_1 + Z_2)]; \\ c_3 &= [(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})Z_2^2 + (C_{13} + C_{15})Z_2](Z_1 + Z_4)^2 + Z_1Z_2Z_4[C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14} + Z_2(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})](Z_1 + Z_4) + C_0; \\ C_0 &= C_{13}Z_1Z_4(Z_1 + Z_4) + Z_1^2Z_4^2(B_2Z_2^2 + D_{12}Z_2 + D_2). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K = 4; \quad a_4 &= (Z_1 + Z_2)^2D_2 + CZ_2^2 + Z_2[C_{15} - D(Z_2 + Z_3)] + B_2[Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)]^2 + (Z_1 + Z_2)[C_{13} - D_{14}(Z_2 + Z_3) + Z_2(C_{14} - D_{11})] + A_0; \quad (25) \\ b_4 &= [2(C_{13} + C_{15}) + 2Z_2(C - D + D_2) - Z_3(D - C_{11} + D_{14}) - (Z_1 + 2Z_2)(D_{11} - C_{14} + D_{14}) + Z_1(C_{11} + 2D_2)][Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)] + B_0; \\ A_0 &= [Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)][C_{11} + D_{12}(Z_1 + Z_2) - D_{13}(Z_2 + Z_3) + Z_2(B_1 - C_{12})]; \quad B_0 = [Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)]^2(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + C_{13}Z_1^2 - C_{15}Z_1Z_3; \\ c_4 &= [Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)]\{(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})[Z_1Z_2 + Z_3(Z_1 + Z_2)] + (Z_1 + Z_3)(C_{13} + C_{15})\}. \end{aligned}$$

СЧ в виде двух Г-образных звеньев (рисунок 3а):

$$Z_1 = \frac{[(C_{11} - D_{14})(Z_2 + Z_3) - DZ_3][Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)] + C_{13}(Z_2 + Z_3)^2 + C_{15}Z_3(Z_2 + Z_3) - D_{13}[Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)]^2}{Z_0 - C_{15}Z_3 - [Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)][C_{11} + D_{12}(Z_2 + Z_3) - D_{13}(Z_3 + Z_4) + Z_3(B_1 - C_{12})] - D_2(Z_2 + Z_3)^2}; \quad (18)$$

$$Z_0 = [D_{14}(Z_3 + Z_4) - C_{13} - C_{14}Z_3 + D_{11}Z_3](Z_2 + Z_3) + DZ_3(Z_3 + Z_4) - CZ_3^2 - B_2[Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)]^2.$$

$$K = 2; \quad a_2 = (D_{13} - B_2Z_1)(Z_3 + Z_4)^2 + (D_{14} - C_{11} - D_{12}Z_1)(Z_3 + Z_4) - C_{13} - D_2Z_1;$$

$$b_2 = \{[(D_{13} - 2B_2Z_3)Z_4 + D_{14} - C_{11} - Z_3(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})]Z_1 + Z_3(D + 2D_{13}Z_4)\}(Z_3 + Z_4) - [(Z_3^2 + 2Z_3Z_4)(C_{11} - D_{14}) + B_0];$$

$$c_2 = \{(Z_1 + Z_3)(D - C_{11} + D_{14}) + D_{13}[Z_1Z_3 + Z_4(Z_1 + Z_3)]\}Z_3Z_4 - \{C_0 + Z_1Z_2^2[B_2Z_4^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12})Z_4 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}]\};$$

$$B_0 = Z_3[C_{15} + Z_1(C_{14} + 2D_2 - D_{11} + D_{12}Z_4)] + C_{13}(Z_1 + 2Z_3); \quad C_0 = Z_3(Z_1 + Z_3)(C_{13} + C_{15}).$$

$$K = 3; \quad a_3 = (D_{13} - B_2Z_1)(Z_2 + Z_4)^2 + [D - C_{11} + D_{14} - Z_1(B_1 - C_{12} + D_{12}) + D_{13}Z_1](Z_2 + Z_4) + (D - C_{14} - C - D_2 + D_{11} + D_{14})Z_1 - C_{13} - C_{15};$$

$$b_3 = D_{13}Z_4[2Z_2(Z_1+Z_2)+(Z_1+2Z_2)Z_4]-C_{13}(Z_1+2Z_2)-(C_{15}-DZ_4)(Z_1+Z_2)-(C_{11}-D_{14})[Z_2(Z_1+Z_2)+(Z_1+2Z_2)Z_4]-B_0;$$

$$B_0 = Z_1Z_2[C_{14}+2D_2-D_{11}+D_{12}(Z_2+2Z_4)+Z_4(B_1-C_{12})+2B_2Z_4(Z_2+Z_4)];$$

$$c_3 = [Z_2Z_4(D_{14}-C_{11})-Z_2(C_{13}-D_{13}Z_4^2)](Z_1+Z_2)-Z_1Z_2^2(B_2Z_4^2+D_{12}Z_4+D_2).$$

$$K = 4; b_4 = \{D_{13}Z_1(2Z_2+Z_3)-(Z_2+Z_3)[Z_1(B_1-C_{12})-2D_{13}Z_2+2B_2Z_4]Z_3+[DZ_3-(C_{11}-D_{14})(Z_2+Z_3)](Z_1+Z_2+Z_3)-D_{12}Z_1(Z_2+Z_3)^2;$$

$$c_4 = C_0 - \{C_{13}Z_1+Z_3[C_{15}-D_{14}(Z_1+Z_2)+C_{11}Z_2+Z_1(C_{14}-D_{11}+D_{12}Z_2)]\}(Z_2+Z_3)-(C_{13}+D_2Z_1)(Z_2+Z_3)^2-Z_1Z_3(C_{15}+C_{11}Z_2);$$

$$a_4 = (D_{13}-B_2Z_1)(Z_2+Z_3)^2+D_{13}Z_1(Z_2+Z_3); C_0 = \{Z_2[D-Z_1(B_1-C_{12})]+Z_1(D-C)+D_{13}Z_2(Z_1+Z_2)-B_2Z_1Z_2\}Z_3^2.$$

СЧ в виде двух обратных Г-образных звеньев (рисунок 3б):

$$K = 1; a_1 = B_2Z_4^2(Z_2+Z_3)^2+D_2(Z_2+Z_3+Z_4)^2+D_{12}Z_4(Z_2+Z_3)(Z_2+Z_3+Z_4); \quad (19)$$

$$b_1 = C_{13}(Z_2+Z_3+Z_4)^2+[(C_{11}-D_{14})Z_4(Z_2+Z_3)+2D_2Z_2(Z_3+Z_4)+Z_2Z_4(C_{14}-D_{11})](Z_2+Z_3+Z_4)-D_{13}Z_4^2(Z_2+Z_3)^2+B_0;$$

$$B_0 = \{(B_1-C_{12}+B_2Z_3)Z_4^2+2D_{12}Z_3Z_4\}(Z_2+Z_3)+D_{12}Z_4^2(Z_2+2Z_3)\}Z_2;$$

$$c_1 = Z_2\{[(Z_3+Z_4)C_{13}+C_{15}Z_4+C_{11}Z_3Z_4](Z_2+Z_3+Z_4)+[Z_2Z_3(B_1-C_{12}+B_2Z_3)-(D+D_{13}Z_3)(Z_2+Z_3)]Z_4^2-C_0\};$$

$$C_0 = (Z_3+Z_4)[D_{14}Z_4(Z_2+Z_3)-Z_2Z_4(C_{14}-D_{11}+D_{12}Z_3)]+Z_2^2[D_2(Z_3+Z_4)^2+CZ_4^2].$$

$$K = 2; b_2 = B_0 - DZ_3Z_4^2 + D_{12}Z_1Z_4[2Z_3(Z_1+Z_3)+Z_4(Z_1+2Z_3)]+Z_4^2[B_1-C_{12}+2B_2(Z_1+Z_3)]Z_1Z_3-D_{13}Z_3Z_4^2(2Z_1+Z_3);$$

$$a_2 = D_2(Z_1+Z_3+Z_4)^2+[C_{13}+C_{14}Z_4+D_{12}Z_4(Z_1+Z_3)][Z_1+Z_3+Z_4]+[C-D-D_{11}-D_{14}-(Z_1+Z_3)(C_{12}-B_1+D_{13})+B_2(Z_1+Z_3)^2]Z_4^2+A_0;$$

$$B_0 = (C_{13}+2D_2Z_1)(Z_3+Z_4)^2+\{2Z_1(C_{13}+D_2Z_1)+Z_4[C_{15}+Z_1(C_{14}-D_{11})]\}(Z_3+Z_4)+Z_4(C_{11}-D_{14})[Z_3(2Z_1+Z_3)+Z_4(Z_1+Z_3)];$$

$$A_0 = Z_4[C_{15}-(Z_1+Z_3)(D_{11}-C_{11}+D_{14})]; c_2 = Z_1(Z_3+Z_4)^2(C_{13}+D_2Z_1)+Z_1Z_3Z_4(Z_3+Z_4)(C_{11}-D_{14}+D_{12}Z_1)-Z_1Z_3^2Z_4^2(D_{13}-B_2Z_1).$$

$$K = 3; a_3 = (Z_1+Z_2)\{(D_2+D_{12}Z_4)(Z_1+Z_2)+C_{13}+Z_4^2[B_2(Z_1+Z_2)-D_{13}]\}+Z_4(C_{11}-D_{14})\};$$

$$b_3 = B_0+(C_{11}-D_{14})Z_4[Z_2(2Z_1+Z_2)+Z_4(Z_1+Z_2)]+C_{13}[Z_2(2Z_1+Z_2)+2Z_4(Z_1+Z_2)]-Z_2Z_4\{[D+D_{13}(2Z_1+Z_2)]Z_4-C_{15}\};$$

$$B_0 = \{2D_2[Z_1Z_2+Z_4(Z_1+Z_2)]+Z_2Z_4(C_{14}-D_{11})+D_{12}Z_4[(2Z_1Z_2+Z_4(Z_1+Z_2)]+Z_2Z_4^2(B_1-C_{12})+2B_2Z_1Z_2Z_4^2\}(Z_1+Z_2);$$

$$c_3 = D_2[Z_1Z_2+Z_4(Z_1+Z_2)]^2+\{C_{13}(Z_2+Z_4)-Z_2Z_4(D_{11}+D_{14}-D_{12}Z_1)\}[Z_1Z_2+Z_4(Z_1+Z_2)]+Z_2Z_4(Z_2+Z_4)[C_{15}+Z_1(C_{11}+C_{14})]+C_0;$$

$$C_0 = Z_2^2Z_4^2[C+C_{14}-D-Z_1(C_{12}-B_1+D_{13})+B_2Z_1^2].$$

$$K = 4; c_4 = D_2[Z_1Z_2+Z_3(Z_1+Z_2)]^2+C_{13}(Z_2+Z_3)[Z_1Z_2+Z_3(Z_1+Z_2)];$$

$$b_4 = D_{12}[Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3]^2+[(C_{11}-D_{14})(Z_2+Z_3)+2D_2(Z_1+Z_2)+Z_2(C_{14}-D_{11})][Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3]+C_{13}Z_2(Z_2+2Z_3)+B_0;$$

$$a_4 = B_2[(Z_1Z_2+Z_3(Z_1+Z_2)]^2+[C_{11}+D_{12}(Z_1+Z_2)-D_{13}(Z_2+Z_3)+Z_2(B_1-C_{12})][(Z_1Z_2+Z_3(Z_1+Z_2)]+\\+(C-D_{11})Z_2^2+D_2(Z_1+Z_2)^2+A_0;$$

$$A_0 = (Z_1+Z_2)[C_{13}-D_{14}(Z_2+Z_3)+C_{14}Z_2]+Z_2(C_{15}-D_{11}Z_1)-DZ_2(Z_2+Z_3); B_0 = (2C_{13}Z_1+C_{15}Z_2)(Z_2+Z_3).$$

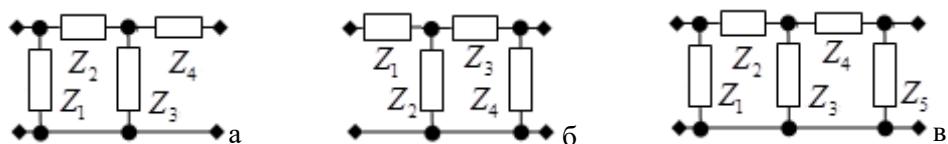


Рис. 3. Примеры синтезированных комплексных СЧ (продолжение)

СЧ в виде каскадно-соединённых Г-образного и П-образного звеньев (рисунок 3в):

$$Z_1 = \frac{(D_{13}Z_{01}^2 + DZ_3Z_{01})Z_5^2 - C_{13}Z_{02}^2 - [C_{15}Z_3 + (C_{11} - D_{14})Z_{01}]Z_5Z_{02}}{[Z_3(B_1 - C_{12}) - D_{13}(Z_3 + Z_4)]Z_5^2Z_{01} + D_2Z_{02}^2 + Z_0 + Z_5(C_{15}Z_3 + C_{11}Z_{01})(Z_3 + Z_4 + Z_5)}; \quad (20)$$

$$Z_{01} = Z_4(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3; Z_{02} = (Z_2 + Z_3)(Z_4 + Z_5) + Z_2Z_3;$$

$$Z_0 = [C_{13}(Z_3 + Z_4 + Z_5) - D_{14}Z_5(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_5(C_{14} - D_{11}) + D_{12}Z_5Z_{01}]Z_{02} + [CZ_3^2 + B_2Z_{01}^2 - DZ_3(Z_3 + Z_4)]Z_5^2.$$

$K = 2;$

$$a_2 = (C_{13} + D_2Z_1)(Z_3 + Z_4 + Z_5)^2 + Z_5(Z_3 + Z_4)(C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1)(Z_3 + Z_4 + Z_5) - Z_5^2(D_{13} - B_2Z_1)(Z_3 + Z_4)^2;$$

$$b_2 = \{Z_4[D_{13}Z_1 + 2Z_3(D_{13} - B_2Z_1)] - Z_5^2[Z_1Z_3(C_{12} - B_1 + D_{13}) + DZ_3]\}(Z_3 + Z_4) + D_{12}Z_1Z_3Z_5[2Z_4(Z_3 + Z_4) + Z_5(Z_3 + 2Z_4)] + B_{01};$$

$$B_{01} = ([C_{13}(Z_1 + 2Z_3) + 2D_2Z_1Z_3](Z_4 + Z_5) + Z_3\{Z_5[C_{15} + Z_1(C_{14} - D_{11})] + C_{13}Z_1\})(Z_3 + Z_4 + Z_5) + B_{02};$$

$$B_{02} = (C_{11} - D_{14})Z_5[Z_1(Z_3 + Z_4)^2 + (Z_1Z_5 + 2Z_3Z_4)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_5(Z_3 + 2Z_4)];$$

$$c_2 = C_0 - Z_3Z_5[Z_5(D + D_{14}) + Z_4(D_{14} + D_{13}Z_5)][Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] + D_2Z_1Z_3^2(Z_4 + Z_5)^2 + Z_1Z_3^2Z_5^2[C + B_2Z_4^2 + Z_4(B_1 - C_{12})];$$

$$C_0 = Z_1Z_3^2Z_5(C_{14} - D_{11} + D_{12}Z_4)(Z_4 + Z_5) + [C_{13}Z_3(Z_4 + Z_5) + Z_3Z_5(C_{15} + C_{11}Z_4)][Z_1Z_3 + (Z_1 + Z_3)(Z_4 + Z_5)].$$

$K = 3;$

$$a_3 = [Z_1(C - D_{14}) + B_2Z_1(Z_2 + Z_4)^2]Z_5^2 + \{C_{13}Z_1 + Z_5[C_{15} + Z_1(C_{14} - D_{11}) + (Z_2 + Z_4)(C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1)]\}(Z_2 + Z_4 + Z_5) + A_0;$$

$$A_0 = [(B_1 - C_{12})Z_1Z_5^2 + (C_{11} - D_{14})Z_1Z_5](Z_2 + Z_4) + C_{15}Z_1Z_5 - Z_5^2[D + D_{13}(Z_2 + Z_4)](Z_1 + Z_2 + Z_4) + (C_{13} + D_2Z_1)(Z_2 + Z_4 + Z_5)^2;$$

$$b_3 = \{2D_2(Z_4 + Z_5)^2 + D_{12}Z_5[Z_5(Z_2 + 2Z_4) + 2Z_4(Z_2 + Z_4)]\}Z_1Z_2 + [Z_2(2Z_4 + Z_5)(Z_1 + Z_2) + Z_4(Z_1 + 2Z_2)(Z_4 + Z_5)]Z_5(C_{11} - D_{14}) + B_{01};$$

$$B_{01} = (Z_4 + Z_5)[(2C_{13}Z_2 + C_{15}Z_5)(Z_1 + Z_2) + C_{13}(Z_1 + 2Z_2)(Z_4 + Z_5) + Z_1Z_2[2D_2Z_2 + Z_5(C_{14} - D_{11})]] + B_{02};$$

$$B_{02} = \{Z_1Z_2Z_4(B_1 - C_{12}) - D_{13}Z_4[Z_4(Z_1 + 2Z_2) + 2Z_2(Z_1 + Z_2)] - DZ_4(Z_1 + Z_2) + 2B_2Z_1Z_2Z_4(Z_2 + Z_4)\}Z_5^2;$$

$$c_3 = Z_2\{[C_{13}(Z_1 + Z_2) + D_2Z_1Z_2](Z_4 + Z_5)^2 + [(C_{11} - D_{14})(Z_1 + Z_2) + D_{12}Z_1Z_2](Z_4 + Z_5)Z_4Z_5 - Z_4^2Z_5^2[D_{13}(Z_1 + Z_2) - B_2Z_1Z_2]\}.$$

$K = 4;$

$$a_4 = (Z_2 + Z_3)\{Z_1(B_2Z_5^2 + D_{12}Z_5 + D_2)(Z_2 + Z_3) + (C_{13} - D_{13}Z_5^2)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + (C_{11} - D_{14})[Z_1Z_5 + Z_5(Z_2 + Z_3)]\};$$

$$b_4 = 2Z_2[C_{13}(Z_3 + Z_5) - D_{13}Z_3Z_5^2](Z_1 + Z_2) - (Z_1 + 2Z_2)[D_{13}Z_3^2Z_5^2 - C_{13}Z_3(Z_3 + 2Z_5)] + Z_3Z_5[2C_{13}Z_3 - Z_5(D - 2B_2Z_1Z_2)(Z_2 + Z_3) + B_{01};$$

$$B_{01} = (C_{15} - DZ_5)Z_1Z_3Z_5 + \{Z_3Z_5[C_{15} + Z_1(C_{14} - D_{11} + D_{12}Z_2 + Z_5(B_1 - C_{12})) + Z_1[Z_5(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3](2D_2 + D_{12}Z_5)\}(Z_2 + Z_3) + B_{02};$$

$$B_{02} = Z_5(C_{11} - D_{14})[Z_5(Z_2 + Z_3)^2 + (2Z_2Z_3 + Z_1Z_5)(Z_2 + Z_3) + Z_1Z_3(2Z_2 + Z_3)];$$

$$c_4 = C_0 + \{C_{13}Z_1(Z_3 + Z_5) + Z_3Z_5[C_{15} + Z_2(C_{11} - D_{14}) + Z_1(C_{14} - D_{11} + D_{12}Z_2)]\}[Z_5(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3] + (C_{13} + D_2Z_1)[Z_5(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3]^2;$$

$$C_0 = \{Z_1[B_2Z_2^2 + (B_1 - C_{12})Z_2 + C - D_{14}]\} - (D + D_{13}Z_2)(Z_1 + Z_2)\}Z_3^2Z_5^2 + Z_1Z_3Z_5[C_{15} + Z_2(C_{11} - D_{14})](Z_3 + Z_5).$$

$K = 5;$

$$a_5 = Z_1Z_3(C_{14} - D_{11})(Z_2 + Z_3) + [C_{13}(Z_2 + Z_3) + C_{15}Z_3](Z_1 + Z_2 + Z_3) - (D_{13} - B_2Z_1)[Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)]^2 + D_2Z_1(Z_2 + Z_3)^2 + A_0;$$

$$A_0 = [Z_2Z_3 + Z_4(Z_2 + Z_3)][(C_{11} - D_{14})(Z_1 + Z_2 + Z_3) - DZ_3 + D_{12}Z_1(Z_2 + Z_3) - D_{13}Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_1Z_3(B_1 - C_{12})] - Z_1Z_3[(Z_3 + Z_4)D - Z_3(C - D_{14})];$$

$$b_5 = C_{15}Z_3[(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] + Z_1[2D_2(Z_2 + Z_3) + (C_{11} - D_{14})(Z_3 + Z_4) + Z_3(C_{14} - D_{11})][Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] + B_0;$$

$$B_0 = (C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_1)[Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]^2 + 2C_{13}(Z_2 + Z_3)[Z_4(Z_1 + Z_2) + Z_3(Z_2 + Z_4)] + C_{13}Z_1Z_3(2Z_2 + Z_3);$$

$$c_5 = [Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]\{Z_1[Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]D_2 + C_{13}[(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]\}.$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ.

На рисунках 4-6 для примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы АФМ, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их теоретические и экспериментальные характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 4а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и цепи обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{59}, R_{96}, R_{97} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения трёх элементов R_{98}, C_{61}, R_{99} .

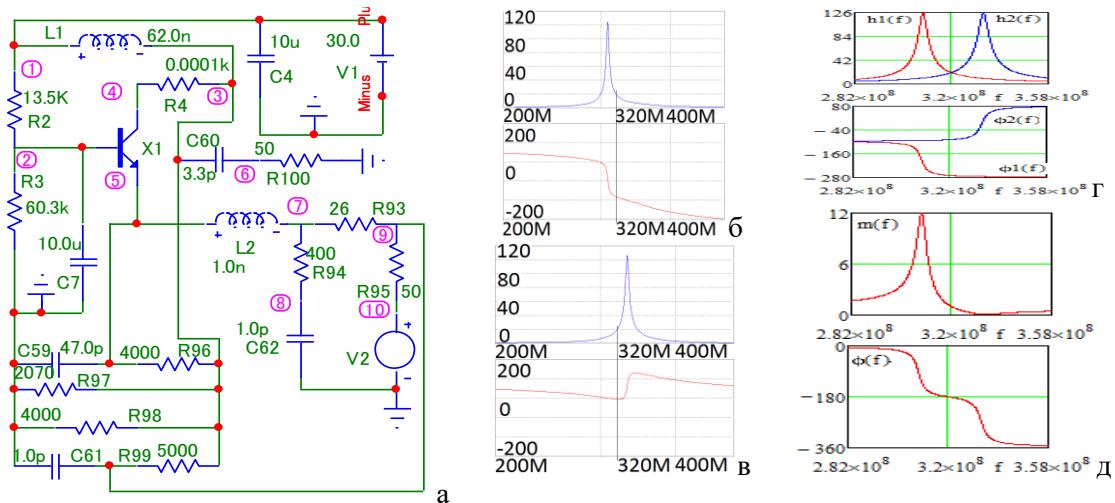


Рис.4. Принципиальная схема АФМ (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ (Б) и ФЧХ (град.) АФМ, полученные для двух состояниях при напряжении питания $U=15$ (б) и $U=30$ (в) в системе «MicroCap», АЧХ и ФЧХ АФМ, полученные в двух состояниях в системе «MathCad» (г), зависимости отношения модулей и разности фаз передаточных функций АФМ в двух состояниях от частоты, полученные в системе «MathCad» (д).

Нагрузка выполнена на элементе R_{100} . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе R_{95} .

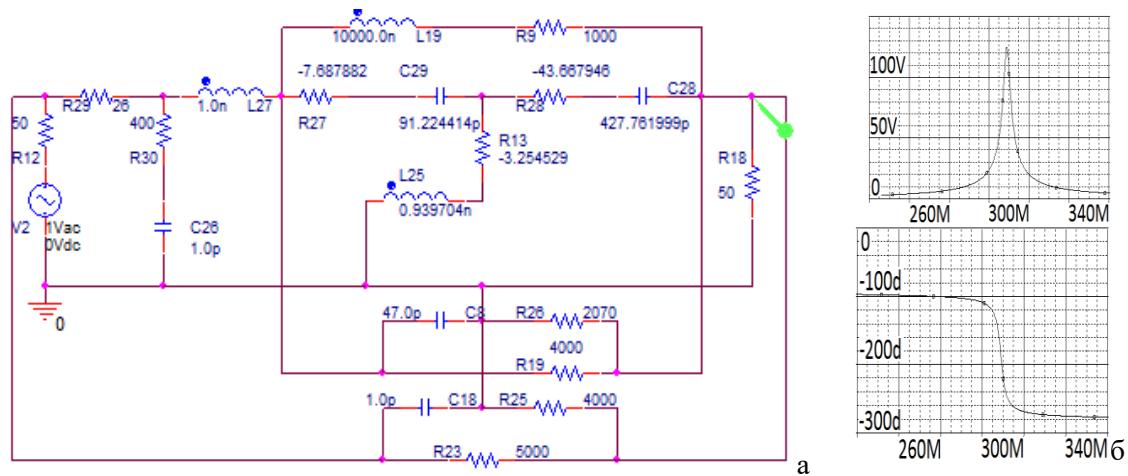


Рис. 5. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» для состояния $U=15$ (б)

Схема комплексного СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах $R_{93}, R_{94}, C_{62}, L_2$, значения параметров которых определялись по формулам (15). Значения параметров цепей обратной связи выбраны произвольно. Эквивалентная схема нелинейного элемента в одном из состояний выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх комплексных двухполюсников ($R_9, L_{19}, R_{27}, C_{29}$, $R_{13}, L_{25}, R_{28}, C_{28}$) (рисунок 5а), а в другом состоянии – на элементах $R_9, L_{19}, R_{27}, C_{25}$, $R_{13}, L_{26}, R_{28}, C_{27}$ (рисунок 6а).

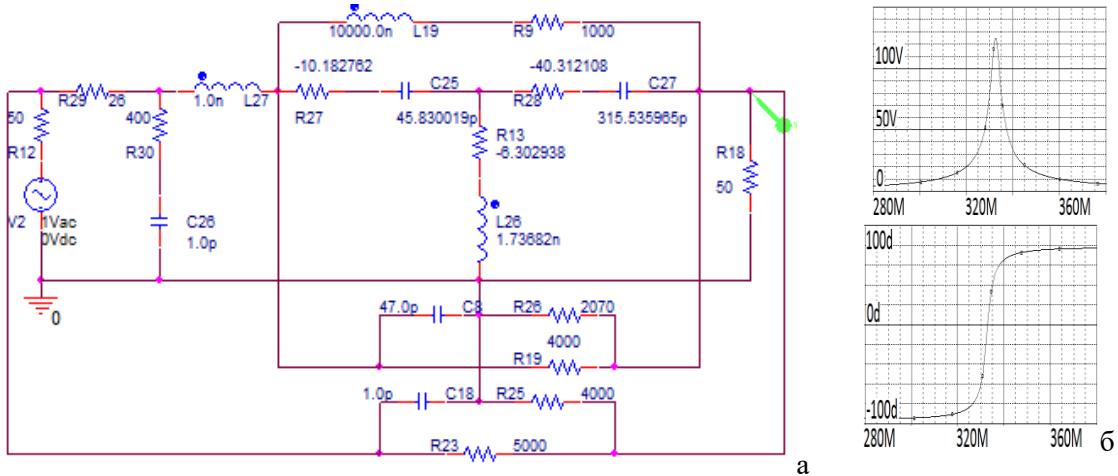


Рис. 6. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» для состояния $U=30$ (б)

Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений входного сопротивления НЧ на заданных частотах [1] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения четырёх элементов $R_{29}, R_{30}, L_{27}, C_{26}$. Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 4б,в) частотные характеристики принципиальной схемы АФМ (рисунок 4а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентных схем (рисунки 5а, 6а) в двух состояниях, полученные расчёты путём (рисунок 4г,д) и экспериментально (рисунки 4б,в, 5б,6б). Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 320$ МГц (рисунки 4г, 5б и 6б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 320.1$ МГц (рисунок 4б,в). Реализован режим π -манипуляции фазы передаточной функции АФМ на средней частоте ($\varphi = 180^\circ, m = 1$ при уровнях $U_1 = 15B, U_2 = 30B$ в двух состояниях). Полоса частот по уровням $\varphi = 180^\circ \pm 20^\circ$ составляет 16,3 МГц ($\approx 5,0\%$). При этом амплитуда в обоих состояниях изменяется примерно от 12В до 58В. Произведение

среднего коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 560 МГц. Это примерно в 7-8 раз больше площади усиления АФМ с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели комплексных СЧ (10)-(20) могут быть использованы для технического проектирования различных АФМ с дополнительной обратной связью в интересах реализации частотных характеристик в двух состояниях нелинейного элемента, в которых обеспечены заданные разность фаз и отношение модулей передаточных функций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ BBC «BVA», 2018. – 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), 2018. - 588 with.
2. Gurevich I.V. bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 with.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков¹, В.А. Головков¹

¹ Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования "Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской Федерации

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза реактивных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных частотных характеристик при минимальном количестве линейных и нелинейных элементов усилителей и демодуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «реактивный четырёхполюсник- нелинейная часть». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем реактивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах L,C. В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих реактивных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей и демодуляторов

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF THE INCLUDED BEFORE A NONLINEAR PART JET MATCHING DEVICES ON TO CRITERION OF MAINTENANCE OF THE SET FREQUENCY CHARACTERISTICS OF AMPLIFIERS AND DEMODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

A.A.Golovkov¹, V.A.Golovkov¹

¹ The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis jet matching devices by criterion of maintenance of the set frequency characteristics is developed at a minimum quantity of linear and nonlinear elements of amplifiers and demodulators with the general feedback covering the cascade of type «the jet two-port network - a nonlinear part». Nonlinear parts are presented in a kind трёхполюсного а нелинейного элемента и параллельной либо последовательной на токе или напряжении обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем реактивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах L,C. В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

of a feedback. Matching devices are realised in the form of typical schemes of the jet two-port networks which two-poles are executed on concentrated elements L, C . According to this criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres quasioptimum two-poles are as a result received. Presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation of modelling in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the jet two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers and demodulators

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза реактивных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей и высокочастотных частей демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. При этом предполагалось, что нелинейная часть состоит из нелинейного элемента и охватывающей его обратной связи.

Цель данной работы состоит в увеличении произведения коэффициента усиления на рабочую полосу частот усилителей и демодуляторов путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и реактивный СЧ (рисунок 1).

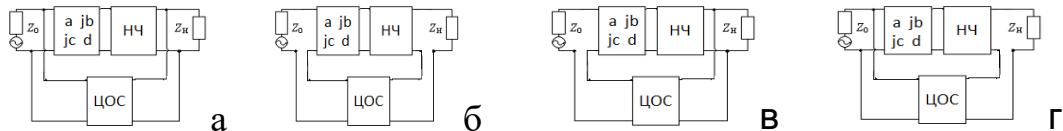


Рис. 1. Структурные схемы усилителей и демодуляторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и реактивными СЧ.

Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы ϕ передаточной функции H усилителей и демодуляторов с дополнительной общей обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = m(\cos\phi + j\sin\phi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и реактивного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_h = r_h + jx_h$.

(рисунки 1а-1г). Реактивные СЧ характеризуются искомыми зависимостями элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «ССЧ-НЧ-ЦОС» [1,2] запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_n[y_{21}^{oc}(ab_y + jbd_y) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

$$\text{где } A_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)]b_y + a_y z_n (1 + y_{11}^{oc} z_0);$$

$$C_0 = z_0[a_y z_n + b_y (1 - y_{22}^{oc} z_n)];$$

$$B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)]d_y + c_y z_n (1 + y_{11}^{oc} z_0); \quad D_0 = z_0[c_y z_n + d_y (1 - y_{22}^{oc} z_n)];$$

$H_0 = y_{12}^{oc} z_n z_n$; $E_0 = -y_{21}^{oc} z_n z_n (a_y d_y - b_y c_y)$; a_y, b_y, c_y, d_y - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d - искомые зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи ССЧ от частоты. Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей без ЦОС и задача синтеза сводится к ранее решённой в [1] задаче. При синтезе ССЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительного принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи реактивного СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(B - C_1 c)b + D_1 d + C_2 c + C}{C_1 d + D}, \quad (3)$$

$$\text{где } B = jd_y y_{21}^{oc} z_n - jB_0 M = b_r + jb_x; \quad C = z_n - H_0 M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \quad C_2 = -jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x};$$

$$D = A_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_n = d_r + jd_x; \quad D_1 = -D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_n[z_{21}^{oc}(ja_y c + c_y d) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = b_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $B_0 = d_y + c_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $C_0 = (z_0 + z_{11}^{oc})(b_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})) + a_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}$;
 $D_0 = (z_0 + z_{11}^{oc})(d_y + c_y(z_h - z_{22}^{oc})) + c_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}$; $E_0 = -z_{21}^{oc}(a_y d_y - b_y c_y)$; $H_0 = z_{12}^{oc}$;
 $z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при следующих уточнениях:

$$\begin{aligned} B &= -jB_0 M = b_r + jb_x; & C &= z_h - H_0 M = c_r + jc_x; & C_1 &= E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= ja_y z_h z_{21}^{oc} - jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; & D &= A_0 M = d_r + jd_x; & D_1 &= c_y z_h z_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (5)$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H = \frac{z_h [h_{21}^{oc} (jb_y c + d_y d) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = a_y z_h + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)$; $B_0 = c_y z_h + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)$; $E_0 = h_{21}^{oc} z_h (a_y d_y - b_y c_y)$;
 $H_0 = h_{12}^{oc} z_h$; $C_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [a_y z_h + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)] + b_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_h$;
 $D_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [c_y z_h + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)] + d_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_h$; $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\begin{aligned} B &= -jB_0 M = b_r + jb_x; & C &= z_h - H_0 M = c_r + jc_x; & C_1 &= E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ D &= A_0 M = d_r + jd_x; & C_2 &= jb_y z_h h_{21}^{oc} - jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; & D_1 &= d_y z_h h_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (7)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{z_h [f_{21}^{oc} (a_y a + jc_y b) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $C_0 = [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $D_0 = [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $E_0 = f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y)$;
 $; A_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_h)] + a_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0$; $B_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_h)] + c_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0$;
 $H_0 = f_{12}^{oc} z_0$; $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$\begin{aligned} B &= jc_y z_h f_{21}^{oc} - jB_0 M = b_r + jb_x; & C &= z_h - H_0 M = c_r + jc_x; & C_1 &= E_0 M = c_{1r} + jc_{1x} \\ ; C_2 &= -jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; & D &= A_0 M - a_y z_h f_{21}^{oc} = d_r + jd_x; & D_1 &= -D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для определения параметров типовых схем СЧ необходимо найти элементы a,b,c,d [1,2], а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (3) с выбранным типом обратной связи. Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного

комплексного уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений двух двухполюсников выбранной схемы реактивных СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем реактивных СЧ. Если в качестве реактивного СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников (рисунок 2а), то зависимости их сопротивлений $X_{1,2}$ от частоты определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 d_{1r}}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + X_2 b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (10)$$

где $A_2 = b_x d_{1r} - b_r d_{1x}$; $B_2 = (c_x - c_{1x} - d_x) d_{1r} + d_{1x} (c_{1r} - c_r + d_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}$;

$$C_2 = (c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) c_{2r} + c_{2x} (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}).$$

Обратное Г-образное соединение двухполюсников $X_{1,2}$ (рисунок 2б):

$$X_1 = \frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) X_2 - c_{2r}}{d_r - X_2 b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (11)$$

где $A_2 = (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_x - b_r (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})$;

$$B_2 = (c_{1r} - c_r - d_{1r}) d_x + d_r (c_x - c_{1x} + d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}; C_2 = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

Т-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3}$ (рисунок 2в):

$$X_1 = \frac{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_3 b_r) X_2 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{(X_2 + X_3) b_r - d_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (12)$$

где $A_2 = (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_x - b_r (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})$;

$$B_2 = (X_3 b_x - d_x) (c_r - c_{1r}) + b_r (c_{2x} - 2X_3 d_{1x}) - b_x (c_{2r} - 2X_3 d_{1r}) + (c_x - c_{1x}) (d_r - X_3 b_r) + d_r d_{1x} - d_x d_{1r};$$

$$C_2 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

$$X_1 = \frac{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_3 b_r) X_2 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{(X_2 + X_3) b_r - d_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где $A_3 = b_x d_{1r} - b_r d_{1x}$;

$$B_3 = [X_2 (c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) - c_{2r}] b_x - b_r [c_{2x} - X_2 (c_x - c_{1x} + 2d_{1x})] + d_r d_{1x} - d_x d_{1r};$$

$$C_3 = (b_r d_x - b_x d_r) X_2^2 + X_2 [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (d_x - X_2 b_x) (c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - X_2 b_r) (c_x - c_{1x} + d_{1x})] + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r$$

$$X_2 = \frac{(d_r - X_3 b_r) X_1 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + (X_1 + X_3) b_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где $A_3 = b_x d_{1r} - b_r d_{1x}$;

$$B_3 = (d_{1r} + X_1 b_r)(c_x - c_{1x}) - (c_r - c_{1r})(d_{1x} + X_1 b_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r};$$

$$C_3 = (b_r d_x - b_x d_r) X_1^2 + X_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + c_{2x} d_r - c_{2r} d_x + (c_{2x} + X_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (c_{2r} + X_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}).$$

П-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3}$ (рисунок 2Г):

$$X_1 = \frac{d_{1r} X_2 X_3 - c_{2r}(X_2 + X_3)}{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_2 b_r) X_3 + c_{2r} + X_2 d_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (13)$$

$$\text{где } A_2 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_2 = [c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - (c_{2x} - X_3 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} - X_3 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x)] X_3 + X_3^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r});$$

$$C_2 = [c_{2x} (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r} (c_{1x} - c_x - d_x + d_{1x})] X_3^2.$$

$$X_1 = \frac{d_{1r} X_2 X_3 - c_{2r}(X_2 + X_3)}{(d_r - c_r - d_{1r} + E_0 M - X_2 b_r) X_3 + c_{2r} + X_2 d_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_2^2 + c_{2x} (d_{1r} + X_2 b_r) - c_{2r} (d_{1x} + X_2 b_x) - (c_{2x} - X_2 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} - X_2 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$B_3 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_2^2 + [c_{2r} (c_{1x} - c_x + 2d_x) - c_{2x} (c_{1r} - c_r + 2d_r)] X_2; C_3 = X_2^2 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r).$$

$$X_2 = \frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) X_1 X_3 - c_{2r}(X_1 + X_3)}{c_{2r} - X_3 d_{1r} + X_1 (d_r - X_3 b_r)}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где

$$A_3 = [b_x (c_{2r} - X_1 d_{1r}) - b_r (c_{2x} - X_1 d_{1x}) + (d_{1x} + X_1 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + X_1 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)] X_1 + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r};$$

$$B_3 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) X_1^2 + X_1 [(c_r - c_{1r})(c_{2x} + X_1 d_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + X_1 d_r)]; C_3 = X_1^2 (c_{2x} d_r - c_{2r} d_x).$$

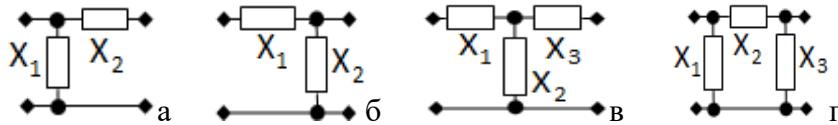


Рис. 2. Примеры синтезированных реактивных СЧ для устройств с дополнительной общей обратной связью

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рисунках 3-4 в качестве примера показаны эквивалентная и принципиальная схемы узкополосного усилителя, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 3а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{44}, R_{66}, R_{72} . Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трёх элементов C_{50}, R_{69}, R_{71} . Нагрузка выполнена

на элементе R_{68} . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе R_{47} . Схема СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах L_2, C_{52}, L_3 , параметры которых определялись по формулам (12).

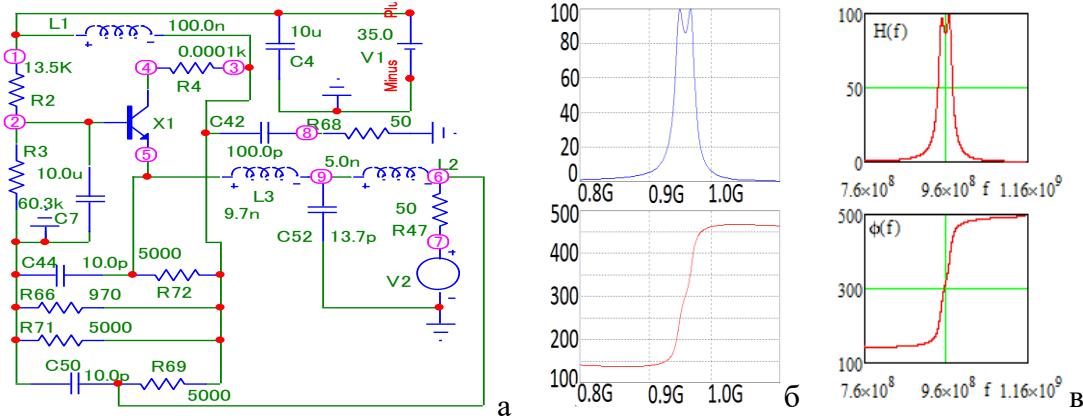


Рис. 3. Принципиальная схема широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ и ФЧХ усилителя, полученные в системе «MicroCap» (б) и в системе «MathCad» (в)

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх сложных двухполюсников ($R_{10}, L_{24}, C_{25}, R_{27}$; $R_{13}, L_{26}, C_{23}, R_{30}$; $R_{28}, L_{25}, C_{26}, R_{29}$; R_9, L_{19}) (рисунок 4а). Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ на двух заданных частотах [1] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения трёх элементов L_{20}, C_{24}, L_{21} . Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 4б) частотные характеристики принципиальной схемы широкополосного усилителя (рисунок 3а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рисунок 4а) усилителя, полученные расчёты путём (рисунок 3в) и экспериментально (рисунки 3б, 4б).

Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 960\text{МГц}$ (рисунки 3в и 4б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 964\text{ МГц}$ (рисунок 3б).

Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 1500 МГц. Это примерно в 4-5 раз больше площади усиления усилителя с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент, для варианта включения СЧ между источником сигнала и нелинейной частью.

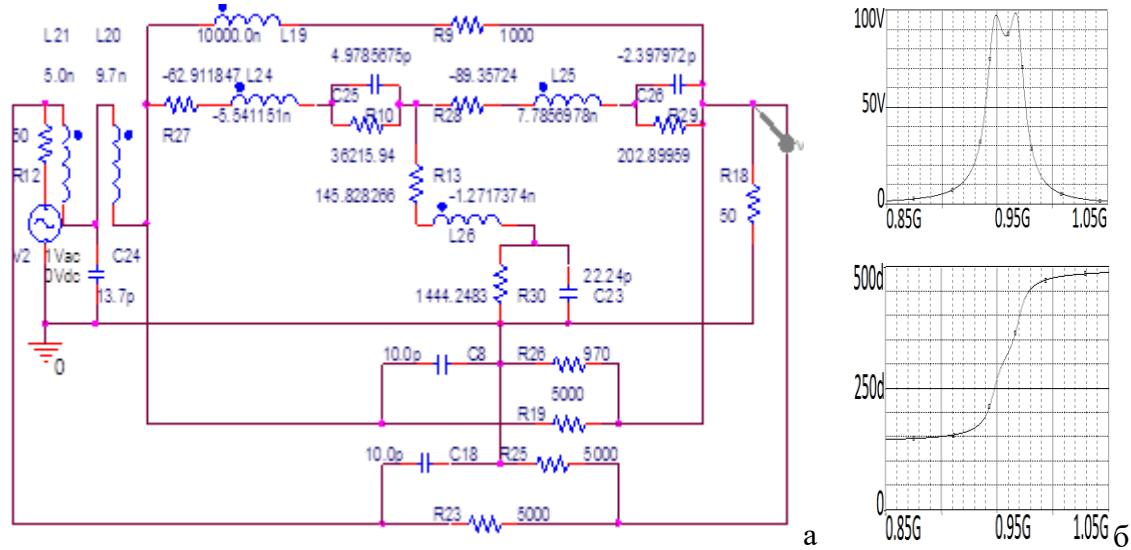


Рис. 4. Эквивалентная схема (а), широкополосного усилителя (рисунок 3а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» (б)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных СЧ (10)-(13) могут быть использованы для технического проектирования различных усилителей и демодуляторов сигналов с угловой модуляцией с дополнительной обратной связью в интересах реализации заданных частотных характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «БВА», 2018. – 588 с.
- Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES

- Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: VUNЦ the Air Forces «BVA», 2018. - 588 with.
- Gurevich I.V.bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975. - 368 with.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков, В.А. Головков

Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
"Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени
профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской
Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза резистивных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных частотных характеристик при минимальном количестве линейных и нелинейных элементов усилителей и демодуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «резистивный четырёхполюсник- нелинейная часть». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем резистивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах R . В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих резистивных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей и демодуляторов

PARAMETRICAL SYNTHESIS INCLUDED BEFORE A NONLINEAR PART RESISTIVE JET MATCHING DEVICES ON TO CRITERION OF MAINTENANCE OF THE SET FREQUENCY CHARACTERISTICS OF AMPLIFIERS AND DEMODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

A.A.Golovkov, V.A.Golovkov

The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis resistive jet matching devices by criterion of maintenance of the set frequency characteristics is developed at a minimum quantity of linear and nonlinear elements of amplifiers and demodulators with the general feedback covering the cascade of type «-resistive the two-port network- a nonlinear part».

Nonlinear parts are presented in a kind трёхполюсного a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. Jet matching e devices are realised in the form of typical schemes of the resistive two-port networks which two-poles are executed on concentrated elements R . According to this criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres quasioptimum two-poles are as a result received. Presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation of in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the resistive two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers and demodulators

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза резистивных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей и высокочастотных частей демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. При этом предполагалось, что нелинейная часть состоит из нелинейного элемента и охватывающей его обратной связи.

Цель данной работы состоит в увеличении произведения коэффициента усиления на рабочую полосу частот усилителей и демодуляторов путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и резистивный СЧ (рисунок 1).

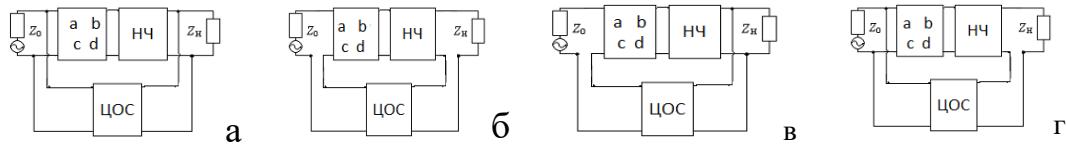


Рис. 1. Структурные схемы усилителей и демодуляторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и резистивными СЧ.

Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров резистивных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы ϕ передаточной функции H усилителей и демодуляторов с дополнительной общей обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = m(\cos\phi + j\sin\phi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и резистивного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $Z_0 = r_0 + jx_0$ и

нагрузки $z_h = r_h + jx_h$ (рисунки 1а-1г). Резистивные СЧ характеризуются искомыми зависимостями элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «СЧ-НЧ» [1,2] запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_h[y_{21}^{oc}(ab_y + bd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где $A_0 = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_0z_h + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_h)]b_y + a_yz_h(1 + y_{11}^{oc}z_0)$;
 $C_0 = z_0[a_yz_h + b_y(1 - y_{22}^{oc}z_h)]$; $B_0 = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_0z_h + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_h)]d_y + c_yz_h(1 + y_{11}^{oc}z_0)$;
 $D_0 = z_0[c_yz_h + d_y(1 - y_{22}^{oc}z_h)]$; $H_0 = y_{12}^{oc}z_0z_h$; $E_0 = -y_{21}^{oc}z_0z_h(a_yd_y - b_yc_y)$; a_y, b_y, c_y, d_y - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d - искомые элементы классической матрицы передачи резистивного СЧ. Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей без ЦОС и задача синтеза сводится к ранее решённой в [1] задаче. При синтезе СЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи резистивного СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(B + C_1c)b + D_1d + C_2c + C}{C_1d + D}, \quad (3)$$

где $B = d_yy_{21}^{oc}z_h - B_0M = b_r + jb_x$; $C = z_h - H_0M = c_r + jc_x$; $C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}$; $C_2 = -C_0M = c_{2r} + jc_{2x}$;
 $D = A_0M - b_yy_{21}^{oc}z_h = d_r + jd_x$; $D_1 = -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}$; $M = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)$.

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_h[z_{21}^{oc}(a_yc + c_yd) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = b_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $B_0 = d_y + c_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $C_0 = (z_0 + z_{11}^{oc})[b_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})] + a_yz_{12}^{oc}z_{21}^{oc}$;
 $D_0 = (z_0 + z_{11}^{oc})[d_y + c_y(z_h - z_{22}^{oc})] + c_yz_{12}^{oc}z_{21}^{oc}$; $E_0 = -z_{21}^{oc}(a_yd_y - b_yc_y)$; $H_0 = z_{12}^{oc}$; $z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при следующих уточнениях:

$$\begin{aligned} B = -B_0 M &= b_r + jb_x; & C = z_h - H_0 M &= c_r + jc_x; & C_1 = E_0 M &= c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 = a_y z_h z_{21}^{oc} - C_0 M &= c_{2r} + jc_{2x}; & D = A_0 M &= d_r + jd_x; & D_1 = c_y z_h z_{21}^{oc} - D_0 M &= d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (5)$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H = \frac{z_h [h_{21}^{oc} (b_y c + d_y d) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = a_y z_h + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)$; $B_0 = c_y z_h + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)$; $E_0 = h_{21}^{oc} z_h (a_y d_y - b_y c_y)$; $H_0 = h_{12}^{oc} z_h$; $C_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [a_y z_h + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)] + b_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_h$; $D_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [c_y z_h + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_h)] + d_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_h$; $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\begin{aligned} B = -B_0 M &= b_r + jb_x; & C = z_h - H_0 M &= c_r + jc_x; & C_1 = E_0 M &= c_{1r} + jc_{1x}; \\ D = A_0 M &= d_r + jd_x; & C_2 = b_y z_h h_{21}^{oc} - C_0 M &= c_{2r} + jc_{2x}; & D_1 = d_y z_h h_{21}^{oc} - D_0 M &= d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (7)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{z_h [f_{21}^{oc} (a_y a + c_y b) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $C_0 = [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $D_0 = [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $E_0 = f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y)$; $A_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (f_{22}^{oc} - z_h)] + a_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0$; $B_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (f_{22}^{oc} - z_h)] + c_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0$; $H_0 = f_{12}^{oc} z_0$; $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$\begin{aligned} B = c_y z_h f_{21}^{oc} - B_0 M &= b_r + jb_x; & C = z_h - H_0 M &= c_r + jc_x; & C_1 = E_0 M &= c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 = -C_0 M &= c_{2r} + jc_{2x}; & D = A_0 M - a_y z_h f_{21}^{oc} &= d_r + jd_x; & D_1 = -D_0 M &= d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для определения параметров типовых схем СЧ необходимо найти элементы a,b,c,d [4,5], а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (3) с выбранным типом обратной связи. Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений двух двухполюсников выбранной схемы резистивных СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений резистивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1).

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем резистивных СЧ. Если в качестве СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников с резистивными сопротивлениями R_1, R_2 (рисунок 2а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), определяются следующим образом:

$$R_1 = \frac{-(c_{2r} + R_2 d_{1r})}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r}; R_K = \frac{-B_{R_K} \pm \sqrt{B_{R_K}^2 - 4A_{R_K} C_{R_K}}}{2A_{R_K}}; K = 2, \quad (10)$$

где $A_{R_2} = b_r d_{1x} - b_x d_{1r}$; $B_{R_2} = d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r)$;

$$C_{R_2} = (c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}).$$

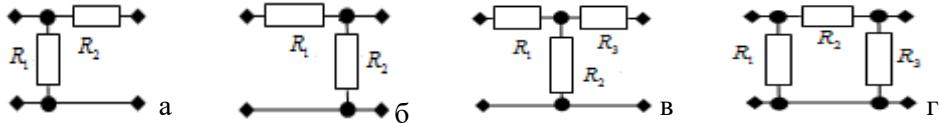


Рис. 2. Примеры синтезированных резистивных СЧ

Далее выражение для определения зависимости сопротивления от частоты одного из двухполюсников СЧ имеет вид R_K из (10) с соответствующим номером K . Например, для СЧ в виде обратного Г-образного соединения двух двухполюсников (рисунок 2б):

$$R_1 = \frac{c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{d_r - R_2 b_r}; K = 2; \quad (11)$$

$$A_{R_2} = (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})b_r - b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}); \quad B_{R_2} = (c_{1x} - c_x - d_{1x})d_r + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r});$$

$$C_{R_2} = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

СЧ в виде Т-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2в):

$$R_1 = -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_3 b_r)R_2 + c_{2r} + R_3 d_{1r}}{b_r(R_2 + R_3) - d_r}; K = 2; \quad (12)$$

$$A_{R_2} = (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})b_x + b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x});$$

$$B_{R_2} = (c_r - c_{1r} + d_{1r})(d_x - R_3 b_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (d_r - R_3 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + R_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r});$$

$$C_{R_2} = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r.$$

$$R_1 = -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_3 b_r)R_2 + c_{2r} + R_3 d_{1r}}{b_r(R_2 + R_3) - d_r}; K = 3;$$

$$A_{R_3} = b_r d_{1x} - b_x d_{1r}; \quad B_{R_3} = [c_{2x} + R_2(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})]b_r + d_x d_{1r} - d_r d_{1x} - b_x[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})];$$

$$C_{R_3} = [c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} + d_{1r})](d_x - R_2 b_x) - [c_{2x} + R_2(c_x - c_{1x} + d_{1x})](d_r - R_2 b_r) + R_2^2(b_r d_x - b_x d_r).$$

$$R_2 = -\frac{c_{2r} - R_1 d_r + R_3(d_{1r} + R_1 b_r)}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 3; \quad A_{R_3} = b_r d_{1x} - b_x d_{1r};$$

$$B_{R_3} = (d_{1x} + R_1 b_x)(c_r - c_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (c_x - c_{1x})(d_{1r} + R_1 b_r) + d_x d_{1r} - d_r d_{1x};$$

$$C_{R_3} = (c_{2x} - R_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + R_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - R_1^2(b_r d_x - b_x d_r) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - (c_{2r} - R_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}).$$

СЧ в виде П-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2г):

$$R_1 = -\frac{c_{2r}(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_{1r}}{c_{2r} - R_2 d_r + R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)}; \quad K = 2; \quad (13)$$

$$A_{R_2} = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_{R_2} = R_3[(c_{2r} + R_3 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r + R_3(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - (c_{2x} + R_3 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r)];$$

$$C_{R_2} = R_3^2[(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) c_{2r} + c_{2x} (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})].$$

$$R_1 = -\frac{c_{2r}(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_{1r}}{c_{2r} - R_2 d_r + R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)}; \quad K = 3;$$

$$A_{R_3} = (c_{1x} - c_x + d_x)(c_{2r} + R_2 d_{1r}) + R_2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + R_2^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - (c_{2x} + R_2 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r);$$

$$B_{R_3} = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_2^2 + R_2[(c_{1x} - c_x + 2d_x) c_{2r} - c_{2x} (c_{1r} - c_r + 2d_r)]; \quad C_{R_3} = R_2^2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r).$$

$$R_2 = -\frac{(R_1 + R_3)c_{2r} + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{c_{2r} - R_1 d_r + R_3(d_{1r} + R_1 b_r)}; \quad K = 3;$$

$$A_{R_3} = [R_1(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_{1x} + R_1 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + R_1 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)] R_1 + c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x};$$

$$B_{R_3} = R_1[(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_1 - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_1 d_x) + (c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_1 d_r)]; \quad C_{R_3} = R_1^2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r).$$

СЧ в виде перекрытого Т-образного звена (рисунок 3а):

$$R_1 = -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) + R_3 R_4(d_{1r} + R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - R_4 d_r}; \quad K = 2; \quad (14)$$

$$A_{R_2} = R_4^2[(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) b_r - b_x (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})];$$

$$B_{R_2} = [(d_x - R_3 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + R_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (d_r - R_3 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})] R_4^2 + B;$$

$$B = R_3 R_4[(d_x + d_{1x})(c_r - c_{1r}) + 2(d_x d_{1r} - d_r d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(d_r + d_{1r})];$$

$$C_{R_2} = \{[R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r}) c_{2x} - c_{2r} (c_x - c_{1x})] (R_3 + R_4) + R_3 R_4[(c_r - c_{1r}) d_{1x} - d_{1r} (c_x - c_{1x})]\} R_3 + C;$$

$$C = (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_3 + R_4)^2 - R_3^2[(c_{2r} - R_4^2 b_r) d_{1x} - d_{1r} (c_{2x} - R_4^2 b_x)].$$

$$R_1 = -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) + R_3 R_4(d_{1r} + R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - R_4 d_r}; \quad K = 3;$$

$$A_{R_3} = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) R_4 + c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x} - (c_{2x} + R_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} + R_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$B_{R_3} = B - R_4 \{(2R_2 + R_4)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_x - c_{1x})[c_{2r} + R_2(d_r + d_{1r} - R_4 b_r)] + 2(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)\};$$

$$\begin{aligned}
B &= [2R_2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] R_4^2 + R_4(c_r - c_{1r})[c_{2x} + R_2(d_x + d_{1x} - R_4 b_x)]; \\
C_{R_3} &= \{[b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_x - R_2 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - R_2 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})] R_2 + (b_x d_r - b_r d_x) R_2^2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r\} R_4^2. \\
R_1 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) + R_3 R_4(d_{1r} + R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - R_4 d_r}; \quad K = 4; \\
A_{R_4} &= \{[d_x - b_x(R_2 + R_3)](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - [d_r - b_r(R_2 + R_3)](c_x - c_{1x} + d_{1x})] R_2 - R_3(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - R_2^2(b_r d_x - b_x d_r) + A; \\
A &= c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - [b_x(c_{2r} + R_3 d_{1r}) - b_r(c_{2x} + R_3 d_{1x})] (R_2 + R_3); \\
B_{R_4} &= B + [(c_{1x} - c_x + 2d_x)c_{2r} - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r) + R_2[(d_x + d_{1x})(c_r - c_{1r}) + 2(d_x d_{1r} - d_r d_{1x})]c_{2r} - (d_r + d_{1r})(c_x - c_{1x})] \} R_3; \\
B &= [(c_{1x} - c_x + d_x)d_{1r} + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r)] R_3^2; \quad C_{R_4} = R_3^2[(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]; \\
R_2 &= -\frac{(R_1 + R_3 + R_4)c_{2r} + R_4[R_3(d_{1r} + R_1 b_r) - R_1 d_r] + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{(R_1 + R_3 + R_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + R_4 b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 3; \\
A_{R_3} &= (c_{1x} - c_x + d_x)(c_{2r} + R_4 d_{1r}) + R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - d_{1x}(c_{2r} - R_4^2 b_r) + d_{1r}(c_{2x} - R_4^2 b_x) - (c_{1r} - c_r + d_r)(c_{2x} + R_4 d_{1x}); \\
B_{R_3} &= B - (c_x - c_{1x})[(R_1 + R_4)(2c_{2r} + R_4 d_{1r}) - R_1 R_4(d_r - R_4 b_r)] - 2(R_1 + R_4)[c_{2x}(d_r - d_{1r}) - c_{2r}(d_x - d_{1x})] - R_4^2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}); \\
B &= R_4(2R_1 + R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + (c_r - c_{1r})[(R_1 + R_4)(2c_{2x} + R_4 d_{1x}) - R_1 R_4(d_x - R_4 b_x)]; \\
C_{R_3} &= \{C + [c_{2x}(R_1 + R_4) - R_1 R_4 d_x](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - [c_{2r}(R_1 + R_4) - R_1 R_4 d_r](c_x - c_{1x} + d_{1x})\} (R_1 + R_4) - R_1^2 R_4^2(b_r d_x - b_x d_r); \\
C &= [(d_x - R_4 b_x)c_{2r} - c_{2x}(d_r - R_4 b_r)] R_1 + R_4(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r). \\
R_2 &= -\frac{(R_1 + R_3 + R_4)c_{2r} + R_4[R_3(d_{1r} + R_1 b_r) - R_1 d_r] + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{(R_1 + R_3 + R_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + R_4 b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 4; \\
A_{R_4} &= [R_3(d_{1x} + R_1 b_x) - R_1 d_x](c_r - c_{1r}) + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})(R_1 - R_3) + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + A; \\
A &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3) - R_1^2(b_r d_x - b_x d_r) + R_3^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - (c_x - c_{1x})[R_3(d_{1r} + R_1 b_r) - R_1 d_r]; \\
B_{R_4} &= [2c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - 2c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - (c_r - c_{1r})(R_1 d_x - R_3 d_{1x}) + (c_x - c_{1x})(R_1 d_r - R_3 d_{1r})] (R_1 + R_3) + B; \\
B &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3)^2 + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})(R_1^2 - R_3^2); \quad C_{R_4} = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] (R_1 + R_3)^2. \\
R_3 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_1 + R_4) - R_1 R_4(d_r - R_2 b_r)}{(R_1 + R_2)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \quad K = 4; \\
A_{R_4} &= (b_x d_r - b_r d_x)(R_1 + R_2)^2 + \{R_2[b_r(c_x - c_{1x}) - b_x(c_r - c_{1r})] + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}\} (R_1 + R_2) + A; \\
A &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_2^2 + [d_{1x}(c_x - c_{1x}) - d_{1r}(c_r - c_{1r})] R_2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}; \\
B_{R_4} &= \{2d_{1r}(c_{2x} - R_2 d_x) - 2d_{1x}(c_{2r} - R_2 d_r) + (c_x - c_{1x})[d_r(R_1 + R_2) - c_{2r} + R_2 d_{1r}] - (c_r - c_{1r})[d_x(R_1 + R_2) - c_{2x} + R_2 d_{1x}]\} R_1 + B; \\
B &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_1^2; \quad C_{R_4} = [(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})] R_1^2.
\end{aligned}$$

СЧ в виде двух Г-образных звеньев (рисунок 3а):

$$R_1 = -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_{1r}}{[c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r(R_2 + R_4)] R_3 + (d_{1r} + R_2 b_r) R_4 + c_{2r} - R_2 d_r}; \quad K = 2; \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
A_{R_2} &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_3 + R_4)^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})(R_3 + R_4) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r \\
; \quad B_{R_2} &= \{(R_3 + R_4)[(c_{1x} - c_x - 2R_4 b_x) d_{1r} + d_{1x}(c_r - c_{1r} + 2R_4 b_r) + (c_{1x} - c_x + 2d_x) c_{2r} - c_{2x} (c_{1r} - c_r + 2d_r)] + B\} R_2 R_3; \\
B &= (R_3 + 2R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}); \\
C_{R_2} &= [R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + R_4^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - (c_{2x} + R_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} + R_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x)] R_3^2. \\
R_1 &= -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_{1r}}{[c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r(R_2 + R_4)] R_3 + (d_{1r} + R_2 b_r) R_4 + c_{2r} - R_2 d_r}; \quad K = 3; \\
A_{R_3} &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_4)^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - [c_{2x} + d_{1x}(R_2 + R_4)][(c_{1r} - c_r + d_r) + [c_{2r} + d_{1r}(R_2 + R_4)][(c_{1x} - c_x + d_x)] + A; \\
B_{R_3} &= [(R_3 + 2R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - (c_{2x} + R_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + 2d_r) + (c_{2r} + R_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + 2d_x) + B] R_2 - R_2^2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}); \\
A &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_2 + R_4); \quad B = 2R_4(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_4); \\
C_{R_3} &= R_2^2[(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_4 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r]. \\
R_1 &= -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_{1r}}{[c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r(R_2 + R_4)] R_3 + (d_{1r} + R_2 b_r) R_4 + c_{2r} - R_2 d_r}; \quad K = 4; \\
B_{R_4} &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})(R_2 + R_3)^2 + \{R_3[d_{1x}(c_r - c_{1r}) - d_{1r}(c_x - c_{1x})] + 2R_2 R_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})\}(R_2 + R_3); \\
C_{R_4} &= (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_2 + R_3)^2 + \{R_3[c_{2x}(c_r - c_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x})] + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_2 R_3\}(R_2 + R_3) + C; \\
A_{R_4} &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_3)^2; \quad C = R_3^2\{(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_2^2 + [d_{1x}(c_r - c_{1r}) - d_{1r}(c_x - c_{1x})]R_2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}\}. \\
R_2 &= -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_1 + R_3) + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)}{(d_{1r} + R_1 b_r)(R_3 + R_4) + c_{2r} - R_1 d_r}; \quad K = 3; \\
A_{R_3} &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})R_1^2 + [b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - (d_{1x} + R_1 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) + (d_{1r} + R_1 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)] R_1 + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}; \\
B_{R_3} &= [b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - 2R_4(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}] R_1^2 + \{B - (c_x - c_{1x})[c_{2r} - R_1 d_r + R_4(d_{1r} + R_1 b_r)]\} R_1; \\
B &= (c_r - c_{1r})[c_{2x} - R_1 d_x + R_4(d_{1x} + R_1 b_x)]; \quad C_{R_3} = [(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})R_4^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_4 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r] R_1^2. \\
R_2 &= -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_1 + R_3) + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)}{(d_{1r} + R_1 b_r)(R_3 + R_4) + c_{2r} - R_1 d_r}; \quad K = 4; \\
B_{R_4} &= R_3\{R_1[(c_{1x} - c_x)d_{1r} + d_{1x}(c_r - c_{1r})] - R_1^2[(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})b_r - b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})]\} - R_1^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}); \\
C_{R_4} &= [C - (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3)] R_1 R_3 - R_3^2\{[b_x(d_r - d_{1r}) - b_r(d_x - d_{1x})]R_1^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}\} - R_1^2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r). \\
C &= (c_r - c_{1r})[c_{2x} - R_1 d_x + R_3(d_{1x} + R_1 b_x) - (c_x - c_{1x})[c_{2r} - R_1 d_r + R_3(d_{1r} + R_1 b_r)] + (R_1 - R_3)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})]; \quad A_{R_4} = R_1^2(b_x d_{1r} - b_r d_{1x}). \\
R_3 &= -\frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_1 + R_2) - R_1 R_2(d_r - R_4 b_r)}{(R_2 + R_4)(d_{1r} + R_1 b_r) + c_{2r} + R_1(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; \quad K = 4; \\
B_{R_4} &= \{(c_r - c_{1r})[d_{1x}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 b_x] - (c_x - c_{1x})[d_{1r}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 b_r] + R_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})\} R_1; \\
C_{R_4} &= [C + R_1(R_1 + R_2)[R_2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + c_{2x}(c_r - c_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x})] - (R_1 + R_2)^2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})]; \\
C &= \{(b_x d_r - b_r d_x)R_2^2 + [(c_x - c_{1x})d_r - d_x(c_r - c_{1r})]R_2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r\} R_1^2; \quad A_{R_4} = R_1^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}).
\end{aligned}$$

СЧ в виде двух обратных Г-образных звеньев (рисунок 3б):

$$R_1 = \frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r + R_4 [c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + R_3 b_r)]}{(d_r - R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; \quad K = 2; \quad (16)$$

$$A_{R_2} = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_x - R_4 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (d_r - R_4 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})] R_4 + (b_x d_r - b_r d_x) R_4^2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_{R_2} = [R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})] (2R_3 + R_4) + (R_3 + R_4) \{[2c_{2r} + R_4(c_r - c_{1r})] d_x - d_r [2c_{2x} + R_4(c_x - c_{1x})]\} - B;$$

$$B = R_2 R_4^2 [(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) b_x - b_r (c_x - c_{1x} + 2d_{1x})];$$

$$C_{R_2} = R_3^2 R_4^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + (R_3 + R_4) R_3 R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_3 + R_4)^2.$$

$$R_1 = \frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r + R_4 [c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + R_3 b_r)]}{(d_r - R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; \quad K = 3;$$

$$A_{R_3} = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_4 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_{R_3} = 2[(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_2 + R_4) + R_2 R_4^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})] + B;$$

$$B = R_4 \{[(c_r - c_{1r})(d_x - R_4 b_x) - (c_x - c_{1x})(d_r - R_4 b_r)] R_2 + (2R_2 + R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})\};$$

$$C_{R_3} = (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_2 + R_4)^2 + C;$$

$$C = (R_2 + R_4) [(c_r - c_{1r} + d_{1r}) d_x - d_r (c_x - c_{1x} + d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] R_2 R_4 + R_2 R_4^2 [(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) b_r - b_x (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})].$$

$$R_1 = \frac{(c_{2r} + R_4 d_{1r})(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r + R_4 [c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + R_3 b_r)]}{(d_r - R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; \quad K = 4;$$

$$A_{R_4} = (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) (R_2 + R_3)^2 + (R_2 + R_3) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) - R_2^2 (b_r d_x - b_x d_r) + R_2 (c_r - c_{1r}) [d_x - b_x (R_2 + R_3)] + A;$$

$$A = c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - R_2 (c_x - c_{1x}) [d_r - b_r (R_2 + R_3)]; \quad B_{R_4} = (R_2 + R_3)^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + [2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) + B] (R_2 + R_3);$$

$$B = R_2 [(c_{1x} - c_x) d_r + d_x (c_r - c_{1r})]; \quad C_{R_4} = (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_2 + R_3)^2.$$

$$R_2 = -\frac{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (d_{1r} + R_1 b_r)}{(R_4 b_r - d_r) (R_1 + R_3) + c_{2r} + R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; \quad K = 3;$$

$$A_{R_3} = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) R_4^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_4 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r;$$

$$B_{R_3} = \{(c_x - c_{1x}) [c_{2r} - R_1 d_r + R_4 (d_{1r} + R_1 b_r)] - (c_r - c_{1r}) [c_{2x} - R_1 d_x + R_4 (d_{1x} + R_1 b_x)] - R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + 2(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)\} R_4;$$

$$C_{R_3} = [(b_r d_x - b_x d_r) R_1^2 - R_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r - (c_{2x} - R_1 d_x) (c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (c_{2r} - R_1 d_r) (c_x - c_{1x} + d_{1x})] R_4^2.$$

$$R_2 = -\frac{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (d_{1r} + R_1 b_r)}{(R_4 b_r - d_r) (R_1 + R_3) + c_{2r} + R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; \quad K = 4;$$

$$A_{R_4} = (R_3 - R_1) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_x - c_{1x}) [c_{2r} - R_1 d_r + R_3 (d_{1r} + R_1 b_r)] + (c_r - c_{1r}) [c_{2x} - R_1 d_x + R_3 (d_{1x} + R_1 b_x)] + R_1^2 (b_r d_x - b_x d_r) - A;$$

$$B_{R_4} = R_3 \{R_1 [(c_{1x} - c_x) d_r + d_x (c_r - c_{1r})] + (c_x - c_{1x} - 2d_x) c_{2r} + c_{2x} (c_{1r} - c_r + 2d_r)\} - R_3^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r});$$

$$A = R_3^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (R_1 + R_3) - c_{2x} (d_r - d_{1r}) + c_{2r} (d_x - d_{1x}); \quad C_{R_4} = (c_{2x} d_r - c_{2r} d_x) R_3^2.$$

$$R_3 = -\frac{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_2 + R_4) + R_2 R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_1 b_r)}{(R_4 b_r - d_r) (R_1 + R_2) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \quad K = 4;$$

$$A_{R_4} = -[(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) (R_1 + R_2) - (R_1 + R_2)^2 (b_r d_x - b_x d_r) + R_2^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} + A];$$

$$B_{R_4} = \{(c_r - c_{1r})[c_{2x} - d_x(R_1 + R_2)] - (c_x - c_{1x})[c_{2r} - d_r(R_1 + R_2)]\}R_2 - R_2^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r});$$

$$A = \{(c_x - c_{1x})[d_{1r} + b_r(R_1 + R_2)] - (c_r - c_{1r})[d_{1x} + b_x(R_1 + R_2)]\}R_2; C_{R_4} = (c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)R_2^2.$$

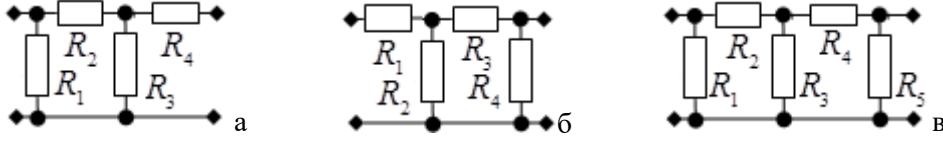


Рис. 3. Примеры синтезированных резистивных СЧ (продолжение)

СЧ в виде каскадно-соединённых Г-образного и П-образного звеньев (рисунок 3в):

$$R_1 = -\frac{(c_{2r} + R_5 d_{1r})[R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4] + R_5 c_{2r}(R_2 + R_3)}{[(d_{1r} + R_2 b_r)(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]R_5 + (c_{2r} - R_2 d_r)(R_3 + R_4 + R_5) - R_3 d_r(R_4 + R_5)}; K = 2; (17)$$

$$A_2 = -[(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_3 + R_4 + R_5)^2 + R_5^2(R_3 + R_4)^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + R_5(R_3 + R_4)(R_3 + R_4 + R_5)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})];$$

$$B_2 = \{B - R_5(R_3 + R_4)[(c_r - c_{1r})d_{1x} - d_{1r}(c_x - c_{1x})] - 2R_4 R_5(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_3 + R_4)\}R_3 R_5 - 2R_3(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_4 + R_5)(R_3 + R_4 + R_5);$$

$$B = [c_{2r}(c_x - c_{1x}) - c_{2x}(c_r - c_{1r})](R_3 + R_4 + R_5) - [R_3 R_5 + 2R_4(R_3 + R_4 + R_5)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})];$$

$$C_2 = \left(C - (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_4 + R_5)^2 - \{R_5[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})] + R_4 R_5(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})\}(R_4 + R_5) \right) R_3^2;$$

$$C = -R_5^2 \{d_{1x}[b_r R_4^2 + (c_r - c_{1r})R_4 - c_{2r}] - d_{1r}[b_x R_4^2 + (c_x - c_{1x})R_4 - c_{2x}]\}.$$

$$R_1 = -\frac{(c_{2r} + R_5 d_{1r})[R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4] + R_5 c_{2r}(R_2 + R_3)}{[(d_{1r} + R_2 b_r)(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]R_5 + (c_{2r} - R_2 d_r)(R_3 + R_4 + R_5) - R_3 d_r(R_4 + R_5)}; K = 3;$$

$$A_3 = [c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r} - (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_4)^2 - (R_2 + R_4)[(c_{1x} - c_x)d_{1r} + d_{1x}(c_r - c_{1r})]R_5^2 - [(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_2 + R_4 + R_5)^2 + A];$$

$$A = [(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x}) + (R_2 + R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})]R_5(R_2 + R_4 + R_5);$$

$$B_3 = -2R_2 R_4 R_5^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_4) - \{R_2 R_4 R_5^2[(c_{1x} - c_x)d_{1r} + d_{1x}(c_r - c_{1r})] + 2R_2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_4 + R_5)(R_2 + R_4 + R_5) + B\};$$

$$B = R_2 R_5 \{[2R_4(R_2 + R_4) + R_5(R_2 + 2R_4)][b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}] + [(c_{1x} - c_x)c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r})](R_4 + R_5)\};$$

$$C_3 = \{(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)(R_4 + R_5)^2 - R_4^2 R_5^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - R_4 R_5(R_4 + R_5)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})\}R_2^2.$$

$$R_1 = -\frac{(c_{2r} + R_5 d_{1r})[R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4] + R_5 c_{2r}(R_2 + R_3)}{[(d_{1r} + R_2 b_r)(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]R_5 + (c_{2r} - R_2 d_r)(R_3 + R_4 + R_5) - R_3 d_r(R_4 + R_5)}; K = 4;$$

$$A_4 = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_5^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_5 + c_{2x} d_r - c_{2r} d_x](R_2 + R_3)^2;$$

$$B_4 = -\{(2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)[R_2 R_3 + R_5(R_2 + R_3)] + \{[2R_2 R_3 + R_5(R_2 + R_3)][b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}] + B\}R_5\}(R_2 + R_3);$$

$$B = R_3[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})] + [2R_2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r})d_{1x} - d_{1r}(c_x - c_{1x})]R_3 R_5;$$

$$C_4 = (c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)[R_2 R_3 + R_5(R_2 + R_3)]^2 - [R_2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (c_{1x} - c_x)c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r})]R_3 R_5[R_2 R_3 + R_5(R_2 + R_3)] - C;$$

$$C = R_3^2 R_5^2 \{(b_r d_{1x} + b_x d_{1r})R_2^2 - [(c_{1x} - c_x)d_{1r} + d_{1x}(c_r - c_{1r})]R_2 + c_{2x} d_r - c_{2r} d_x\}.$$

$$R_1 = -\frac{(c_{2r} + R_5 d_{1r})[R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4] + R_5 c_{2r}(R_2 + R_3)}{[(d_{1r} + R_2 b_r)(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]R_5 + (c_{2r} - R_2 d_r)(R_3 + R_4 + R_5) - R_3 d_r(R_4 + R_5)}; K = 5;$$

$$A_5 = A - \{(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(R_2 + R_3)^2 + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})[R_2 R_3 + R_4(R_2 + R_3)]^2 + R_5(R_2 + R_3)[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})]\};$$

$$A = (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})R_3^2 - [R_2 R_3 + R_4(R_2 + R_3)]\{(R_2 + R_3)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + R_3[(c_r - c_{1r})d_{1x} - d_{1r}(c_x - c_{1x})]\};$$

$$B_5 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) [R_2 R_3 + R_4 (R_2 + R_3)]^2 - \{R_3 [(c_{1x} - c_x) c_{2r} + c_{2x} (c_r - c_{1r})] + 2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_2 + R_3)\} [R_2 R_3 + R_4 (R_2 + R_3)];$$

$$C_5 = (c_{2x} d_r - c_{2r} d_x) [R_2 R_3 + R_4 (R_2 + R_3)]^2.$$

$$R_2 = -\frac{[R_5 (c_r - c_{1r} + R_4 b_r) - d_r (R_4 + R_5)] R_1 R_3 + (c_{2r} + R_5 d_{1r}) [R_4 (R_1 + R_3) + R_1 R_3] + R_5 c_{2r} (R_1 + R_3)}{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_3 + R_4 + R_5) + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r) (R_3 + R_4)}; \quad K = 3;$$

$$A_3 = A + [c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - R_5 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})] R_1^2 + R_1 R_5 [(c_x - c_{1x}) (c_{2r} - R_1 d_r) - (c_r - c_{1r}) (c_{2x} - R_1 d_x) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (R_1 + R_5)];$$

$$A = R_5^2 \{R_1^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + R_1 [(d_{1x} + R_1 b_x) (c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + R_1 b_r) (c_{1x} - c_x + d_x)] - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}\};$$

$$B_3 = \{[(c_x - c_{1x}) (c_{2r} - R_1 d_r) - (c_r - c_{1r}) (c_{2x} - R_1 d_x)] (R_4 + R_5) - R_4 R_5 [(c_r - c_{1r}) (d_{1x} + R_1 b_x) - (c_x - c_{1x}) (d_{1r} + R_1 b_r)]\} R_1 R_5 + B;$$

$$B = R_1^2 [2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_4 + R_5) + R_5 (2R_4 + R_5) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + 2R_4 R_5^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})];$$

$$C_3 = [(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_4 + R_5)^2 + R_4^2 R_5^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + R_4 R_5 (R_4 + R_5) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})] R_1^2.$$

$$R_2 = -\frac{[R_5 (c_r - c_{1r} + R_4 b_r) - d_r (R_4 + R_5)] R_1 R_3 + (c_{2r} + R_5 d_{1r}) [R_4 (R_1 + R_3) + R_1 R_3] + R_5 c_{2r} (R_1 + R_3)}{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_3 + R_4 + R_5) + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r) (R_3 + R_4)}; \quad K = 4;$$

$$A_4 = R_1^2 [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_5^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_5 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r];$$

$$B_4 = B + R_1^2 [2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_3 + R_5) + R_5 (2R_3 + R_5) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + 2R_3 R_5^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})];$$

$$B = \{[(c_x - c_{1x}) [c_{2r} - R_1 d_r + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r)] - (c_r - c_{1r}) [c_{2x} - R_1 d_x + R_5 (d_{1x} + R_1 b_x)]\} R_1 R_3 R_5;$$

$$C_4 = \{[R_1 (R_3 + R_5) + R_3 R_5] (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - (R_3 + R_5) [R_1 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r}) (c_{2x} - R_1 d_x) - (c_x - c_{1x}) (c_{2r} - R_1 d_r)]\} R_1 R_3 R_5 + C;$$

$$C = R_1^2 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_3 + R_5)^2 + R_3^2 R_5^2 [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_1^2 + [(d_{1x} + R_1 b_x) (c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + R_1 b_r) (c_{1x} - c_x + d_x)] R_1 + c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}].$$

$$R_2 = -\frac{[R_5 (c_r - c_{1r} + R_4 b_r) - d_r (R_4 + R_5)] R_1 R_3 + (c_{2r} + R_5 d_{1r}) [R_4 (R_1 + R_3) + R_1 R_3] + R_5 c_{2r} (R_1 + R_3)}{(c_{2r} - R_1 d_r) (R_3 + R_4 + R_5) + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r) (R_3 + R_4)}; \quad K = 5;$$

$$A_5 = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) (R_3 + R_4)^2 + (b_x d_r - b_r d_x) R_3^2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r] R_1^2 + R_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) [R_3^2 + R_1 (R_3 + R_4)] - R_3^2 (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) + A;$$

$$A = R_1 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) [R_3^2 - R_1 (R_3 + R_4)] + \{(c_x - c_{1x}) [c_{2r} - R_1 d_r + (R_3 + R_4) (d_{1r} + R_1 b_r)] - (c_r - c_{1r}) [c_{2x} - R_1 d_x + (R_3 + R_4) (d_{1x} + R_1 b_x)]\} R_1 R_3;$$

$$B_5 = \left((R_3 + R_4)^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (R_3 + R_4) \{R_3 [(c_{1x} - c_x) d_r + d_x (c_r - c_{1r})] + 2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)\} \right) R_1^2 - B;$$

$$B = R_1 R_3 (R_3 + R_4) [(c_r - c_{1r}) c_{2x} - c_{2r} (c_x - c_{1x})]; \quad C_5 = R_1^2 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_3 + R_4)^2.$$

$$R_3 = -\frac{[c_{2r} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_r] (R_4 + R_5) + R_4 R_5 [d_{1r} (R_1 + R_2) + R_1 R_2 b_r]}{[c_{2r} - R_1 d_r + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r)] (R_2 + R_4) + R_1 R_5 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + (R_1 + R_5) c_{2r}}; \quad K = 4;$$

$$A_4 = R_1^2 [(c_{2r} + R_5 d_{1r}) (d_x - R_5 b_x) - (c_{2x} + R_5 d_{1x}) (d_r - R_5 b_r)];$$

$$B_4 = \{(c_r - c_{1r}) [(c_{2x} + R_5 d_{1x}) (R_1 + R_2) - R_1 R_2 (d_x - R_5 b_x)] - (c_x - c_{1x}) [(c_{2r} + R_5 d_{1r}) (R_1 + R_2) - R_1 R_2 (d_r - R_5 b_r)]\} R_1 R_5 + B;$$

$$C_4 = -(R_1 + R_2)^2 (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) - R_1^2 [(b_r d_x - b_x d_r) R_2^2 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r] R_5^2 + R_1 (c_r - c_{1r}) [c_{2x} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_x] - (c_x - c_{1x}) [c_{2r} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_r] + C;$$

$$B = R_1^2 R_5 [(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_5 + 2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)]; \quad C = R_2 (R_1 + R_2) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}).$$

$$R_3 = -\frac{[c_{2r} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_r] (R_4 + R_5) + R_4 R_5 [d_{1r} (R_1 + R_2) + R_1 R_2 b_r]}{[c_{2r} - R_1 d_r + R_5 (d_{1r} + R_1 b_r)] (R_2 + R_4) + R_1 R_5 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + (R_1 + R_5) c_{2r}}; \quad K = 5;$$

$$A_5 = [A + (c_r - c_{1r}) [(c_{2x} + R_4 d_{1x}) (R_1 + R_2) - R_1 R_2 (d_x - R_4 b_x)] R_1 - [(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) (R_1 + R_2)^2 + R_1^2 (A_0 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r)];$$

$$B_5 = [(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) R_4^2 + 2R_4 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)] R_1^2 + R_1 R_4 \{(c_r - c_{1r}) [c_{2x} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_x] - (c_x - c_{1x}) [c_{2r} (R_1 + R_2) - R_1 R_2 d_r]\};$$

$$A = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) [(R_1 + R_2) R_2 + R_1 R_4] + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) [R_2 (R_1 + R_2) - R_1 R_4] - (c_x - c_{1x}) [(c_{2r} + R_4 d_{1r}) (R_1 + R_2) - R_1 R_2 (d_r - R_4 b_r)];$$

$$A_0 = (b_r d_x - b_x d_r) R_2^2 + (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) R_4^2; \quad C_5 = R_1^2 R_4^2 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r).$$

$$R_4 = -\frac{[(R_3 + R_5)c_{2r} + R_3R_5d_{1r}](R_1 + R_2) + R_3R_5[c_{2r} + R_1(c_r - c_{1r} + R_2b_r)] - R_1d_r[R_5(R_2 + R_3) + R_2R_3]}{(c_{2r} + R_5d_{1r})(R_1 + R_2 + R_3) - R_1(d_r - R_5b_r)(R_2 + R_3)}; K = 5;$$

$$A_5 = A - (c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_1 + R_2 + R_3)^2 - R_1^2(b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_3)^2 - R_1^2 R_3(R_2 + R_3)[b_x(c_r - c_{1r}) - b_r(c_x - c_{1x})];$$

$$A = R_1^2 R_3^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + \{R_1(R_2 + R_3)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - R_1 R_3[(c_r - c_{1r})d_{1x} - d_{1r}(c_x - c_{1x})]\}(R_1 + R_2 + R_3);$$

$$B_5 = \{(c_x - c_{1x})[(c_{2r} - R_1d_r)(R_2 + R_3) + R_1c_{2r}] - (c_r - c_{1r})[(c_{2x} - R_1d_x)(R_2 + R_3) + R_1c_{2x}]\}R_1R_3 + R_1^2 R_3^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r});$$

$$C_5 = R_1^2 R_3^2(c_{2r}d_x - c_{2x}d_r).$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рисунках 4-5 в качестве примера показаны эквивалентная и принципиальная схемы узкополосного усилителя, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 4а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{59}, R_{96}, R_{97} . Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трёх элементов C_{61}, R_{98}, R_{99} . Нагрузка выполнена на элементе R_{68} . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе R_{47} . Схема СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах R_{92}, R_{93}, R_{94} , параметры которых определялись по формулам (12).

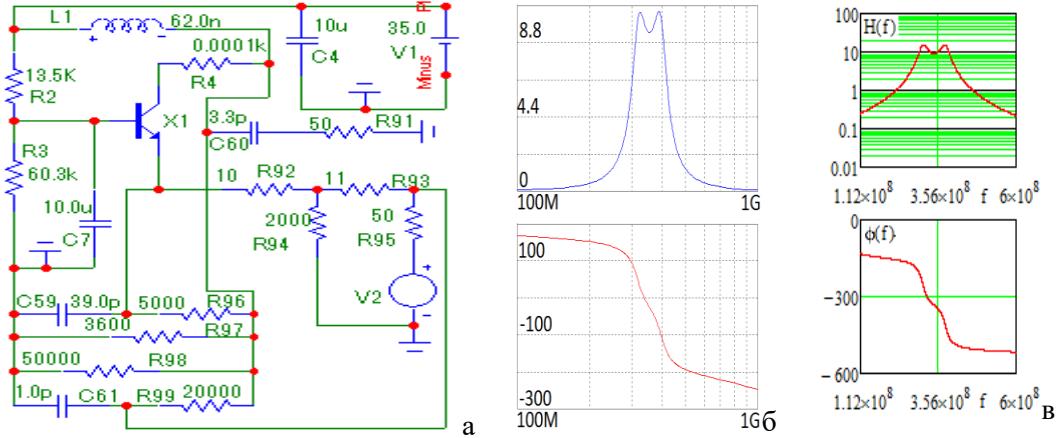


Рис. 4. Принципиальная схема широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ и ФЧХ усилителя, полученные в системе «MicroCap» (б) и в системе «MathCad» (в)

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх сложных двухполюсников ($R_{10}, L_{24}, C_{25}, R_{27}; R_{13}, L_{26}, C_{23}, R_{30}; R_{28}, L_{25}, C_{26}, R_{29}; R_9, L_{19}$) (рисунок 4а). Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ на двух заданных частотах [1] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения трёх элементов R_{31}, R_{32}, R_{33} .

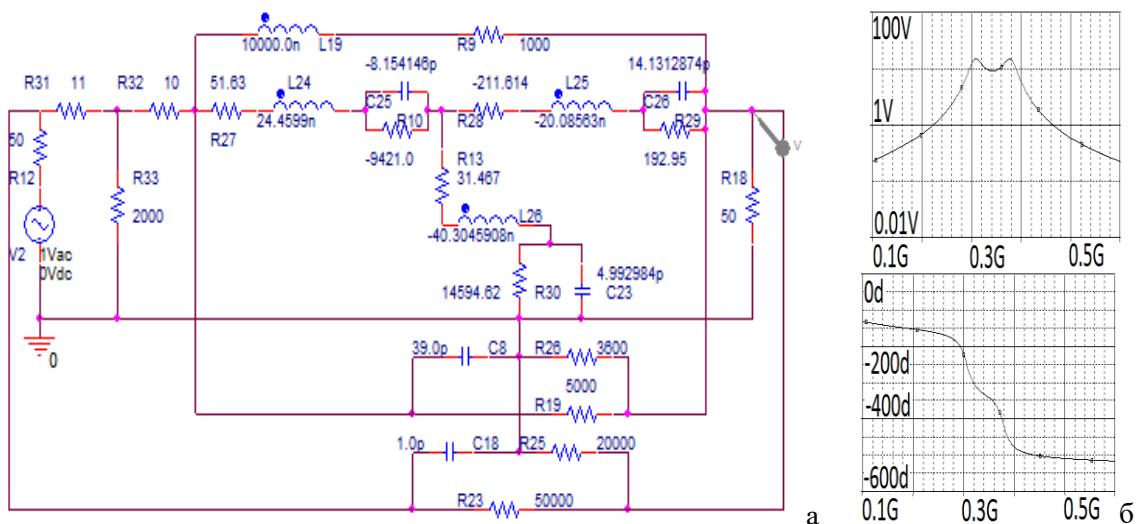


Рис. 5. Эквивалентная схема (а), широкополосного усилителя (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» (б)

Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 4б) частотные характеристики принципиальной схемы широкополосного усилителя (рисунок 4а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рисунок 5а) усилителя, полученные расчётным путём (рисунок 4в) и экспериментально (рисунки 4б, 5б). Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 960$ МГц (рисунки 4в и 4б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 964$ МГц (рисунок 5б). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 750 МГц. Это примерно в 5-6 раз больше площади усиления усилителя с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент, для варианта включения СЧ между источником сигнала и нелинейной частью.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели резистивных СЧ (10)-(17) могут быть использованы для технического проектирования различных усилителей и демодуляторов с дополнительной обратной связью в интересах реализации заданных частотных характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. – 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), 2018. - 588 with.
2. Gurevich I.V. bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 with.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ.

В.А. Головков

Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
"Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени
профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской
Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза комплексных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях нелинейного элемента при минимальном количестве линейных элементов амплитудно-фазовых модуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «нелинейная часть- комплексный четырёхполюсник». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем комплексных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах R, L, C . В соответствии с выбранным критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров двухполюсников. Показано, что наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот исследуемых устройств. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих комплексных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик амплитудно-фазовых модуляторов.

PARAMETRICAL SYNTHESIS INCLUDED AFTER NONLINEAR PART COMPLEX MATCHING DEVICES PEAK-PHASE MODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

V.A.Golovkov

The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis complex the coordination devices by criterion of maintenance of the modules set the relation and a difference of phases of transfer functions in two conditions of a nonlinear element is developed at a minimum quantity of linear elements of peak-phase modulators with the general feedback covering the cascade of type « a nonlinear part- the complex two-port network ». Nonlinear parts are presented in a kind трёхполюсного a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. The coordination devices are realised in the form of typical schemes of the complex

two-port networks which two-poles are executed on concentrated elements R, L, C . According to the chosen criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres of two-poles are as a result received. It is shown, that presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies of investigated devices. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the complex two-port networks, the set forms of frequency characteristics of peak-phase modulators.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза комплексных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных отношения модулей и разности фаз передаточной функции амплитудно-фазовых модуляторов (АФМ) в двух состояниях, определяемых двумя уровнями низкочастотного управляющего сигнала. При этом предполагалось, что нелинейная часть состоит из нелинейного элемента и охватывающей его обратной связи.

Цель данной работы состоит в увеличении рабочей полосы частот АФМ путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и комплексный СЧ. Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза комплексных СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей m и разности фаз φ передаточных функций $H_{1,2}$ АФМ в двух состояниях нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и комплексного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_h = r_h + jx_h$ (рисунки 1а-1г). Комплексные СЧ характеризуются искомыми зависимостями комплексных элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

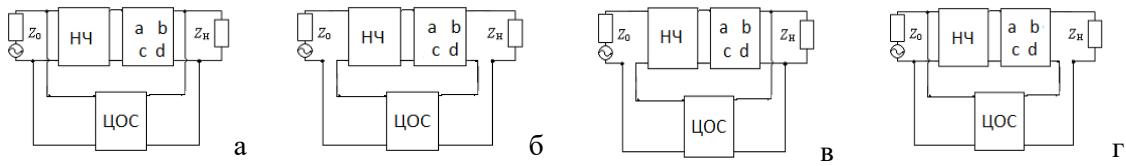


Рис. 1. Структурные схемы АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и комплексными СЧ.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ-ЦОС-СЧ» [1,2] запишем передаточную функцию в двух состояниях для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H_{1,2} = \frac{z_n[y_{21}^{oc}(db_{y1,2} + a_{y1,2}b) + 1]}{aA_{01,2} + bB_{01,2} + cC_{01,2} + dD_{01,2} + (ad - bc)E_{01,2} + H_0}, \quad (2)$$

где $A_{01,2} = z_n[c_{y1,2}z_0 + a_{y1,2}(1 + y_{11}^{oc}z_0)]$;

$$B_{01,2} = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_0z_n + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_n)]a_{y1,2} + c_{y1,2}z_0(1 - y_{22}^{oc}z_n); \quad C_{01,2} = z_n[d_{y1,2}z_0 + b_{y1,2}(1 + y_{11}^{oc}z_0)];$$

$$D_{01,2} = [y_{12}^{oc}y_{21}^{oc}z_0z_n + (1 + y_{11}^{oc}z_0)(1 - y_{22}^{oc}z_n)]b_{y1,2} + d_{y1,2}z_0(1 - y_{22}^{oc}z_n);$$

$E_{01,2} = -y_{21}^{oc}z_0z_n(a_{y1,2}d_{y1,2} - b_{y1,2}c_{y1,2})$; $H_0 = y_{12}^{oc}z_0z_n$; $a_{y1,2}, b_{y1,2}, c_{y1,2}, d_{y1,2}$ - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты в двух состояниях; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для АФМ без ЦОС [1]. Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи комплексных СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(B_2 + C_{12}c)b^2 + [d(D_{11}c + D_{12}) + C_{11}c + B_1]b + D_2d^2 + (C_{13}c + C_{14})d + C_{15}c + C}{(C_{12}d + D_{13})b + D_{11}d^2 + D_{14}d + D}, \quad (3)$$

где $B_1 = z_n[B_{01}M - B_{02} - y_{21}^{oc}H_0(a_{y1} - Ma_{y2})]$; $B_2 = z_ny_{21}^{oc}(B_{01}a_{y2}M - B_{02}a_{y1})$;

$$C = z_nH_0(M - 1); \quad C_{11} = z_n[E_{02} - E_{01}M + y_{21}^{oc}(MC_{01}a_{y2} - C_{02}a_{y1})]; \quad C_{12} = z_ny_{21}^{oc}(E_{02}a_{y1} - E_{01}a_{y2}M);$$

$$C_{13} = z_ny_{21}^{oc}(C_{01}b_{y2}M - C_{02}b_{y1}); \quad C_{14} = z_n[D_{01}M - D_{02} - y_{21}^{oc}H_0(b_{y1} - Mb_{y2})]; \quad C_{15} = z_n(C_{01}M - C_{02});$$

$$D = z_n(A_{02} - A_{01}M); \quad D_{11} = z_ny_{21}^{oc}(E_{02}b_{y1} - E_{01}b_{y2}M);$$

$$D_{12} = z_ny_{21}^{oc}[M(B_{01}b_{y2} + D_{01}a_{y2}) - B_{02}b_{y1} - D_{02}a_{y1}]; \quad D_{13} = z_ny_{21}^{oc}(A_{02}a_{y1} - A_{01}a_{y2}M);$$

$$D_{14} = z_n[E_{02} - E_{01}M + y_{21}^{oc}(A_{02}b_{y1} - A_{01}b_{y2}M)]; \quad D_2 = z_ny_{21}^{oc}(D_{01}b_{y2}M - D_{02}b_{y1});$$

$$M = m(\cos\varphi + j\sin\varphi).$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_n[z_{21}^{oc}(ac_y + cd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]c_y + a_y(z_n - z_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y + c_y(z_0 + z_{11}^{oc})$; $H_0 = z_{12}^{oc}$;

$$C_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]d_y + b_y(z_n - z_{22}^{oc}); \quad D_0 = b_y + d_y(z_0 + z_{11}^{oc}); \quad E_0 = -z_{21}^{oc}(a_yd_y - b_yc_y);$$

$z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию (1), можно представить в следующей форме:

$$d = \frac{(B_2 + C_{12}b)c^2 + [a(D_{11}b + D_{12}) + C_{11}b + B_1]c + D_2a^2 + (C_{13}b + C_{14})a + C_{15}b + C}{(C_{12}a + D_{13})c + D_{11}a^2 + D_{14}a + D}, \quad (5)$$

где $B_1 = z_n [C_{01}M - C_{02} - z_{21}^{oc}H_0(d_{y1} - Md_{y2})]$; $B_2 = z_n z_{21}^{oc} (C_{01}d_{y2}M - C_{02}d_{y1})$;
 $C = z_n H_0(M - 1)$; $C_{11} = z_n [E_{02} - E_{01}M + z_{21}^{oc}(MB_{01}d_{y2} - B_{02}d_{y1})]$; $C_{12} = z_n z_{21}^{oc} (E_{02}d_{y1} - E_{01}d_{y2}M)$;
 $C_{13} = z_n z_{21}^{oc} (B_{01}c_{y2}M - B_{02}c_{y1})$; $C_{14} = z_n [A_{01}M - A_{02} - z_{21}^{oc}H_0(c_{y1} - Mc_{y2})]$; $C_{15} = z_n (B_{01}M - B_{02})$;
 $D = z_n (D_{02} - D_{01}M)$; $D_{11} = z_n z_{21}^{oc} (E_{02}c_{y1} - E_{01}c_{y2}M)$;
 $D_{12} = z_n z_{21}^{oc} [M(C_{01}c_{y2} + A_{01}d_{y2}) - C_{02}c_{y1} - A_{02}d_{y1}]$; $D_{13} = z_n z_{21}^{oc} (D_{02}d_{y1} - D_{01}d_{y2}M)$;
 $D_{14} = z_n [E_{02} - E_{01}M + z_{21}^{oc}(D_{02}c_{y1} - D_{01}c_{y2}M)]$; $D_2 = z_n z_{21}^{oc} (A_{01}c_{y2}M - A_{02}c_{y1})$.

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H = \frac{z_n [h_{21}^{oc}(bc_y + dd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = z_n [a_y + c_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $B_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_n)a_y + c_y[(1 - h_{22}^{oc}z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_n]$;
 $H_0 = h_{12}^{oc}z_n$; $C_0 = z_n [b_y + d_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $D_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_n)b_y + d_y[(1 - h_{22}^{oc}z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_n]$;
 $E_0 = h_{21}^{oc}z_n(a_yd_y - b_yc_y)$; $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1), можно также представить в форме (3), но с другими коэффициентами:

$$B_1 = z_n [B_{01}M - B_{02} - h_{21}^{oc}H_0(c_{y1} - Mc_{y2})]; \quad B_2 = z_n h_{21}^{oc} (B_{01}c_{y2}M - B_{02}c_{y1}); \quad C = z_n H_0(M - 1); \quad (7)$$

$$C_{11} = z_n [E_{02} - E_{01}M + h_{21}^{oc}(MC_{01}c_{y2} - C_{02}c_{y1})]; \quad C_{12} = z_n h_{21}^{oc} (E_{02}c_{y1} - E_{01}c_{y2}M);$$

$$C_{13} = z_n h_{21}^{oc} (C_{01}d_{y2}M - C_{02}d_{y1}); \quad C_{14} = z_n [D_{01}M - D_{02} - h_{21}^{oc}H_0(d_{y1} - Md_{y2})];$$

$$C_{15} = z_n (C_{01}M - C_{02}); \quad D = z_n (A_{02} - A_{01}M); \quad D_{11} = z_n h_{21}^{oc} (E_{02}d_{y1} - E_{01}d_{y2}M);$$

$$D_{12} = z_n h_{21}^{oc} [M(B_{01}d_{y2} + D_{01}c_{y2}) - B_{02}d_{y1} - D_{02}c_{y1}];$$

$$D_{13} = z_n h_{21}^{oc} (A_{02}c_{y1} - A_{01}c_{y2}M);$$

$$D_{14} = z_n [E_{02} - E_{01}M + h_{21}^{oc}(A_{02}d_{y1} - A_{01}d_{y2}M)]; \quad D_2 = z_n h_{21}^{oc} (D_{01}d_{y2}M - D_{02}d_{y1}).$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{z_n [f_{21}^{oc}(aa_y + b_y c) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $A_0 = [f_{12}^{oc}f_{21}^{oc}z_0 + (1 + f_{11}^{oc}z_0)(z_n - f_{22}^{oc})]a_y + c_yz_0(z_n - f_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y(1 + f_{11}^{oc}z_0)] + z_0c_y$;
 $H_0 = f_{12}^{oc}z_0$; $C_0 = [f_{12}^{oc}f_{21}^{oc}z_0 + (z_n - f_{22}^{oc})(1 + f_{11}^{oc}z_0)]b_y + d_yz_0(z_n - f_{22}^{oc})$; $D_0 = d_yz_0 + b_y(1 + f_{11}^{oc}z_0)$;

$E_0 = f_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y)$; $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (5) для этого варианта:

$$(9) \quad \begin{aligned} B_1 &= z_n [C_{01}M - C_{02} - f_{21}^{oc} H_0 (b_{y1} - Mb_{y2})]; \quad B_2 = z_n f_{21}^{oc} (C_{01}b_{y2}M - C_{02}b_{y1}); \quad C = z_n H_0 (M-1); \\ C_{11} &= z_n [E_{02} - E_{01}M + f_{21}^{oc} (MB_{01}b_{y2} - B_{02}b_{y1})]; \quad C_{12} = z_n f_{21}^{oc} (E_{02}b_{y1} - E_{01}b_{y2}M); \\ C_{13} &= z_n f_{21}^{oc} (B_{01}a_{y2}M - B_{02}a_{y1}); \quad C_{14} = z_n [A_{01}M - A_{02} - f_{21}^{oc} H_0 (a_{y1} - Ma_{y2})]; \quad C_{15} = z_n (B_{01}M - B_{02}); \\ D &= z_n (D_{02} - D_{01}M); \quad D_{11} = z_n f_{21}^{oc} (E_{02}a_{y1} - E_{01}a_{y2}M); \\ D_{12} &= z_n f_{21}^{oc} [M(C_{01}a_{y2} + A_{01}b_{y2}) - C_{02}a_{y1} - A_{02}b_{y1}]; \quad D_{13} = z_n f_{21}^{oc} (D_{02}b_{y1} - D_{01}b_{y2}M); \\ D_{14} &= z_n [E_{02} - E_{01}M + f_{21}^{oc} (D_{02}a_{y1} - D_{01}a_{y2}M)]; \quad D_2 = z_n f_{21}^{oc} (A_{01}a_{y2}M - A_{02}a_{y1}). \end{aligned}$$

Для определения параметров типовых схем комплексных СЧ необходимо найти их элементы a, b, c, d [1,2], а также коэффициенты $B_1, B_2, C, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, D, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_2$ для (3) или (5) с выбранным типом обратной связи. Затем полученное комплексное уравнение (3) или (5) надо решить относительно сопротивления выбранного двухполюсника выбранной схемы СЧ. Количество решений равно числу двухполюсников СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений комплексных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем комплексных СЧ. Если в качестве СЧ используется одиночное последовательно включённое комплексное сопротивление Z (рисунок 2а), то зависимость этого сопротивлений от частоты, оптимальная по критерию (1), определяются следующим образом:

$$Z = -\frac{B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13} + Q}{2B_2}; \quad Q = \pm \sqrt{(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})^2 - 4B_2(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14})}. \quad (10)$$

Одиночное параллельно включённое комплексное сопротивление Z (рисунок 2б):

$$Z = -\frac{C_{13} + C_{15}}{C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}}; \quad (11)$$

Г-образное соединение двух двухполюсников Z_1, Z_2 (рисунок 2в):

$$Z_K = \frac{-b_K \pm \sqrt{b_K^2 - 4a_Kc_K}}{2a_K}; \quad K=1, \quad (12)$$

где $a_1 = B_2 Z_2^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13})Z_2 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}$;

$$b_1 = D_{12}Z_2^2 + (C + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14})Z_2 + C_{13} + C_{15}; \quad c_1 = D_2Z_2^2 + C_{13}Z_2.$$

Далее большинство выражений для определения зависимости сопротивления от частоты одного из двухполюсников СЧ имеет вид Z_K из (12) с соответствующим номером

K. Например, для СЧ в виде Г-образного соединения двух двухполюсников (рисунок 2в) второе решение имеет вид:

$$K=2; a_2=B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2; b_2=(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})Z_1^2+(C_{11}+C_{14}+2D_2-D_{11}-D_{14})Z_1+C_{13}; \quad (13)$$

$$c_2=(C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14})Z_1^2+(C_{13}+C_{15})Z_1.$$

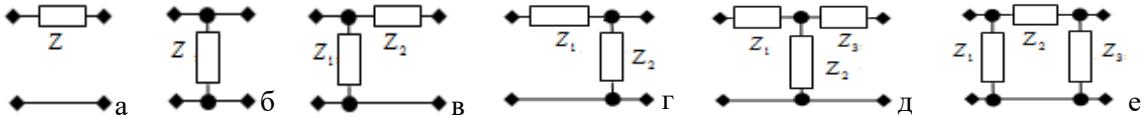


Рис. 2. Примеры синтезированных комплексных СЧ

Обратное Г-образное соединение двух двухполюсников (рисунок 2г):

$$K=1; a_1=B_2Z_2-D_{13}; b_1=(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})Z_2+C_{11}-D-D_{14};$$

$$c_1=(C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14})Z_2+C_{13}+C_{15}. \quad (14)$$

$$Z_2=\frac{D_{13}Z_1^2+(D-C_{11}+D_{14})Z_1-C_{13}-C_{15}}{B_2Z_1^2+(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})Z_1+C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14}};$$

СЧ в виде Т-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2д):

$$K=1; a_1=B_2(Z_2+Z_3)^2-D_{13}(Z_2+Z_3);$$

$$b_1=D_{12}(Z_2+Z_3)^2+(Z_2+Z_3)[C_{11}-D_{14}+Z_2(B_1-C_{12})+2B_2Z_2Z_3]-Z_2[D+D_{13}(Z_2+2Z_3)]; \quad (15)$$

$$c_1=D_2(Z_2+Z_3)^2+(Z_2+Z_3)[C_{13}+Z_2(C_{14}-D_{11}-D_{14}+D_{12}Z_3)+Z_2^2[C-D-Z_3(C_{12}-B_1+D_{13})+B_2Z_3^2]+Z_2(C_{15}+C_{11}Z_3)$$

$$K=2; a_2=B_2(Z_1+Z_3)^2+(Z_1+Z_3)(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})+C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14};$$

$$b_2=[C_{14}+2D_2-D_{11}+Z_1(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})]Z_3+C_{13}+C_{15}-DZ_1+(Z_1+Z_3)[C_{11}-D_{14}-D_{13}Z_1+Z_3(D_{12}+2B_2Z_1)]$$

$$c_2=(B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2)Z_3^2+Z_3[(C_{11}-D_{14})Z_1-D_{13}Z_1^2+C_{13}]. \quad K=3;$$

$$a_3=B_2(Z_1+Z_2)^2+D_{12}(Z_1+Z_2)+D_2;$$

$$b_3=(C_{14}+2D_2-D_{11}+D_{12}Z_1)Z_2+C_{13}-D_{13}(Z_1+Z_2)^2+(Z_1+Z_2)[C_{11}-D_{14}+Z_2(B_1-C_{12}+D_{12}+2B_2Z_1)];$$

$$c_3=[B_2Z_1^2+(B_1-C_{12}+D_{12})Z_1+C+C_{14}+D_2-D_{11}]Z_2^2+Z_2[C_{13}+C_{15}+C_{11}Z_1-(Z_1+Z_2)(D+D_{14}+D_{13}Z_1)].$$

СЧ в виде П-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2е):

$$K=1;$$

$$a_1=[B_2Z_2^2+(B_1-C_{12}+D_{12})Z_2+C+C_{14}+D_2-D_{11}]Z_3+C_{13}+C_{15}+C_{11}Z_2-; \quad (16)$$

$$-(D+D_{14}+D_{13}Z_2)(Z_2+Z_3)$$

$$b_1=[C_{13}+C_{15}+Z_2(C_{11}-D_{14})](Z_2+Z_3)+Z_2[C_{13}+Z_3(C_{14}+2D_2-D_{11}+D_{12}Z_2)];$$

$$c_1=[C_{13}(Z_2+Z_3)+D_2Z_2Z_3]Z_2. \quad K=2; a_2=(B_2Z_3-D_{13})Z_1^2+(C_{11}-D_{14}+D_{12}Z_3)Z_1+C_{13}+D_2Z_3;$$

$$b_2=[C_{13}+Z_1(C_{11}-D_{14})](Z_1+Z_3)+[Z_3(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})-D]Z_1^2+Z_1[C_{13}+C_{15}+Z_3(C_{14}+2D_2-D_{11})];$$

$$c_2=Z_1(C_{13}+C_{15})(Z_1+Z_3)+Z_1^2Z_3(C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14}).$$

$$Z_3 = \frac{Z_1^2 Z_2 (D + D_{13} Z_2) - \{Z_1 (C_{13} + C_{15}) + Z_2 [C_{13} + Z_1 (C_{11} - D_{14})]\} (Z_1 + Z_2)}{D_2 (Z_1 + Z_2)^2 + [C_{13} + Z_1 (C_{14} - D_{11} - D_{14} + D_{12} Z_2)] (Z_1 + Z_2) + Z_1 (C_{15} + C_{11} Z_2) + Z_1^2 [C - D - Z_2 (C_{12} - B_1 + D_{13}) + B_2 Z_2^2]}$$

СЧ в виде перекрытого Т-образного звена (рисунок 3а):

$K=1$;

$$\begin{aligned} a_1 &= [B_2 Z_4^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) Z_4 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}] (Z_2 + Z_3)^2 + [C_{13} + C_{15} - Z_4 (D - C_{11} + D_{14}) - D_{13} Z_4^2] (Z_2 + Z_3); \\ b_1 &= Z_2 Z_4^2 (Z_2 + Z_3) (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + Z_4 \{(C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}) Z_3^2 + [C_{13} + Z_2 (2C + 2C_{11} + 3C_{14} - 3D + 4D_2 - 3D_{11} - 4D_{14})] Z_1\} + B_0 \\ B_0 &= Z_4^2 \{Z_3^2 (D_{12} + 2B_2 Z_2) - Z_2 (D - C_{11} + D_{14}) + Z_3 [2B_2 Z_2^2 + (D_{12} - D_{13}) Z_2 + C_{11} - D_{14}]\} + (2Z_2 + Z_3) (C_{13} + C_{15}) (Z_3 + Z_4) + B_{01} \\ B_{01} &= 2Z_2 [Z_3^2 + Z_2 (Z_3 + Z_4)] (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) + 2Z_2 Z_3 Z_4 (Z_2 + Z_3) (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}); \\ c_1 &= [(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) Z_2^2 + (C_{13} + C_{15}) Z_2] (Z_3 + Z_4)^2 + C_0 + Z_4^2 [Z_3^2 (B_2 Z_2^2 + D_{12} Z_2 + D_2) + C_{13} Z_3] + C_{13} Z_3^2 Z_4 \\ C_0 &= Z_2 Z_3 Z_4 [(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) Z_2 + C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}] (Z_3 + Z_4). \end{aligned}$$

$K=2$;

$$\begin{aligned} a_2 &= Z_4 (Z_1 + Z_3) (Z_1 + Z_3 + Z_4) (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + (Z_1 + Z_3 + Z_4)^2 (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) + B_2 Z_4^2 (Z_1 + Z_3)^2 \\ b_2 &= Z_1 [2Z_3 (Z_1 + Z_3) (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) - Z_4 (Z_1 + Z_4) (D - C_{11} + D_{14}) + B_0] + (C_{13} + C_{15}) (Z_1 + Z_3 + Z_4)^2 + B_{01} \\ B_0 &= Z_3 Z_4 [2C + 2C_{11} + 3C_{14} - 3D + 4D_2 - 3D_{11} - 4D_{14} + (2Z_1 + 2Z_3 + Z_4) (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + 2B_2 Z_3 Z_4^2 (Z_1 + Z_3)] \\ B_{01} &= Z_3 Z_4 (Z_3 + Z_4) (C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}) - Z_4^2 (D_{13} Z_1 - D_{12} Z_3) (Z_1 + Z_3); \\ c_2 &= C_0 - Z_4 \{Z_3 [Z_1^2 (D - C_{11} + D_{14}) - C_{13} Z_1] - Z_3^2 [(B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) Z_1^2 + (C_{11} + D_2) Z_1 + C_{13}]\} + Z_1^2 Z_3^2 (C - D) \\ C_0 &= Z_1 Z_3^2 (Z_1 + Z_4) [(C_{14} + D_2 - D_{11} - D_{14}) + Z_4^2 \{Z_3 [(C_{11} - D_{14}) Z_1 - D_{13} Z_1^2 + C_{13}\} + Z_3^2 (B_2 Z_1^2 + D_{12} Z_1 + D_2)\}] + Z_1 Z_3 (C_{13} + C_{15}) (Z_1 + Z_3 + Z_4). \end{aligned}$$

$K=3$;

$$\begin{aligned} a_3 &= (Z_1 + Z_2)^2 [B_2 Z_4^2 + (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) Z_4 + C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}] + D_2 Z_4^2 + C_{13} Z_4 + (Z_1 + Z_2) (D_{12} Z_4^2 + A_0 + C_{13} + C_{15}); \\ b_3 &= (Z_1 + 2Z_2) (Z_1 + Z_4) (C_{13} + C_{15}) + C_{13} Z_4^2 + B_0 + B_{01} + 2B_2 Z_1 Z_2^2 Z_4^2 + Z_2 Z_4 (2Z_1 + Z_4) (Z_1 + Z_2) (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) \\ B_0 &= Z_2 \{Z_1 [(D_{12} - D_{13}) Z_4^2 + (2C + 2C_{11} + 3C_{14} - 3D + 4D_2 - 3D_{11} - 4D_{14}) Z_4]\} + Z_4^2 (C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}) + 2B_2 Z_1^2 Z_4^2 \\ B_{01} &= 2Z_2 [Z_1^2 + Z_2 (Z_1 + Z_4)] (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) - Z_1^2 [Z_4 (D - C_{11} + D_{14}) + D_{13} Z_4^2] + Z_1 [(C_{11} - D_{14}) Z_4^2 + C_{13} Z_4] \\ c_3 &= [(C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) Z_2^2 + (C_{13} + C_{15}) Z_2] (Z_1 + Z_4)^2 - Z_1 Z_2 Z_4 \{[(C_{12} - B_1 - D_{12} + D_{13}) Z_2 + D - C_{11} + D_{14}] (Z_1 + Z_4) + C_0\}. \\ A_0 &= (C_{11} + C_{14} + 2D_2 - D_{11} - D_{14}) Z_4; C_0 = Z_1 Z_4 (D_{13} - B_2 Z_2). \end{aligned}$$

$K=4$;

$$\begin{aligned} a_4 &= (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}) Z_2^2 + Z_3 [C_{13} + Z_2 (C_{14} + 2D_2 - D_{11})] + D_2 Z_3^2 + B_2 (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3)^2 + Z_2 (C_{13} + C_{15}) + A_0; \\ A_0 &= (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) [C_{11} - D_{14} - D_{13} (Z_1 + Z_3) + D_{12} (Z_2 + Z_3) + Z_2 (B_1 - C_{12})] - D Z_1 Z_2; \\ b_4 &= [C_{13} + (C_{11} + D_2) (Z_1 + Z_2)] Z_3^2 + (C_{13} + C_{15}) [2Z_2 (Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3] + [2Z_2^2 (Z_1 + Z_3) + Z_3^2 (Z_1 + Z_2) (C_{14} + D_2 - D_{11} - D_{14}) + B_0 \\ B_0 &= Z_3 [C_{13} Z_1 + Z_1 Z_2 [2C + 2C_{11} + 3C_{14} - 3D + 4D_2 - 3D_{11} - 4D_{14}]] + [Z_2 (Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3]^2 (B_1 - C_{12} + D_{12} - D_{13}) + B_{01} \\ B_{01} &= 2Z_2^2 (C - D) (Z_1 + Z_3) - Z_1^2 (Z_2 + Z_3) (D - C_{11} + D_{14}); \\ c_4 &= (Z_1 + Z_3) [Z_2 (Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3] (C_{13} + C_{15}) + [Z_2 (Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3]^2 (C + C_{14} - D + D_2 - D_{11} - D_{14}). \end{aligned}$$

СЧ в виде двух Г-образных звеньев (рисунок 3а):

$K=1$;

$$\begin{aligned} a_1 &= B_2 [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)]^2 + [C_{11} - D_{13} (Z_2 + Z_3) + D_{12} (Z_3 + Z_4) + Z_3 (B_1 - C_{12})] [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)] + D_2 (Z_3 + Z_4)^2 + A_0; \\ A_0 &= [C_{13} - D_{14} (Z_2 + Z_3)] (Z_3 + Z_4) + Z_3^2 (C + C_{14} - D - D_{11}) + Z_3 (C_{15} - D Z_2) + Z_3 Z_4 (C_{14} - D_{11}); \\ b_1 &= [2C_{13} + 2D_2 (Z_3 + Z_4) + (C_{11} - D_{14}) (Z_2 + Z_3) + Z_3 (C_{14} - D_{11})] [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)] + Z_3^2 (C_{13} + C_{15}) + D_{12} [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)]^2 + C_{15} Z_2 Z_3 \\ c_1 &= (Z_2 + Z_3) [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)] C_{13} + D_2 [Z_2 Z_3 + Z_4 (Z_2 + Z_3)]^2. \quad K=2; \\ a_2 &= (B_2 Z_1^2 + D_{12} Z_1 + D_2) (Z_3 + Z_4)^2 + [(C_{11} - D_{14}) Z_1 - D_{13} Z_1^2 + C_{13}] (Z_3 + Z_4); \\ b_2 &= [C_{15} + (Z_3 + Z_4) [C_{11} - D_{14} + Z_1 (B_1 - C_{12} + 2B_2 Z_4)]] Z_1 Z_3 + [Z_1 Z_3 + Z_4 (Z_1 + Z_3)] [2C_{13} + 2D_2 (Z_3 + Z_4) + Z_1 (C_{11} - D_{14})] + B_0 \\ B_0 &= C_{13} Z_3^2 + Z_1 [D_{12} [Z_1 (Z_3 + Z_4) + 2Z_3 Z_4] + Z_3 (C_{14} - D_{11})] (Z_3 + Z_4) - Z_1^2 Z_3 [D + D_{13} (Z_3 + 2Z_4)]; \\ c_2 &= [(Z_1 + Z_3) C_{13} + C_{15} + C_{11} Z_4] + [Z_1 Z_3 + Z_4 (Z_1 + Z_3)] (C_{14} - D_{11} - D_{14} + D_{12} Z_4) Z_1 Z_3 + D_2 [Z_1 Z_3 + Z_4 (Z_1 + Z_3)]^2 + C_0 \\ C_0 &= Z_1^2 Z_3^2 [C - D - Z_4 (C_{12} - B_1 + D_{13}) + B_2 Z_4^2] + C_{13} Z_4 (Z_1 + Z_3)^2. \end{aligned}$$

$K=3$;

$$a_3 = A_0 + D_2(Z_1+Z_2+Z_4)^2 + Z_1[C_{15}+C_{11}(Z_2+Z_4)] + [C_{13}-Z_1(D_{11}-C_{14}+D_{14})+D_{12}Z_1(Z_2+Z_4)](Z_1+Z_2+Z_4);$$

$$A_0 = [C-D-(Z_2+Z_4)(C_{12}-B_1+D_{13})+B_2(Z_2+Z_4)^2]Z_1^2;$$

$$b_3 = B_0 - Z_1^2 Z_2 [D-Z_4(B_1-C_{12})+D_{13}(Z_2+2Z_4)-2B_2Z_4(Z_2+Z_4)] + D_{12}Z_1Z_2Z_4(Z_1+Z_2);$$

$$B_0 = Z_1(C_{11}-D_{14}+D_{12}Z_4)[(Z_1+Z_2)(Z_2+Z_4)-Z_2Z_4] - (Z_1+Z_2)[C_{15}Z_1+C_{13}Z_4+(C_{13}+2D_2Z_4)(Z_1+Z_2+Z_4)-Z_2Z_4(C_{14}-D_{11})];$$

$$c_3 = Z_4(C_{13}+D_2Z_4)(Z_1+Z_2)^2 + Z_1Z_2Z_4[(C_{11}-D_{14}+D_{12}Z_4)(Z_1+Z_2) - Z_1Z_2(D_{13}-B_2Z_4)].$$

$$K=4; a_4 = (Z_2+Z_3)^2(B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2)+D_2Z_1^2+Z_1(2D_2+D_{12}Z_1)(Z_2+Z_3);$$

$$b_4 = [Z_1^2(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})+2Z_2(B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2)](Z_2+Z_3)Z_3 + [Z_1(C_{11}-D_{14})(Z_2+Z_3)+Z_1Z_3(C_{14}+2D_2-D_{11})](Z_1+Z_2+Z_3)+B_0$$

$$B_0 = C_{13}(Z_1+Z_2+Z_3)^2 - D_{13}Z_1^2Z_2^2 + Z_2Z_3[(D_{12}-D_{13})Z_1^2+2D_2Z_1];$$

$$c_4 = Z_1Z_3(Z_1+Z_2)[(C_{11}-D_{14})Z_2+Z_3(C_{14}+D_2-D_{11}-D_{14})+C_0+Z_3[(Z_1+Z_2)C_{13}+C_{15}Z_1](Z_1+Z_2+Z_3)-Z_1^2Z_2Z_3(D+D_{13}Z_2)]$$

$$C_0 = Z_3^2\{Z_1^2(C-D)+Z_2^2(B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2)+Z_2[(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})Z_1^2+(C_{11}+D_2)Z_1]\}.$$

СЧ в виде двух обратных Г-образных звеньев (рисунок 3б):

$K=1$:

$$b_1 = Z_4(Z_2+Z_3)[(D_{12}+2B_2Z_2)Z_3+Z_2(B_1-C_{12}+D_{12})] - (Z_2+Z_3+Z_4)[Z_2(D-C_{11}+D_{14})-Z_3(C_{11}-D_{14})+2D_{13}Z_2Z_3]-D_{13}Z_2^2Z_4; \quad (19)$$

$$c_1 = [(Z_2+Z_3)C_{13}+C_{15}Z_2+Z_2Z_3(C_{11}-D_{14})](Z_2+Z_3+Z_4)+C_0-Z_3Z_2^2[D+D_B(Z_3+Z_4)]+D_2Z_4(Z_2+Z_3)^2+Z_2Z_4(C_{14}-D_{11})(Z_2+Z_3)$$

$$a_1 = B_2Z_4(Z_2+Z_3)^2 - D_{13}(Z_2+Z_3)(Z_2+Z_3+Z_4);$$

$$C_0 = Z_4\{Z_2^2[B_2Z_3^2+(B_1-C_{12}+D_{12})Z_3+C-D-D_{14}]+D_{12}Z_2Z_3^2\};$$

$K=2$:

$$a_2 = [C_{11}-D-D_{14}+Z_4(B_1-C_{12}+D_{12})-D_{13}(Z_1+Z_3+Z_4)](Z_1+Z_3)+C_{13}+C_{15}+Z_4(C+C_{14}-D+D_2-D_{11}-D_{14})+B_2Z_4(Z_1+Z_3)^2$$

$$b_2 = B_0 + [(Z_1+Z_3)(Z_3+Z_4)-Z_2Z_3](C_{11}-D_{14})-DZ_2Z_4+Z_3Z_4[(D_{12}+2B_2Z_1)(Z_1+Z_3)+D_{12}Z_1]-D_{13}Z_1[2Z_3(Z_1+Z_3+Z_4)+Z_1Z_4]$$

$$B_0 = (C_{13}+C_{15})(Z_3+Z_4)+C_{13}Z_3-Z_3\{[D_{11}-2D_2-C_{14}-Z_1(B_1-C_{12})]Z_4+DZ_1\};$$

$$c_2 = Z_3(Z_3+Z_4)[C_{13}-D_{13}Z_1^2+Z_1(C_{11}-D_{14})]+Z_3^2Z_4(B_2Z_1^2+D_{12}Z_1+D_2).$$

$$K=3; a_3 = (B_2Z_4-D_{13})(Z_1+Z_2)^2+(C_{11}-D_{14}+D_{12}Z_4)(Z_1+Z_2)+C_{13}+D_2Z_4;$$

$$b_3 = [C_{15}-Z_1(D-Z_4(D_{12}-D_{13})]+Z_4(C_{14}+2D_2-D_{11})+[Z_4(B_1-C_{12}+D_{12}-D_{13})-2Z_1(D_{13}-B_2Z_4)](Z_1+Z_2)Z_2+B_0;$$

$$B_0 = C_{13}(2Z_2+Z_4)-DZ_2^2+[Z_2(2Z_1+Z_2)+Z_4(Z_1+Z_2)](C_{11}-D_{14})-D_{13}Z_1^2Z_4;$$

$$c_3 = Z_2^2[B_2Z_1^2+(B_1-C_{12}+D_{12})Z_1+C-C_{11}+C_{14}+D_2-D_{11}]Z_4+Z_2[(C_{13}+C_{15})(Z_2+Z_4)-(Z_1Z_2+Z_1Z_4+Z_2Z_4)(D-C_{11}+D_{14}+D_{13}Z_1)]$$

$$Z_4 = \frac{Z_0-(C_{11}-D)[(Z_1+Z_3)Z_2^2+Z_1Z_3(Z_2+Z_3)]-C_{13}(Z_2+Z_3)^2-Z_3^2(DZ_1+C_{11}Z_2)-Z_2Z_3(C_{15}+C_{11}Z_1)}{Z_{00}+D_2(Z_2+Z_3)^2+[C_{13}-D_{14}(Z_1+Z_2)](Z_2+Z_3)+Z_2^2(C+C_{14}-D-D_{11})+Z_2[(C_{14}-D_{11})Z_3+C_{15}-DZ_1]},$$

$$Z_0 = D_{14}(Z_2+Z_3)[Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3]+D_{13}[Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3]^2-C_{15}Z_2^2;$$

$$Z_{00} = B_2[Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3]^2+[C_{11}-D_{13}(Z_1+Z_2)+D_{12}(Z_2+Z_3)+Z_2(B_1-C_{12})][Z_1(Z_2+Z_3)+Z_2Z_3].$$

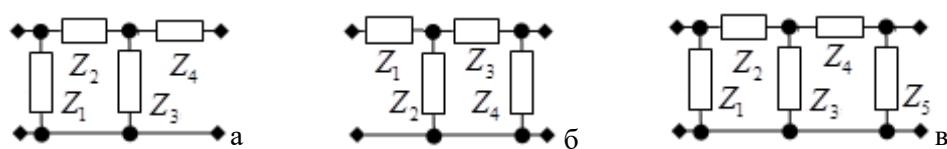


Рис. 3. Примеры синтезированных комплексных СЧ (продолжение)

СЧ в виде каскадно-соединённых Г-образного и П-образного звеньев (рисунок 3в):

$$\begin{aligned}
 & K=1; \\
 & a_1 = [(C_{13} + C_{14}Z_1)(Z_3 + Z_4) + Z_1(C_{15} + C_{11}Z_1)](Z_3 + Z_4 + Z_5) + A_1 + (D_{12}(Z_3 + Z_4)^2 + Z_3[C_{14}(Z_3 + Z_4) - D_{11}Z_4] + Z_3^2(C - D_1) + B_2Z_0^2)Z_5; \\
 & A_1 = [D_{12}(Z_3 + Z_4) + Z_1(B_1 - C_{12})]Z_0Z_5 - [(D_{14} + D_{13}Z_1)(Z_3 + Z_4) + Z_3(D + D_{13}Z_1)][(Z_2 + Z_3)(Z_4 + Z_5) + Z_2Z_3]; \\
 & b_1 = [2C_{13}(Z_3 + Z_4 + Z_5) + 2D_2Z_5(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_5(C_{14} - D_{11})]Z_0 + [Z_0(C_{11} - D_{11}) + C_{15}Z_5][(Z_2 + Z_3)(Z_4 + Z_5) + Z_2Z_3] + Z_5(D_{12}Z_0^2 + C_{13}Z_5^2); \\
 & c_1 = Z_0[(C_{13} + D_2Z_5)Z_0 + C_{13}Z_5(Z_2 + Z_3)]; \quad Z_0 = (Z_2 + Z_3)Z_4 + Z_2Z_3. \\
 & K=2; \\
 & a_2 = (Z_3 + Z_4)[C_{13} - D_{13}Z_1^2 + Z_1(C_{11} - D_{14})](Z_3 + Z_4 + Z_5) + Z_3(Z_3 + Z_4)^2(B_2Z_1^2 + D_{12}Z_1 + D_2); \\
 & b_2 = B_0 + Z_1(C_{11} - D_{14})\{Z_1(Z_3 + Z_4)^2 + (Z_3 + Z_4)[Z_5(Z_1 + Z_3) + 2Z_2Z_3] + Z_3Z_4Z_5\} + D_{12}Z_1Z_5[Z_1(Z_3 + Z_4) + 2Z_3Z_4]; \\
 & B_0 = Z_3^2Z_5(C_{13} - D_{13}Z_1^2) + (Z_3 + Z_4)\{2D_2Z_5[Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] + Z_1Z_3Z_5\}[C_{14} - D_{11} + Z_1(B_1 - C_{12} + 2B_2Z_4)] + B_{00}; \\
 & B_{00} = \{2C_{13}[Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] - Z_1Z_3(DZ_1 - C_{15} + 2D_{13}Z_1Z_4)\}(Z_3 + Z_4 + Z_5); \\
 & c_2 = [(B_1 - C_{12} + B_2Z_4)Z_4Z_5 + CZ_5 - (D + D_{13}Z_4)(Z_4 + Z_5)]Z_1^2Z_3^2 + C_0 + Z_1Z_3Z_5(C_{15} + C_{11}Z_4)(Z_1 + Z_3); \\
 & C_0 = (C_{13}Z_5(Z_1 + Z_3) + Z_1Z_3[C_{15} + Z_5(C_{14} - D_{11} - D_{14} + D_{12}Z_4) + Z_4(C_{11} - D_{14})])\{Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4\} + (C_{13} + D_2Z_5)[Z_1(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4]^2; \\
 & K=3; \\
 & a_3 = A_0 + \{C_{13}(Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1[C_{15} + C_{11}(Z_2 + Z_4)]\}(Z_1 + Z_2 + Z_4 + Z_5) - (Z_2 + Z_4 + Z_5)\{Z_1^2[D + D_{13}(Z_2 + Z_4)] + D_{14}Z_1(Z_1 + Z_2 + Z_4)\} \\
 & A_0 = \{Z_1^2[C + B_2(Z_2 + Z_4)^2 + (B_1 - C_{12})(Z_2 + Z_4)] + D_2(Z_1 + Z_2 + Z_4)^2 + Z_1[C_{14} - D_{11} + D_{12}(Z_2 + Z_4)][Z_1 + Z_2 + Z_4]\}Z_5; \\
 & b_3 = B_0 + Z_4Z_5\{2[D_2(Z_1 + Z_2) + D_{12}Z_1Z_2](Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1^2[D_{12}Z_4 + 2B_2Z_2(Z_2 + Z_4)] + Z_1(C_{14} - D_{11})(Z_1 + Z_2)\}; \\
 & B_0 = B_{00} + Z_1(C_{11} - D_{14})\{(Z_1 + Z_2)(Z_4 + Z_5) + Z_2Z_4\}(Z_2 + Z_4) + Z_2Z_4(Z_1 + Z_5) - Z_1^2\{Z_2[(D(Z_4 + Z_5) - Z_4Z_5(B_1 - C_{12})) + \\
 & + D_{13}Z_2[2Z_4(Z_2 + Z_4 + Z_5) + Z_2Z_5]\}; \\
 & B_{00} = \{C_{13}[2Z_4(Z_1 + Z_2 + Z_4 + Z_5) + Z_5(Z_1 + Z_2)] + C_{15}Z_1(Z_4 + Z_5)\}(Z_1 + Z_2); \\
 & c_3 = Z_4(Z_1 + Z_2)^2[C_{13}(Z_4 + Z_5) + D_2Z_4Z_5] + Z_1Z_2Z_4[(C_{11} - D_{14})(Z_4 + Z_5) + D_{12}Z_4Z_5](Z_1 + Z_2) - Z_1^2Z_2Z_4[D_{13}(Z_4 + Z_5) - B_2Z_4Z_5]; \\
 & K=4; \\
 & a_4 = Z_1(Z_2 + Z_3)(C_{11} - D_{14} + D_{12}Z_5)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + (C_{13} + D_2Z_5)(Z_1 + Z_2 + Z_3)^2 - Z_1^2(D_{13} - B_2Z_5)(Z_2 + Z_3)^2 \\
 & b_4 = [C_{13}(2Z_1 + Z_5) + 2D_2Z_5Z_3](Z_1 + Z_2) + Z_1[C_{15}Z_1 + C_{13}Z_5 + Z_1Z_5(C_{14} - D_{11} + 2D_{12}Z_2)]\}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + D_{12}Z_1^2Z_3^2Z_5 + B_0; \\
 & B_0 = Z_1(C_{11} - D_{14})(Z_1(2Z_1 + Z_5)(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2^2 + Z_2[2Z_1(Z_2 + Z_3) + Z_1(Z_2 + Z_3)]) + Z_1^2\{(Z_1(B_1 - C_{12} + 2B_2Z_4) - D_1)[Z_1(Z_2 + Z_3) + 2Z_1Z_2]\}(Z_2 + Z_3); \\
 & c_4 = [(C_{13} - D_{14}Z_1)Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_3(C_{15} + C_{11}Z_2 - DZ_1 - D_{13}Z_1Z_2)][Z_2Z_3 + Z_5(Z_2 + Z_3)] + D_{12}Z_1Z_2Z_3^2Z_5(Z_1 + Z_2) + C_0; \\
 & C_0 = Z_1(Z_3 + Z_5)[C_{13}Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_3(C_{15} + C_{11}Z_2)] + Z_1^2Z_5\{[Z_1(C_{14} + D_2 - D_{11}) + D_2Z_2](Z_1 + Z_2) + Z_1^2[C + Z_2(B_1 - C_{12} + B_2Z_2)]\} \\
 & Z_3 = \frac{Z_1^2(D_{13}Z_0^2 + DZ_0Z_3) - C_{13}Z^2 - ZZ[C_{15}Z_3 + Z_0(C_{11} - D_{14})]}{Z_{00} + [C_{15}Z_3 + C_{11}Z_0]Z_1(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1^2[CZ_3^2 + B_2Z_0^2 - Z_3(C_{12} - B_1) + D_{13}(Z_2 + Z_3)]Z_0 - DZ_3(Z_2 + Z_3)}; \\
 & Z_0 = Z_4(Z_2 + Z_3) + Z_2Z_3; \quad Z = (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4; \\
 & Z_{00} = D_2Z^2 + Z\{C_{13}(Z_1 + Z_2 + Z_3) - Z_1[D_{14}(Z_2 + Z_3) + D_{12}Z_0 + Z_3(C_{14} - D_{11})]\}.
 \end{aligned}$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ.

На рисунках 4-6 для примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы АФМ, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их теоретические и экспериментальные характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 4а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и цепи обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{59}, R_{96}, R_{97} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения трёх элементов

R_{98}, C_{61}, R_{99} . Нагрузка выполнена на элементе R_{95} . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе R_{91} .

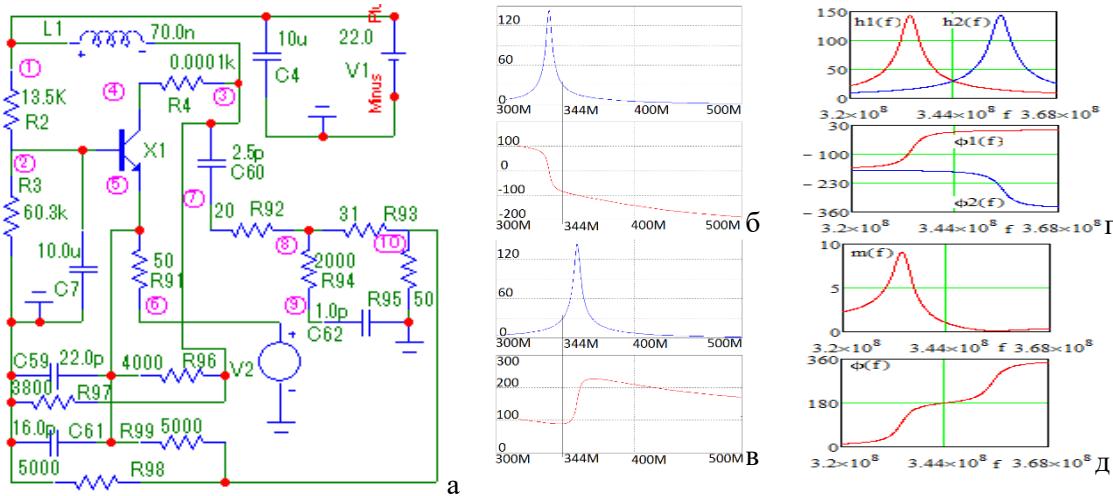


Рис. 4. Принципиальная схема АФМ (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ (Б) и ФЧХ (град.) АФМ, полученные в двух состояниях при напряжении питания $U=22$ (б) и $U=37$ (в) в системе «MicroCap», АЧХ и ФЧХ АФМ, полученные в двух состояниях в системе «MathCad» (г), зависимости отношения модулей и разности фаз передаточных функций АФМ в двух состояниях от частоты, полученные в системе «MathCad» (д).

Схема комплексного СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах $R_{92}, R_{93}, R_{94}, C_{62}$, значения параметров которых определялись по формулам (15). Значения параметров цепей обратной связи выбраны произвольно.

Эквивалентная схема нелинейного элемента в одном из состояний выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх комплексных двухполюсников ($R_9, L_{19}, R_{27}, C_{29}$; $R_{13}, L_{20}, R_{28}, C_{28}$) (рисунок 5а), а в другом состоянии – на элементах $R_9, L_{19}, R_{27}, C_{28}$ $R_{13}, L_{21}, R_{28} C_{29}$ (рисунок 6а). Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ на заданных частотах [2,4] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} .

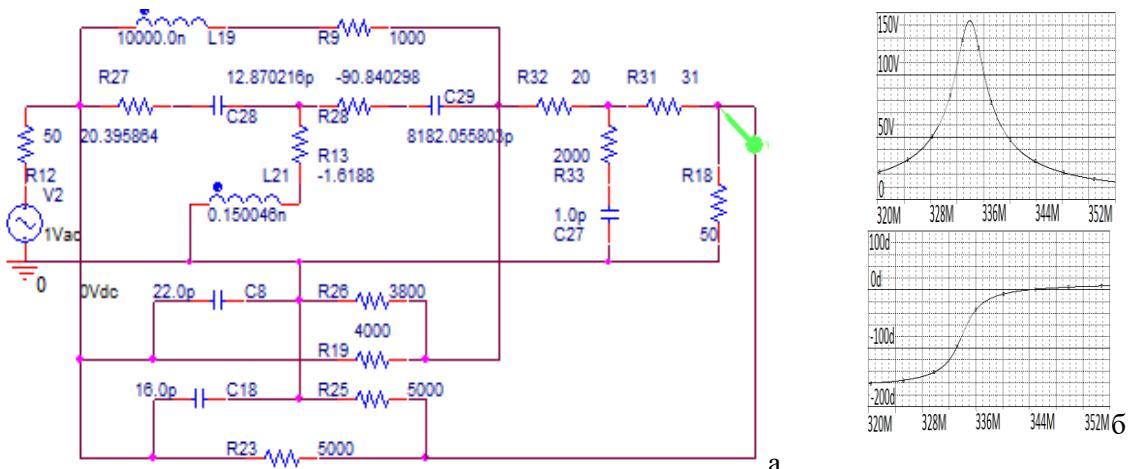


Рис. 5. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» для состояния $U=22$ (б)

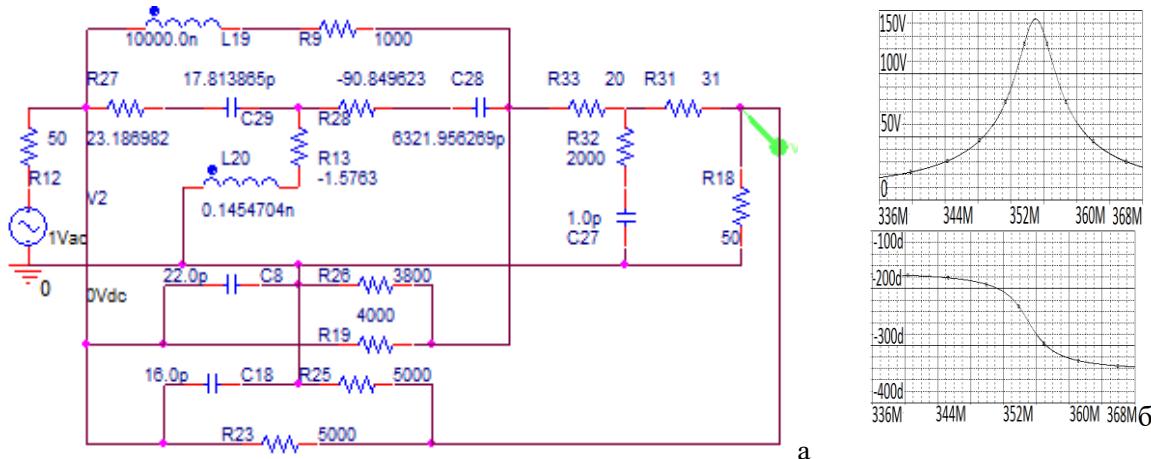


Рис. 6. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» для состояния $U=37$ (б)

Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения четырёх элементов $R_{31}, R_{32}, R_{33}, C_{27}$. Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 4б,в) частотные характеристики принципиальной схемы АФМ (рисунок 4а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентных схем (рисунки 5а, 6а) в двух состояниях, полученные расчёты путём (рисунок 4г,д) и экспериментально (рисунки 4б,в,5б,6б). Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 344$ МГц (рисунки 4г, 5б и 6б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 344.5$ МГц (рисунок 4б,в). Реализован режим π -манипуляции фазы передаточной функции АФМ на средней частоте ($\varphi=180^\circ, m=1$ при уровнях $U_1=22B, U_2=37B$ в двух состояниях). Полоса частот по уровням $\varphi=180^\circ \pm 20^\circ$ составляет 12,5 МГц ($\approx 3,6\%$). При этом амплитуда в обоих состояниях изменяется примерно от 18 В до 66 В. Произведение среднего коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 525 МГц. Это примерно в 6-8 раз больше площади АФМ усилителя с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели комплексных СЧ (10)-(20) могут быть использованы для технического проектирования различных АФМ с дополнительной обратной связью в интересах реализации частотных характеристик в двух состояниях нелинейного элемента, в которых обеспечены заданные разность фаз и отношение модулей передаточных функций.

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ BBC «BVA», 2018. – 588 с.

2. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), 2018. - 588 with.
2. Gurevich I.V. bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 with.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков¹, В.А. Головков¹

1 Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
"Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени
профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской
Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза реактивных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных частотных характеристик при минимальном количестве линейных и нелинейных элементов усилителей и демодуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «нелинейная часть- реактивный четырёхполюсник». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем реактивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах L, C . В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих реактивных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей и демодуляторов

PARAMETRICAL SYNTHESIS INCLUDED AFTER A NONLINEAR PART JET MATCHING DEVICES BY CRITERION OF MAINTENANCE THE SET FREQUENCY CHARACTERISTICS OF AMPLIFIERS AND DEMODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

A.A.Golovkov¹, V.A.Golovkov¹

¹ Federal State State-owned military educational Institution of higher Education "Military Training and Research Center of the Air Force" Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin "(Voronezh) of the Department of Defense of the Russian Federation Federation

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis jet matching devices by criterion of maintenance of the set frequency characteristics is developed at a minimum quantity of linear and nonlinear elements of amplifiers and demodulators with the general feedback covering the cascade of type « a nonlinear part -the jet two-port network. Nonlinear parts are presented in a kind трёхполюсного а нелинейного элемента и параллельной либо последовательной на ток или напряжение обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем реактивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах L, C . В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

of a feedback. Matching devices are realised in the form of typical schemes of the jet two-port networks which two-poles are executed on concentrated elements L, C . According to this criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres quasioptimum two-poles are as a result received. Presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation of modelling in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the jet two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers and demodulators.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза реактивных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей и высокочастотных частей демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. При этом предполагалось, что нелинейная часть состоит из нелинейного элемента и охватывающей его обратной связи.

Цель данной работы состоит в увеличении произведения коэффициента усиления на рабочую полосу частот усилителей и демодуляторов путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и реактивный СЧ. Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции Н усилителей и демодуляторов с дополнительной общей обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = m(\cos\varphi + j\sin\varphi) \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и реактивного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $Z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $Z_H = r_H + jx_H$ (рисунки 1а-1г).

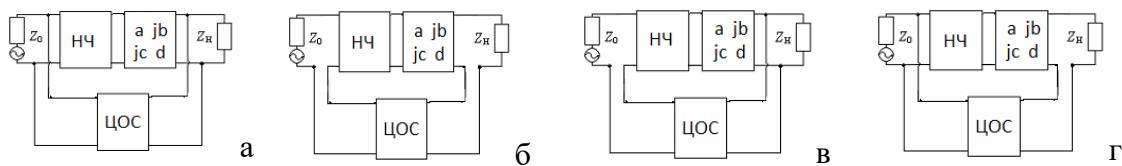


Рис. 1. Структурные схемы усилителей и демодуляторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и реактивными СЧ.

Реактивные СЧ характеризуются искомыми зависимостями элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ-ЦОС-СЧ» [2,3] запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_h[y_{21}^{oc}(db_y + ja_y) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где $A_0 = z_h[c_y z_0 + a_y(1 + y_{11}^{oc} z_0)]$; $B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_h)]a_y + c_y z_0(1 - y_{22}^{oc} z_h)$; $C_0 = z_h[d_y z_0 + b_y(1 + y_{11}^{oc} z_0)]$; $D_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_h)]b_y + d_y z_0(1 - y_{22}^{oc} z_h)$; $E_0 = -y_{21}^{oc} z_0 z_h(a_y d_y - b_y c_y)$; $H_0 = y_{12}^{oc} z_0 z_h$; a_y, b_y, c_y, d_y - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей и демодуляторов без ЦОС [1]. При синтезе реактивных СЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Этот вариант подходит для синтеза фильтров и согласования произвольных сопротивлений $z_0 = r_0 + jx_0$ и $z_h = r_h + jx_h$. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи реактивных СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(-C_1 c + B)b + D_1 d + C_2 c + C}{C_1 d + D}, \quad (3)$$

где $B = j(a_y y_{21}^{oc} z_h - B_0 M) = b_r + jb_x$; $C = z_h - H_0 M = c_r + jc_x$; $C_1 = E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}$; $C_2 = -jC_0 M = c_{2r} + jc_{2x}$; $D = A_0 M = d_r + jd_x$; $D_1 = b_y y_{21}^{oc} z_h - D_0 M = d_{1r} + jd_{1x}$; $M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi)$.

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_h[z_{21}^{oc}(ac_y + jcd_y) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_h - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]c_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y + c_y(z_0 + z_{11}^{oc})$; $H_0 = z_{12}^{oc}$; $C_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_h - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]d_y + b_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $D_0 = b_y + d_y(z_0 + z_{11}^{oc})$; $E_0 = -z_{21}^{oc}(a_yd_y - b_yc_y)$; $z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (2), но при других коэффициентах:

$$\begin{aligned} B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \quad C = z_h - H_0M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= jd_yz_hz_{21}^{oc} - jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \quad D = A_0M - c_yz_hz_{21}^{oc} = d_r + jd_x; \quad D_1 = -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (5)$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H = \frac{z_h[h_{21}^{oc}(jbc_y + dd_y) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = z_h[a_y + c_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $B_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_h)a_y + c_y[(1 - h_{22}^{oc}z_h)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h]$; $H_0 = h_{12}^{oc}z_h$; $C_0 = z_h[b_y + d_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $D_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_h)b_y + d_y[(1 - h_{22}^{oc}z_h)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h]$; $E_0 = h_{21}^{oc}z_h(a_yd_y - b_yc_y)$; $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (2) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\begin{aligned} B &= j(c_yh_{21}^{oc}z_h - B_0M) = b_r + jb_x; \quad C = z_h - H_0M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= -jC_0M = c_{2r} + jc_{2x}; \quad D = A_0M = d_r + jd_x; \quad D_1 = d_yh_{21}^{oc}z_h - D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (7)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{z_h[f_{21}^{oc}(aa_y + jb_yc) + 1]}{aA_0 + jbB_0 + jcC_0 + dD_0 + (ad + bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $A_0 = [f_{12}^{oc}f_{21}^{oc}z_0 + (1 + f_{11}^{oc}z_0)(z_h - f_{22}^{oc})]a_y + c_yz_0(z_h - f_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y(1 + f_{11}^{oc}z_0)] + z_0c_y$; $H_0 = f_{12}^{oc}z_0$; $C_0 = [f_{12}^{oc}f_{21}^{oc}z_0 + (z_h - f_{22}^{oc})(1 + f_{11}^{oc}z_0)]b_y + d_yz_0(z_h - f_{22}^{oc})$; $D_0 = d_yz_0 + b_y(1 + f_{11}^{oc}z_0)$; $E_0 = f_{21}^{oc}z_0(a_yd_y - b_yc_y)$; $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (2) для этого варианта:

$$\begin{aligned} B &= -jB_0M = b_r + jb_x; \quad C = z_h - H_0M = c_r + jc_x; \quad C_1 = E_0M = c_{1r} + jc_{1x}; \\ C_2 &= j(b_yz_hf_{21}^{oc} - C_0M) = c_{2r} + jc_{2x}; \quad D = A_0M - a_yz_hf_{21}^{oc} = d_r + jd_x; \quad D_1 = -D_0M = d_{1r} + jd_{1x}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для определения параметров типовых схем реактивных СЧ необходимо найти их элементы a,b,c,d [1,2], а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (2) с выбранным

типов обратной связи. Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения (2) и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем реактивных СЧ. Если в качестве СЧ используется перекрытое Т-образное соединение четырёх двухполюсников с реактивными сопротивлениями jX_1, jX_2, jX_3, jX_4 (рисунок 2а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_3 + X_4) - X_3 X_4(d_{1r} + b_r X_2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4)(X_2 + X_3) - c_{2r} - X_4 d_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (10)$$

$$\text{где } A_2 = [b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_4^2;$$

$$B_2 = [(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})2X_3 + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_4^2 + X_4(2X_3 + X_4)(d_x d_{1x} - d_x d_{1r}) + X_4(c_x - c_{1x})(d_r(X_3 + X_4) + X_3(d_{1r} - b_r X_4)) - B_0;$$

$$B_0 = X_4(c_r - c_{1r})(d_x(X_3 + X_4) + X_3(d_{1x} - b_x X_4)); C_2 = [d_{1r}(b_x X_3 - d_x) - d_{1x}(b_r X_3 - d_r)]X_3 X_4^2 + C_{01};$$

$$C_{01} = c_{2x}[X_3^2 d_{1r} - X_4(d_r - b_r X_3)(X_3 + X_4)] - [c_{2x}(X_3 + X_4) - d_{1x} X_3 X_4]X_3(c_{1r} - c_r + d_r) + C_{02};$$

$$C_{02} = [c_{2r}(X_3 + X_4) - d_{1r} X_3 X_4]X_3(c_{1x} - c_x + d_x) - c_{2r}[X_3^2 d_{1x} - X_4(d_x - b_x X_3)(X_3 + X_4)].$$

$$X_1 = \frac{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_3 + X_4) - X_3 X_4(d_{1r} + b_r X_2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4)(X_2 + X_3) - c_{2r} - X_4 d_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

$$\text{где } A_3 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_4^2 + (c_{2r} - d_{1r} X_4)(c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{2x} - d_{1x} X_4)(c_{1r} - c_r + d_r) + c_{2x}(d_{1r} + b_r X_4) - c_{2r}(d_{1x} + b_x X_4);$$

$$B_3 = [(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})2X_2 + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_4^2 + X_4(c_r - c_{1r})[(b_x X_4 - d_{1x} - d_x)X_2 + c_{2x}] - X_4(c_x - c_{1x})[(b_r X_4 - d_{1r} - d_r)X_2 + c_{2r}] + B_0;$$

$$B_0 = X_4(2X_2 + X_4)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + 2X_4(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r);$$

$$C_3 = \{c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - X_2[(d_x - b_x X_2)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (d_r - b_r X_2)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}] + X_2^2(b_r d_x - b_x d_r)\}X_4^2.$$

$$X_1 = \frac{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_3 + X_4) - X_3 X_4(d_{1r} + b_r X_2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4)(X_2 + X_3) - c_{2r} - X_4 d_r}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$$

$$\text{где}$$

$$A_4 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - X_3(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + b_r X_2(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - b_r X_2(c_x - c_{1x} + d_{1x})](X_2 + X_3) + X_2^2(b_r d_x - b_x d_r) + A_0;$$

$$A_0 = [d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})]X_2 + X_3(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_4 = \{B_0 - [c_{2x} - d_{1x}(X_2 + X_3)][c_{1r} - c_r + d_r] - c_{2x}(d_r - b_r X_3) + c_{2r}(d_x - b_x X_3) - X_2[d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x})]\}X_3;$$

$$B_0 = [c_{2r} - d_{1r}(X_2 + X_3)](c_{1x} - c_x + d_x); C_4 = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_3^2.$$

$$X_2 = \frac{(X_1 + X_3 + X_4)c_{2r} - X_4[X_3(d_{1r} + b_r X_1) - d_r X_1] - X_1 X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{(X_1 + X_3)X_4 b_r + (X_1 + X_3 + X_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$$

где $A_3 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_4^2 + (c_{2r} - d_{1r} X_4)(c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{2x} - d_{1x} X_4)(c_{1r} - c_r + d_r) + c_{2x}(d_{1r} + b_r X_4) - c_{2r}(d_{1x} + b_x X_4);$
 $B_3 = c_{2x}[b_r(X_4^2 + 2X_1 X_4) + 2(X_1 + X_4)(c_r - c_{1r} + d_{1r})] - c_{2r}[b_x(X_4^2 + 2X_1 X_4) + 2(X_1 + X_4)(c_x - c_{1x} + d_{1x})] - d_x[d_{1r} X_4^2 - c_{2r} 2(X_1 + X_4)] + B_0;$
 $B_0 = d_r[d_{1x} X_4^2 - c_{2x} 2(X_1 + X_4)] - X_4(c_x - c_{1x})[X_1(d_r - b_r X_4) - d_{1r}(X_1 + X_4)] + X_4(c_r - c_{1r})[X_1(d_x - b_x X_4) - d_{1x}(X_1 + X_4)];$
 $C_3 = \{[c_{2x}(X_1 + X_4) + d_x X_1 X_4](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - [c_{2r}(X_1 + X_4) + d_r X_1 X_4](c_x - c_{1x} + d_{1x}) + X_1 X_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r})\}(X_1 + X_4) + C_0;$
 $C_0 = X_1^2 X_4^2 (b_r d_x - b_x d_r) + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)(X_1 + X_4)^2.$

$$X_2 = \frac{(X_1 + X_3 + X_4)c_{2r} - X_4[X_3(d_{1r} + b_r X_1) - d_r X_1] - X_1 X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{(X_1 + X_3)X_4 b_r + (X_1 + X_3 + X_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})},$$

$$X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$$

где $A_4 = A_0 - (X_1 - X_3)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - (c_x - c_{1x})[(d_r - b_r X_3)X_1 + c_{2r} - d_{1r} X_3] + (c_r - c_{1r})[(d_x - b_x X_3)X_1 + c_{2x} - d_{1x} X_3];$
 $A_0 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_3^2 + X_3^2 (b_r d_x - b_x d_r) - c_{2r}[d_{1x} - d_x + b_x(X_1 + X_3)] + c_{2x}[d_{1r} - d_r + b_r(X_1 + X_3)];$
 $B_4 = B_0 + [(d_{1r} X_3 - d_r X_1 - 2c_{2r})(c_x - c_{1x}) + (c_r - c_{1r})(2c_{2x} + d_x X_1 - d_{1x} X_3) - 2c_{2x}(d_r - d_{1r}) + 2c_{2r}(d_x - d_{1x})](X_1 + X_3) - ;$
 $-(X_1^2 - X_3^2)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})$

$$B_0 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(X_1 + X_3)^2; C_4 = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})](X_1 + X_3)^2.$$

$$X_3 = \frac{[c_{2r} - X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](X_1 + X_4) + X_1 X_4(d_r - b_r X_2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_4)(X_1 + X_2) + d_{1r} X_4 - c_{2r}}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$$

где $A_4 = \{[c_{2x} + X_2(c_{1x} - c_x + d_x) + d_x X_1]b_r - b_x(c_{2r} + d_r X_1)\}(X_1 + X_2) + d_{1r}(b_x X_2^2 + c_{2x} + d_x X_1) - d_{1x}(b_r X_2^2 + c_{2r} + d_r X_1) + A_0;$
 $A_0 = X_2\{d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) - (c_{1r} - c_r + d_r)[d_{1x} + b_x(X_1 + X_2)]\};$
 $B_4 = B_0 + 2(c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) X_1 - (c_x - c_{1x}) X_1 [(d_r(X_1 + X_2) + c_{2r} + d_{1r} X_2) - (X_1^2 + 2X_1 X_2)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})] + X_1^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r});$
 $B_0 = X_1[(d_x(X_1 + X_2) + c_{2x} + d_{1x} X_2)(c_r - c_{1r})];$
 $C_4 = [c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] X_1^2.$

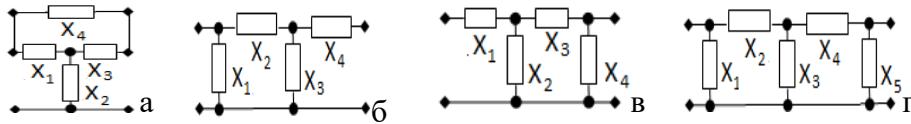


Рис. 2. Примеры синтезированных реактивных СЧ для устройств с дополнительной общей обратной связью (продолжение)

Два Г-образных звена из двухполюсников $X_{1,2,3,4}$ (рисунок 2б):

$$X_1 = \frac{(X_4 d_{1r} - c_{2r})(X_2 + X_3) + X_2 X_3 d_{1r}}{c_{2r} + X_2 d_r - X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_2) - X_4[d_{1r} + b_r(X_2 + X_3)]}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (11)$$

где $A_2 = (X_3 + X_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r - (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(X_3 + X_4)^2;$

$$B_2 = \{B_0 + c_{2x}[b_r(X_3 + 2X_4) - d_r] - c_{2r}[b_x(X_3 + 2X_4) - d_x] - X_4 d_{1x}[2b_r(X_3 + X_4) - d_r] + X_4 d_{1r}[2b_x(X_3 + X_4) - d_x]\}X_3;$$

$$B_0 = [d_{1x}(X_3 + X_4) - c_{2x}](c_{1r} - c_r + d_r) - [d_{1r}(X_3 + X_4) - c_{2r}](c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$\begin{aligned}
C_2 &= [c_{2x}(d_{1r} + X_4 b_r) - c_{2r}(d_{1x} + X_4 b_x) - (c_{2x} - X_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} - X_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x) + (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_4^2]X_3^2. \\
X_1 &= \frac{(X_4 d_{1r} - c_{2r})(X_2 + X_3) + X_2 X_3 d_{1r}}{c_{2r} + X_2 d_r - X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_2) - X_4[d_{1r} + b_r(X_2 + X_3)]}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \\
\text{где } A_3 &= A_0 + [d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r) - d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}](X_2 + X_4) + c_{2r}(c_{1x} - c_x + d_x) - c_{2x}(c_{1r} - c_r + d_r) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}; \\
B_3 &= \{d_{1x}[X_2 d_r - 2X_4 b_r(X_2 + X_4)] - d_{1r}[X_2 d_x - 2X_4 b_x(X_2 + X_4)] - (c_{2x} - X_4 d_{1x})(c_{1r} - c_r + 2d_r) + (c_{2r} - X_4 d_{1r})(c_{1x} - c_x + 2d_x) + B_0\}X_2; \\
A_0 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})(X_2 + X_4)^2; \quad B_0 = (X_2 + 2X_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}); \\
C_3 &= X_2^2[(b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})X_4 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r]. \\
X_1 &= \frac{(X_4 d_{1r} - c_{2r})(X_2 + X_3) + X_2 X_3 d_{1r}}{c_{2r} + X_2 d_r - X_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r X_2) - X_4[d_{1r} + b_r(X_2 + X_3)]}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4}, \\
\text{где } A_4 &= (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})(X_2 + X_3)^2; \\
B_4 &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(X_2 + X_3)^2 + \{X_2[d_{1x}(d_r - 2X_3 b_r) - d_{1r}(d_x - 2X_3 b_x)] + X_3[d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r) - d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x)]\}(X_2 + X_3); \\
C_4 &= \{C_0 + [c_{2r}(X_2 + X_3) - X_2 X_3 d_{1r}](c_{1x} - c_x + d_x)\}X_3 + X_2(X_2 + X_3)[(b_r c_{2x} - b_x c_{2r})X_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r]; \\
C_0 &= d_{1r}[(X_3 b_x - d_x)X_2^2 + X_3 c_{2x}] - d_{1x}[X_3 c_{2r} - (d_r - X_3 b_r)X_2^2] - [c_{2x}(X_3 + X_3) - X_2 X_3 d_{1x}](c_{1r} - c_r + d_r). \\
X_2 &= \frac{[X_1(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}]X_3 - X_1 c_{2r} + X_4[d_{1r}(X_1 + X_3) + X_1 X_3 b_r]}{c_{2r} + X_1 d_r - (d_{1r} + X_1 b_r)(X_3 + X_4)}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \\
\text{где } A_3 &= [b_x c_{2r} - b_r c_{2x} + (d_{1x} + X_1 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + X_1 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)]X_1 + d_{1x}(b_r X_1^2 + c_{2r}) - d_{1r}(b_x X_1^2 + c_{2x}); \\
B_3 &= [X_4(c_x - c_{1x})b_r - d_{1x}(d_r - 2X_4 b_r) + d_{1r}(d_x - 2X_4 b_x) + b_x c_{2r} - b_r c_{2x}]X_1^2 + \{(c_r - c_{1r})(d_x - X_4 b_x)X_1 + c_{2x} - X_4 d_{1x}\} - B_0\}X_1; \\
B_0 &= (c_x - c_{1x})(c_{2r} + X_1 d_r - X_4 d_{1r}); C_3 = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})X_4^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})X_4 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r]X_1^2. \\
X_2 &= \frac{[X_1(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - c_{2r}]X_3 - X_1 c_{2r} + X_4[d_{1r}(X_1 + X_3) + X_1 X_3 b_r]}{c_{2r} + X_1 d_r - (d_{1r} + X_1 b_r)(X_3 + X_4)}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4}, \\
\text{где } B_4 &= [d_{1r}(d_x - 2X_3 b_x) - d_{1x}(d_r - 2X_3 b_r) + b_x c_{2r} - b_r c_{2x}]X_1^2 + \{(c_x - c_{1x})(d_{1r} + X_1 b_r) - (c_r - c_{1r})(d_{1x} + X_1 b_x)\}X_1 X_3; \\
C_4 &= [C_{01} - X_1(c_r - c_{1r})(X_3 d_{1x} - c_{2x} + X_1 X_3 b_x) - X_1(c_x - c_{1x})(c_{2r} - X_3 d_{1r}) + X_1 b_x c_{2r}(X_1 + X_3)]X_3 + C_{02}; \\
A_4 &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})X_1^2; C_{01} = d_{1x}[X_3 c_{2r} - X_1^2(d_r - X_3 b_r)] - X_1^2(c_x - c_{1x})d_r - d_{1r}[X_3(c_{2x} + X_1 d_x) - X_1^2(d_x - X_3 b_x)]; \\
C_{02} &= X_3^2[b_r(c_x - c_{1x})X_1^2 + X_1 d_r(d_{1x} + X_1 b_x)] - X_1^2 d_x[b_r X_3^2 + (c_{1r} - c_r)X_3 + c_{2r}] - X_1 c_{2x}[b_r(X_1 + X_3)X_3 - X_1 d_r]. \\
X_3 &= \frac{[c_{2r} + X_1 d_r - X_4(d_{1r} + X_1 b_r)]X_2 + X_1(c_{2r} - X_4 d_{1r})}{(X_2 + X_4)(d_{1r} + X_1 b_r) - c_{2r} + X_1(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4}, \\
\text{где } B_4 &= (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})X_1^2 + \{(c_r - c_{1r})(d_{1x}(X_1 + X_2) + X_1 X_2 b_x) - (c_x - c_{1x})(d_{1r}(X_1 + X_2) + X_1 X_2 b_r)\}X_1; \\
C_4 &= \{c_{2r}(X_1 + X_2) + X_1 X_2 d_r\}(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - [c_{2x}(X_1 + X_2) + X_1 X_2 d_x](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - X_2^2[d_x(d_{1r} + X_1 b_r) - d_r(d_{1x} + X_1 b_x)]\}X_1 + C_0; \\
A_4 &= (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})X_1^2; C_0 = c_{2x}[X_1^2 d_r - X_2(d_{1r} + X_1 b_r)(X_1 + X_2)] - c_{2r}[X_1^2 d_x - X_2(d_{1x} + X_1 b_x)(X_1 + X_2)]. \\
\text{Два обратных Г-образных звена из двухполюсников } X_{1,2,3,4} \text{ (рисунок 2Б):} \\
X_1 &= \frac{[X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + X_3(d_{1r} + X_2 b_r)]X_4 - c_{2r}(X_2 + X_3 + X_3) - X_2 X_3 d_r}{(d_r - X_4 b_r)(X_2 + X_3) + X_4 d_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (12)
\end{aligned}$$

где $A_2 = (b_r d_x - b_x d_r) X_4^2 + X_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (d_x - X_4 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - X_4 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$

 $B_2 = \{B_0 + b_r [c_{2x}(2X_3 + X_4) - X_3 X_4 d_{1x}] X_4 + d_x [2c_{2r}(X_3 + X_4) - X_3 X_4 d_{1r}] - d_r [2c_{2x}(X_3 + X_4) - X_3 X_4 d_{1x}]\};$
 $B_0 = (c_x - c_{1x} + d_{1x}) [d_r(X_3 + X_4) - X_3 X_4 b_r] - (c_r - c_{1r} + d_{1r}) [d_x(X_3 + X_4) - X_3 X_4 b_x] - b_x [c_{2r}(2X_3 + X_4) - X_3 X_4 d_{1r}];$
 $C_2 = X_3 X_4 (X_3 + X_4) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (X_3 + X_4)^2 - X_3^2 X_4^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}).$
 $X_1 = \frac{[X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + X_3(d_{1r} + X_2 b_r)] X_4 - c_{2r}(X_2 + X_3 + X_4) - X_2 X_3 d_r}{(d_r - X_4 b_r)(X_2 + X_3) + X_4 d_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$

где $B_3 = (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) 2(X_2 + X_4) + X_4 \{(2X_2 + X_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_2 [(d_x - X_4 b_x)(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) - (d_r - X_4 b_r)(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})]\} + B_0;$

 $B_0 = (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_4^2; A_3 = (b_x d_r - b_r d_x) X_4^2 + X_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$
 $C_3 = \{(X_2 + X_4)[b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r(c_x - c_{1x}) + d_x d_{1x}] - [d_x(X_2 + X_4) - X_2 X_4 b_x](c_r - c_{1r} + d_{1r})\} X_2 X_4 + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (X_2 + X_4)^2 - C_0;$
 $C_0 = X_2^2 X_4^2 [b_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - b_r d_x + b_x d_r].$
 $X_1 = \frac{[X_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + X_3(d_{1r} + X_2 b_r)] X_4 - c_{2r}(X_2 + X_3 + X_4) - X_2 X_3 d_r}{(d_r - X_4 b_r)(X_2 + X_3) + X_4 d_r}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$

где $A_4 = A_0 + (b_r d_x - b_x d_r) X_2^2 + [d_x - b_x(X_2 + X_3)] (c_{2r} - X_3 d_{1r}) - [d_r - b_r(X_2 + X_3)] (c_{2x} - X_3 d_{1x});$

 $B_4 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(X_2 + X_3)^2 + [d_x(2c_{2r} - X_3 d_{1r}) - d_r(2c_{2x} - X_3 d_{1x}) - X_2 d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + X_2 d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x})] (X_2 + X_3);$
 $A_0 = \{[(X_2 + X_3)b_x - d_x](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - [(X_2 + X_3)b_r - d_r](c_x - c_{1x} + d_{1x})\} X_2; C_4 = (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (X_2 + X_3)^2.$
 $X_2 = \frac{(d_{1r} + X_1 b_r) X_3 X_4 - (c_{2r} + X_1 d_r)(X_3 + X_4)}{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r}) X_4 + c_{2r} + (d_r - X_4 b_r)(X_1 + X_3)}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3},$

где $A_3 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x}) X_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_4 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r; B_0 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) X_4^2;$

 $B_3 = [(c_r - c_{1r})[(d_x - X_4 b_x) X_1 + c_{2x} - X_4 d_{1x}] - d_r(c_{2x} - X_4 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})[(d_r - X_4 b_r) X_1 + c_{2r} - X_4 d_{1r}] - c_{2x} d_r + d_x (2c_{2r} - X_4 d_{1r})] X_4 + B_0;$
 $C_3 = [c_{2r}(d_x - X_4 b_x) - c_{2x}(d_r - X_4 b_r) + X_1^2 (b_r d_x - b_x d_r) + (c_{2x} + X_1 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (c_{2r} + X_1 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})] X_4^2.$
 $X_2 = \frac{(d_{1r} + X_1 b_r) X_3 X_4 - (c_{2r} + X_1 d_r)(X_3 + X_4)}{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r}) X_4 + c_{2r} + (d_r - X_4 b_r)(X_1 + X_3)}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$

где $A_4 = A_0 + c_{2r} d_x - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + X_1 d_r - X_3 d_{1r}) + c_{2x} [b_r(X_1 + X_3) - d_r] + X_1 X_3 b_r(c_x - c_{1x}) - b_x c_{2r}(X_1 + X_3);$

 $A_0 = (b_r d_x - b_x d_r) X_1^2 + d_{1r}[c_{2x} + X_3^2 b_x + d_x(X_1 - X_3)] - d_{1x}[c_{2r} + X_3^2 b_r + d_r(X_1 - X_3)] + (c_r - c_{1r})[c_{2x} + X_1(d_x - X_3 b_x) - X_3 d_{1x}];$
 $B_4 = [(c_r - c_{1r})(c_{2x} + X_1 d_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + X_1 d_r) + c_{2r}(2d_x - X_3 b_x) - d_r(2c_{2x} - X_3 d_{1x})] X_3 + X_3^2 (b_r c_{2x} - d_x d_{1r});$
 $C_4 = X_3^2 (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r). X_3 = \frac{[X_4(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + X_1 b_r) - c_{2r} - X_1 d_r] X_2 - X_4(c_{2r} + X_1 d_r)}{(d_r - X_4 b_r)(X_1 + X_2) + c_{2r} - X_4 d_{1r}},$
 $X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4 C_4}}{2A_4},$

где $A_4 = A_0 - d_{lr}(c_{2x} + X_1 d_x) + d_{lx}(c_{2r} + X_1 d_r) + b_x[(c_{2r} + X_1 d_r)(X_1 + X_2) - X_2^2 d_{lr}] - b_r[(c_{2x} + X_1 d_x)(X_1 + X_2) - X_2^2 d_{lx}]$;
 $A_0 = \{[d_{lx} + b_x(X_1 + X_2)](c_{lr} - c_r + d_r) - [d_{lr} + b_r(X_1 + X_2)](c_{lx} - c_x + d_x)\}X_2$;
 $B_4 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{lx} + d_x d_{lr})X_2^2 + \{(c_r - c_{lr})[c_{2x} + d_x(X_1 + X_2)] - (c_x - c_{lx})[c_{2r} + d_r(X_1 + X_2)]\}X_2$; $C_4 = X_2^2(c_{2x} d_r - c_{2r} d_x)$.

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ.

На рисунках 3-4 для примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы широкополосного усилителя, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их теоретические и экспериментальные характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 3а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и цепи обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{44}, R_{72}, R_{66} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения трёх элементов R_{69}, C_{50}, R_{71} . Нагрузка выполнена на элементе R_{47} . Сопротивление источника сигнала реализована элементом R_{68} . Схема реактивного СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах L_2, C_{42}, C_{52} , значения параметров которых определялись по формулам:

$$X_1 = \frac{(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} - X_3 b_r)X_2 + c_{2r} - X_3 d_{1r}}{(X_2 + X_3)b_r - d_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (13)$$

где $A_2 = (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_x - b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})$;

$B_2 = (X_3 b_x - d_x)(c_r - c_{1r}) + b_r(c_{2x} - 2X_3 d_{1x}) - b_x(c_{2r} - 2X_3 d_{1r}) + (c_x - c_{1x})(d_r - X_3 b_r) + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}$;

$C_2 = (b_x d_{1r} - b_r d_{1x})X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})X_3 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r$.

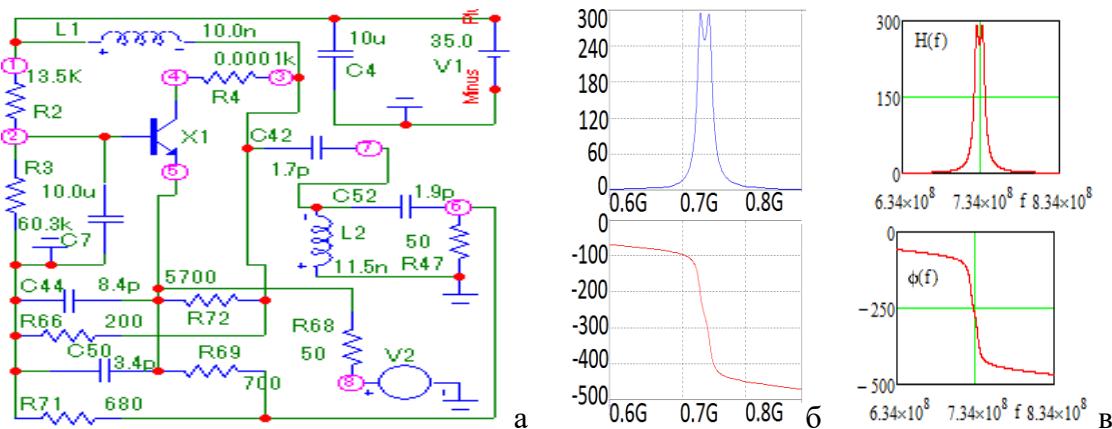


Рис. 3. Принципиальная схема широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ и ФЧХ усилителя, полученные в системе «MicroCap» (б) и в системе «MathCad» (в)

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх сложных двухполюсников ($R_{10}, L_{24}, C_{25}, R_{27}$; $R_{13}, L_{26}, C_{23}, R_{30}$; $R_{28}, L_{25}, C_{26}, R_{29}$; R_9, L_{25}) (рисунок 5а).

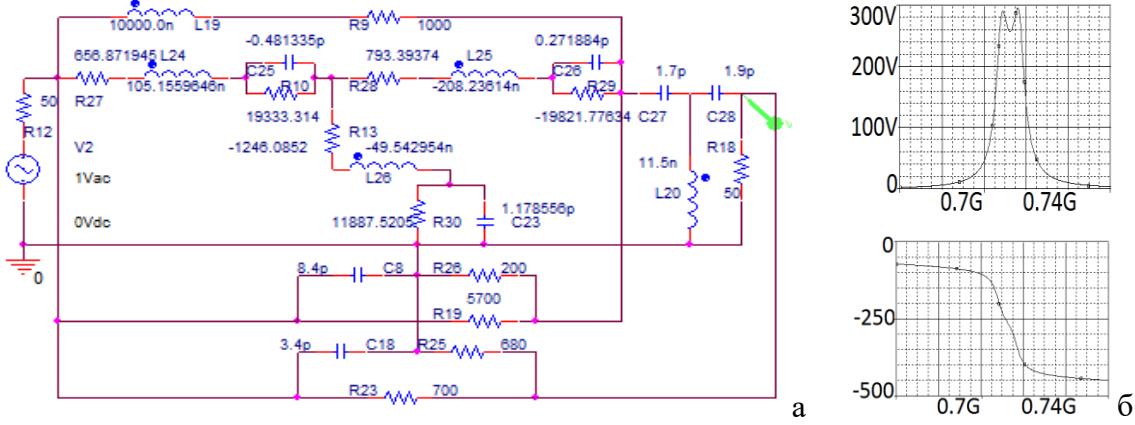


Рис. 4. Эквивалентная схема (а), широкополосного усилителя (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» (б)

Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ на двух заданных частотах [2,4] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения трёх элементов L_{20}, C_{27}, C_{28} . Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 3б) частотные характеристики принципиальной схемы широкополосного усилителя (рисунок 3а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рисунок 4а) усилителя, полученные расчёты путём (рисунок 3в) и экспериментально (рисунки 3б, 4б). Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 735$ МГц (рисунки 3в и 3б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 733$ МГц (рисунок 4б). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 3500 МГц. Это примерно в 8-10 раз больше площади усиления усилителя с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели реактивных СЧ (10)-(13) могут быть использованы для технического проектирования различных усилителей и демодуляторов с заданными частотными характеристиками. Результаты можно также использовать для формирования заданных АЧХ и ФЧХ фильтров и для согласования произвольных сопротивлений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ BBC «BVA», 2018. – 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: ВУНЦ the Air Forces «BVA», 2018. - 588 with.
2. Gurevich I.V.bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975. - 368 with.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ.

А.А. Головков, В.А. Головков

Федеральное государственное казённое военное образовательное учреждение высшего образования
"Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени
профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж) Министерства обороны Российской
Федерации (ВУНЦ ВВС "ВВА"), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза резистивных согласующих устройств по критерию обеспечения заданных частотных характеристик при минимальном количестве линейных и нелинейных элементов усилителей и демодуляторов с общей обратной связью, охватывающей каскад типа «нелинейная часть-резистивный четырёхполюсник». Нелинейные части представлены в виде трёхполюсного нелинейного элемента и параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи. Согласующие устройства реализованы в виде типовых схем резистивных четырёхполюсников, двухполюсники которых выполнены на сосредоточенных элементах R . В соответствии с этим критерием сформированы и решены системы алгебраических уравнений. В результате получены модели оптимальных и квазиоптимальных четырёхполюсников и двухполюсников в виде математических выражений для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи четырёхполюсников, для отыскания зависимостей сопротивлений от частоты и значений параметров квазиоптимальных двухполюсников. Наличие двух цепей обратной связи приводит к увеличению рабочей полосы частот. Сравнительный анализ теоретических результатов, полученных путём математического моделирования в системе «MathCad», и экспериментальных результатов, полученных путём схемотехнического моделирования в системах «OrCad» и «MicroCap», показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих резистивных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей и демодуляторов.

PARAMETRICAL SYNTHESIS INCLUDED AFTER NONLINEAR PART RESISTIVE MATCHING DEVICES BY CRITERION OF MAINTENANCE THE SET FREQUENCY CHARACTERISTICS OF AMPLIFIERS AND DEMODULATORS WITH THE GENERAL FEEDBACK

A.A.Golovkov, V.A.Golovkov

1 The federal state military educational institution of higher education "Military uchebno-centre of science of Military-air forces" Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin "(Voronezh) the Ministries of Defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis resistive jet matching devices by criterion of maintenance of the set frequency characteristics is developed at a minimum quantity of linear and nonlinear elements of amplifiers and demodulators with the general feedback covering the cascade of type «a nonlinear part-resistive the two-port network». Nonlinear parts

are presented in a kind three-pole a nonlinear element and parallel either consecutive on a current or pressure of a feedback. Matching devices are realised in the form of typical schemes of the resistive two-port networks which two-poles are executed on concentrated elements R . According to this criterion systems of the algebraic equations are generated and solved. Models optimum and quasioptimum two-port networks and two-poles in the form of mathematical expressions for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of two-port networks, for search of dependences of resistance from frequency and values of parametres quasioptimum two-poles are as a result received. Presence of two chains of a feedback leads to increase in a working strip of frequencies. The comparative analysis of the theoretical results received by mathematical modelling in system "MathCad", and the experimental results received by circuit simulation of in systems "OrCad" and «MicroCap», shows their satisfactory coincidence.

Keywords: parametrical synthesis matching the resistive two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers and demodulators.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза резистивных согласующих четырёхполюсников (СЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей и высокочастотных частей демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. При этом предполагалось, что нелинейная часть состоит из нелинейного элемента и охватывающей его обратной связи.

Цель данной работы состоит в увеличении произведения коэффициента усиления на рабочую полосу частот усилителей и демодуляторов путём включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и резистивный СЧ. Для достижения этой цели делается попытка решить следующую задачу параметрического синтеза резистивных СЧ.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров резистивных СЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы Φ передаточной функции H усилителей и (или) демодуляторов с дополнительной общей обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента от частоты (здесь и далее аргументы опущены):

$$H=m(\cos\varphi+j\sin\varphi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена в виде нелинейного элемента с обратной связью или без неё, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и резистивного СЧ, а также общую ЦОС, сопротивления источника сигнала $z_0=r_0+jx_0$ и нагрузки $z_h=r_h+jx_h$ (рисунки 1а-1г). Резистивные СЧ характеризуются искомыми зависимостями элементов a, b, c, d классической матрицы передачи от частоты.

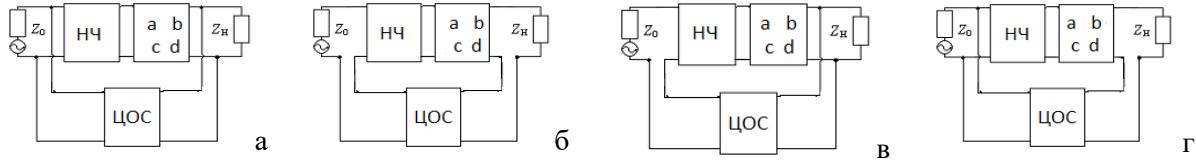


Рис. 1. Структурные схемы усилителей и демодуляторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) общими цепями обратной связи и резистивными СЧ.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Используя известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ-ЦОС-СЧ» [1,2] запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_h[y_{21}^{oc}(db_y + a_y b) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где $A_0 = z_h[c_y z_0 + a_y(1 + y_{11}^{oc} z_0)]$;

$$B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_h)]a_y + c_y z_0(1 - y_{22}^{oc} z_h); \quad C_0 = z_h[d_y z_0 + b_y(1 + y_{11}^{oc} z_0)];$$

$$D_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_h)]b_y + d_y z_0(1 - y_{22}^{oc} z_h); \quad E_0 = -y_{21}^{oc} z_0 z_h(a_y d_y - b_y c_y);$$

$H_0 = y_{12}^{oc} z_0 z_h$; a_y, b_y, c_y, d_y - известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты.

Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей и демодуляторов без ЦОС [1]. При синтезе резистивных СЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Этот вариант подходит для синтеза фильтров и согласования произвольных сопротивлений $z_0 = r_0 + jx_0$ и $z_h = r_h + jx_h$. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией. Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи реактивных СЧ, оптимальной по критерию (1):

$$d = \frac{(B + C_1 C)b + D_1 a + C_2 c + C}{C_1 a + D}, \quad (3)$$

где $B = a_y y_{21}^{oc} z_h - B_0 M = b_r + j b_x$; $C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x$; $C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}$;

$$C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = D_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_h = d_r + j d_x; \quad D_1 = -A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_h [z_{21}^{oc} (ac_y + cd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_h - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]c_y + a_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y + c_y(z_0 + z_{11}^{oc})$;

$H_0 = z_{12}^{oc}$; $C_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_h - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc}z_{21}^{oc}]d_y + b_y(z_h - z_{22}^{oc})$; $D_0 = b_y + d_y(z_0 + z_{11}^{oc})$;

$E_0 = -z_{21}^{oc}(a_y d_y - b_y c_y)$; $z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при других коэффициентах:

$$B = -B_0 M = b_r + jb_x; C = z_h - H_0 M = c_r + jc_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \quad (5)$$

$$C_2 = d_y z_h z_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; D = D_0 M = d_r + jd_x; D_1 = c_y z_h z_{21}^{oc} - A_0 M = d_{1r} + jd_{1x}.$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в):

$$H = \frac{z_h [h_{21}^{oc} (bc_y + dd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = z_h [a_y + c_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $B_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_h)a_y + c_y[(1 - h_{22}^{oc}z_h)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h]$;

$H_0 = h_{12}^{oc}z_h$; $C_0 = z_h [b_y + d_y(z_0 + h_{11}^{oc})]$; $D_0 = (1 - h_{22}^{oc}z_h)b_y + d_y[(1 - h_{22}^{oc}z_h)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc}h_{21}^{oc}z_h]$;

$E_0 = h_{21}^{oc}z_h(a_y d_y - b_y c_y)$; $h_{11}^{oc}, h_{12}^{oc}, h_{21}^{oc}, h_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы Н ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$B = c_y h_{21}^{oc} z_h - B_0 M = b_r + jb_x; C = z_h - H_0 M = c_r + jc_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \quad (7)$$

$$C_2 = -C_0 M = c_{2r} + jc_{2x}; D = D_0 M - d_y z_h h_{21}^{oc} = d_r + jd_x; D_1 = -A_0 M = d_{1r} + jd_{1x}.$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$H = \frac{z_h [f_{21}^{oc} (aa_y + b_y c) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $A_0 = [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (1 + f_{11}^{oc} z_0)(z_h - f_{22}^{oc})]a_y + c_y z_0(z_h - f_{22}^{oc})$; $B_0 = a_y(1 + f_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_y$;

$H_0 = f_{12}^{oc} z_0$; $C_0 = [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (z_h - f_{22}^{oc})(1 + f_{11}^{oc} z_0)]b_y + d_y z_0(z_h - f_{22}^{oc})$; $D_0 = d_y z_0 + b_y(1 + f_{11}^{oc} z_0)$;

$E_0 = f_{21}^{oc} z_0(a_y d_y - b_y c_y)$; $f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc}$ - известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$B = -B_0 M = b_r + jb_x; C = z_h - H_0 M = c_r + jc_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + jc_{1x}; \quad (9)$$

$$C_2 = b_y z_h f_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; D = D_0 M = d_r + j d_x; D_1 = a_y z_h f_{21}^{oc} - A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Для определения параметров типовых схем резистивных СЧ необходимо найти их элементы a,b,c,d [1,2], а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 для (3) с выбранным типом обратной связи. Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения (3) и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы СЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик с помощью квазиоптимальных двухполюсников в ограниченной полосе частот решена в работе [1].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем резистивных СЧ. Если в качестве СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников с резистивными сопротивлениями R_1, R_2 (рисунок 2а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, оптимальные по критерию (1), определяются следующим образом:

$$R_1 = \frac{-(c_{2r} + R_2 c_{1r})}{c_r + d_{1r} + R_2 b_r}; R_K = \frac{-B_K \pm \sqrt{B_K^2 - 4A_K C_K}}{2A_K}; K = 2, \quad (10)$$

$$\text{где } A_2 = b_r c_{1x} - b_x c_{1r}; B_2 = c_{1x}(c_r + d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - c_{1r}(c_x + d_{1x}); C_2 = (c_r + d_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x + d_{1x}).$$

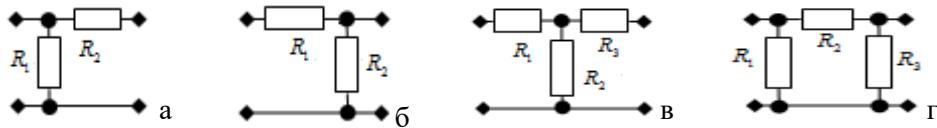


Рис. 2. Примеры синтезированных резистивных СЧ

Далее выражение для определения зависимости сопротивления от частоты одного из двухполюсников СЧ имеет вид R_K из (10) с соответствующим номером K . Например, для СЧ в виде обратного Г-образного соединения двух двухполюсников (рисунок 2б):

$$R_1 = -\frac{c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{d_r + R_2 b_r}; K = 2; \quad (11)$$

$$A_2 = (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})b_x + b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \quad B_2 = (c_x - c_{1x} - d_x)d_{1r} + d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r};$$

$$C_2 = c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}.$$

СЧ в виде Т-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2в):

$$R_1 = -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_3 b_r)R_2 + c_{2r} - R_3 d_r}{b_r(R_2 + R_3) + d_{1r}}; K = 2; \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
A_2 &= (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})b_x + b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
B_2 &= (c_x - c_{1x})(d_{1r} + R_3 b_r) - (c_r - c_{1r})(d_{1x} + R_3 b_x) - 2R_3(b_r d_x - b_x d_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\
C_2 &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_3 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}. \\
R_1 &= -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_3 b_r)R_2 + c_{2r} - R_3 d_r}{b_r(R_2 + R_3) + d_{1r}}; \quad K = 3; \\
A_3 &= b_x d_r - b_r d_x; \quad B_3 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r} + R_2[(c_{1r} - c_r + 2d_r)b_x - b_r(c_{1x} - c_x + 2d_x)]; \\
C_3 &= c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}. \\
R_2 &= -\frac{c_{2r} - R_3 d_r + R_1(d_{1r} + R_3 b_r)}{c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 3; \\
A_3 &= b_x d_r - b_r d_x; \quad B_3 = (R_1 b_x - d_x)(c_r - c_{1r}) + (c_x - c_{1x})(d_r - R_1 b_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\
C_3 &= R_1^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + R_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - (c_{2x} + R_1 d_{1x})(c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} + R_1 d_{1r})(c_{1x} - c_x + d_x).
\end{aligned}$$

СЧ в виде П-образного соединения трёх двухполюсников (рисунок 2г):

$$\begin{aligned}
R_1 &= -\frac{c_{2r}(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r}{c_{2r} + R_2 d_{1r} + R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)}; \quad K = 2; \\
A_2 &= (b_r d_x - b_x d_r)R_3^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_3 + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}; \\
B_2 &= R_3[(c_{2r} - R_3 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r} - R_3(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - (c_{2x} - R_3 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r})]; \\
C_2 &= -R_3^2[(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]. \\
R_1 &= -\frac{c_{2r}(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r}{c_{2r} + R_2 d_{1r} + R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)}; \quad K = 3; \\
A_3 &= (c_x - c_{1x} + d_{1x})(c_{2r} - R_2 d_r) - R_2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + R_2^2(b_r d_x - b_x d_r) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r - (c_{2x} - R_2 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}); \\
B_3 &= (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_2^2 + R_2[(c_{1r} - c_r - 2d_{1r})c_{2x} + c_{2r}(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})]; \quad C_3 = R_2^2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}). \\
R_2 &= -\frac{(R_1 + R_3)c_{2r} + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}{c_{2r} - R_3 d_r + R_3(d_{1r} + R_3 b_r)}; \quad K = 3; \\
A_3 &= [b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - (d_x - R_1 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (d_r - R_1 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + R_1(b_r d_x - b_x d_r)]R_1 + c_{2x} d_r - c_{2r} d_x; \\
B_3 &= R_1[(c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r}) - R_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})]; \quad C_3 = R_1^2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}).
\end{aligned}$$

СЧ в виде перекрытого Т-образного звена (рисунок 3а):

$$\begin{aligned}
R_1 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) - R_3 R_4(d_r - R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_2 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \quad K = 2; \\
A_2 &= R_4^2[(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})b_r - b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]; \\
B_2 &= B - R_4^2[R_3(b_r d_x - b_x d_r) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r} - (d_{1x} + R_3 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) + (d_{1r} + R_3 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)]; \\
B &= R_3 R_4[2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - (d_x + d_{1x})(c_r - c_{1r}) + (c_x - c_{1x})(d_r + d_{1r})];
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_2 &= C + R_3(R_3 + R_4)[R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})] - (c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_3 + R_4)^2; \\
C &= \{(b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + R_4[d_r(c_x - c_{1x}) - d_x(c_r - c_{1r})] + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r\}R_3^2. \\
R_1 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) - R_3 R_4(d_r - R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \quad K = 3; \\
A_3 &= (b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})R_4 + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r + (c_{2x} - R_4 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (c_{2r} - R_4 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}); \\
B_3 &= \{B - 2R_2[d_x(d_{1r} + R_4 b_r) - d_r(d_{1x} + R_4 b_x)] - 2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})\}R_4 + R_4^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}); \\
B &= (c_r - c_{1r})[c_{2x} - R_2(d_x + d_{1x} + R_4 b_x)] - (c_x - c_{1x})[c_{2r} - R_2(d_r + d_{1r} + R_4 b_r)]; \\
C_3 &= \{[b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_{1x} + R_2 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + R_2 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)]R_2 + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_2^2 - c_{2r}d_{1x} + c_{2x}d_{1r}\}R_4^2. \\
R_1 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_3 + R_4) - R_3 R_4(d_r - R_2 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} + R_4 d_{1r}}; \quad K = 4; \\
A_4 &= R_2[d_{1r} + b_r(R_2 + R_3)](c_x - c_{1x}) + R_2^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - c_{2r}d_{1x} + c_{2x}d_{1r} - R_2(c_r - c_{1r})[d_{1x} + b_x(R_2 + R_3)] + A; \\
B_4 &= \{[d_{1r}(c_{2x} - R_2 d_x) - d_{1x}(c_{2r} - R_2 d_r)]2 + (c_x - c_{1x})[d_r(R_2 + R_3) - c_{2r} + R_2 d_{1r}] - (c_r - c_{1r})[d_x(R_2 + R_3) - c_{2x} + R_2 d_{1x}]\}R_3 + B; \\
A &= (R_2 + R_3)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_3)^2; \quad B = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_3^2; \\
C_{R_4} &= R_3^2[(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]. \\
R_2 &= -\frac{(R_1 + R_3 + R_4)c_{2r} + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - R_4[R_3(d_r - R_1 b_r) - R_1 d_r]}{(R_1 + R_3 + R_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + R_4 b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 3; \\
A_3 &= (c_{2x} - R_4 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - R_4^2(b_r d_x - b_x d_r) + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r - (c_{2r} - R_4 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}); \\
B_3 &= R_4(2R_1 + R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + R_4^2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - 2(R_1 + R_4)[c_{2x}(d_r - d_{1r}) - c_{2r}(d_x - d_{1x})] + B; \\
B &= (c_x - c_{1x})[(R_4 d_r - 2c_{2r})(R_1 + R_4) - R_1 R_4(d_r + R_4 b_r)] + (c_r - c_{1r})[(R_4 d_x - 2c_{2x})(R_1 + R_4) - R_1 R_4(d_x + R_4 b_x)]; \\
C_3 &= \{[c_{2r}(R_1 + R_4) + R_1 R_4 d_{1r}](c_{1x} - c_x + d_x) - [c_{2x}(R_1 + R_4) + R_1 R_4 d_{1x}](c_{1r} - c_r + d_r) + R_1 R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r})\}(R_1 + R_4) + C; \\
C &= R_1^2 R_4^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - (c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_1 + R_4)^2. \\
R_2 &= -\frac{(R_1 + R_3 + R_4)c_{2r} + R_1 R_3(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - R_4[R_3(d_r - R_1 b_r) - R_1 d_r]}{(R_1 + R_3 + R_4)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + R_4 b_r(R_1 + R_3)}; \quad K = 4; \\
A_4 &= A - R_3^2(b_r d_x - b_x d_r) + R_1^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3) - c_{2x}(d_r - d_{1r}) + c_{2r}(d_x - d_{1x}); \\
A &= (R_3 - R_1)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r})[c_{2x} + R_1 d_{1x} - R_3(d_x - R_1 b_x)] - (c_x - c_{1x})[c_{2r} + R_1 d_{1r} - R_3(d_r - R_1 b_r)]; \\
B_4 &= [(R_3 d_r - 2c_{2r} - R_1 d_{1r})(c_x - c_{1x}) + (c_r - c_{1r})(R_1 d_{1x} + 2c_{2x} - R_3 d_x) - 2c_{2x}(d_r - d_{1r}) + 2c_{2r}(d_x - d_{1x})](R_1 + R_3) + B; \\
B &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3)^2 + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})(R_1^2 - R_3^2); \quad C_4 = [(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_1 + R_3)^2. \\
R_3 &= -\frac{[c_{2r} + R_2(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})](R_1 + R_4) + R_1 R_4(d_{1r} + R_2 b_r)}{(R_1 + R_2)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r) + c_{2r} - R_4 d_r}; \quad K = 4; \\
A_4 &= A + (R_1 + R_2)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_1 + R_2)^2 - R_2^2(b_r d_x - b_x d_r) + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r; \\
A &= \{(c_r - c_{1r})[d_x - b_x(R_1 + R_2)] - (c_x - c_{1x})[d_r - b_r(R_1 + R_2)]\}R_2;
\end{aligned}$$

$$B_4 = \{B - (c_x - c_{1x})(d_{1r}(R_1 + R_2) + c_{2r} + R_2 d_r) - (R_1 + 2R_2)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})(c_{2x} - R_2 d_x) + 2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)\}R_1 + R_1^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r});$$

$$B = (c_r - c_{1r})(d_{1x}(R_1 + R_2) + c_{2x} + R_2 d_x); C_4 = [(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]R_1^2.$$

СЧ в виде двух Г-образных звеньев (рисунок 3а):

$$R_1 = \frac{(R_4 d_r - c_{2r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_r}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - d_r(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_2 b_r)}; K = 2; \quad (15)$$

$$B_2 = \{(c_x - c_{1x})(c_{2r} - d_r(R_3 + R_4)) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - d_x(R_3 + R_4)) + 2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) - (R_3 + 2R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + B\}R_3;$$

$$A_2 = (b_r d_x - b_x d_r)(R_3 + R_4)^2 + (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})(R_3 + R_4) + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}; B = 2R_4(R_3 + R_4)(b_r d_x - b_x d_r);$$

$$C_2 = [R_4^2(b_r d_x - b_x d_r) - R_4(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r - (c_{2x} - R_4 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + (c_{2r} - R_4 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})]R_3^2.$$

$$R_1 = \frac{(R_4 d_r - c_{2r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_r}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - d_r(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_2 b_r)}; K = 3;$$

$$A_3 = [c_{2r} - d_r(R_2 + R_4)](c_x - c_{1x} + d_{1x}) + (b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_4)^2 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r - [c_{2x} - d_x(R_2 + R_4)](c_r - c_{1r} + d_{1r}) - A;$$

$$B_3 = [(c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_4 d_r) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_4 d_x) + 2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) - (R_2 + 2R_4)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + B]R_2;$$

$$C_3 = \{(R_2 + 2R_3)(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}) - C + R_4(b_r d_x - b_x d_r)[2R_3(R_2 + R_4) + R_2 R_4] - R_3[(c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_4 d_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_4 d_r)]\}R_2;$$

$$A = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_2 + R_4); B = 2R_4(b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_4); C = [R_2(R_3 + R_4) + 2R_3 R_4](b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}).$$

$$R_1 = \frac{(R_4 d_r - c_{2r})(R_2 + R_3) + R_2 R_3 d_r}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + c_{2r} - d_r(R_3 + R_4) + R_3(c_r - c_{1r} + R_2 b_r)}; K = 4;$$

$$B_4 = (R_2 + R_3)[2R_2(b_r d_x - b_x d_r) + d_x(c_r - c_{1r}) - d_r(c_x - c_{1x})]R_3 - (R_2 + R_3)^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r});$$

$$C_4 = \{(c_x - c_{1x})(c_{2r}(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_r) - (c_r - c_{1r})(c_{2x}(R_2 + R_3) - R_2 R_3 d_x) - R_2(R_2 + R_3)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})\}R_3 + C;$$

$$A_4 = (b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_3)^2; C = (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})(R_2 + R_3)^2 + R_3^2[(b_r d_x - b_x d_r)R_2^2 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r].$$

$$R_2 = -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)R_1 R_3 + (c_{2r} - R_4 d_r)(R_1 + R_3)}{(R_1 b_r - d_r)(R_3 + R_4) + c_{2r} + R_1 d_{1r}}; K = 3;$$

$$A_3 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_x - R_1 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}) - (d_r - R_1 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x})]R_1 + (b_x d_r - b_r d_x)R_1^2 + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r;$$

$$B_3 = \{(c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_4 d_r + R_1(d_{1r} + R_4 b_r)) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_4 d_x + R_1(d_{1x} + R_4 b_x))\}R_1 R_3 - R_1^2 R_3 \{B - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}\};$$

$$B = 2R_4(b_r d_x - b_x d_r) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}; C_3 = [(b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_4 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}]R_1^2.$$

$$R_2 = -\frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_4 b_r)R_1 R_3 + (c_{2r} - R_4 d_r)(R_1 + R_3)}{(R_1 b_r - d_r)(R_3 + R_4) + c_{2r} + R_1 d_{1r}}; K = 4;$$

$$B_4 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r} - 2R_3(b_r d_x - b_x d_r)]R_1^2 + R_1 R_3[(c_r - c_{1r})(d_x - R_1 b_x) - (c_x - c_{1x})(d_r - R_1 b_r)];$$

$$C_4 = \{[b_x(d_r - d_{1r}) - b_r(d_x - d_{1x})]R_3^2 + (d_r d_{1x} - d_x d_{1r})R_3 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}\}R_1^2 + C - R_3^2[R_1(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r].$$

$$C = R_1 R_3[(c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_3 d_r + R_1(d_{1r} + R_3 b_r)) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_3 d_x + R_1(d_{1x} + R_3 b_x))] + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_3); A_4 = R_1^2(b_x d_r - b_r d_x).$$

$$R_3 = -\frac{(c_{2r} - R_4 d_r)(R_1 + R_2) + R_1 R_2(d_{1r} + R_4 b_r)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})R_1 + c_{2r} - (d_r - R_1 b_r)(R_2 + R_4)}; K = 4;$$

$$B_4 = \{(c_x - c_{1x})(d_r(R_1 + R_2) - R_1 R_2 b_r) - (c_r - c_{1r})(d_x(R_1 + R_2) - R_1 R_2 b_x)\}R_1 + R_1^2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r});$$

$$C_4 = C + R_1 \{ (c_r - c_{1r}) [c_{2x}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1x}] - (c_x - c_{1x}) [c_{2r}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1r}] \} + ; \\ + R_1 R_2 (R_1 + R_2) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})$$

$$C = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_2^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}] R_1^2 + (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r) (R_1 + R_2)^2; A_4 = R_1^2 (b_x d_r - b_r d_x).$$

СЧ в виде двух обратных Г-образных звеньев (рисунок 3б):

$$R_1 = -\frac{[R_4(c_r - c_{1r} + R_3 b_r) + d_{1r}(R_3 + R_4)] R_2 + (c_{2r} - R_4 d_r)(R_2 + R_3) + R_4 c_{2r}}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; K = 2; \quad (16)$$

$$A_2 = [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + (d_{1x} + R_4 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - (d_{1r} + R_4 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x)] R_4 + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_4^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r};$$

$$B_2 = R_4 (2R_3 + R_4) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - (R_3 + R_4) \{ [2c_{2r} + R_4(c_r - c_{1r})] d_{1x} - d_{1r} [2c_{2x} + R_4(c_x - c_{1x})] \} + B;$$

$$B = R_3 R_4^2 [(c_{1r} - c_r + 2d_r) b_x - b_r (c_{1x} - c_x + 2d_x)];$$

$$C_2 = (c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) (R_3 + R_4)^2 + (R_3 + R_4) R_3 R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - R_3^2 R_4^2 (b_r d_x - b_x d_r).$$

$$R_1 = -\frac{[R_4(c_r - c_{1r} + R_3 b_r) + d_{1r}(R_3 + R_4)] R_2 + (c_{2r} - R_4 d_r)(R_2 + R_3) + R_4 c_{2r}}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; K = 3;$$

$$A_3 = (b_x d_r - b_r d_x) R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_4 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r}; B_3 = 2[(c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) (R_2 + R_4) + R_2 R_4^2 (b_x d_r - b_r d_x)] + B;$$

$$B = [(c_x - c_{1x})(d_{1r} + R_4 b_r) - (c_r - c_{1r})(d_{1x} + R_4 b_x)] R_2 R_4 + R_4 (2R_2 + R_4) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}); C_3 = (c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) (R_2 + R_4)^2 + C;$$

$$C = \{ [d_{1x} (R_2 + R_4) + R_2 R_4 b_x] (c_{1r} - c_r + d_r) - [d_{1r} (R_2 + R_4) + R_2 R_4 b_r] (c_{1x} - c_x + d_x) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (R_2 + R_4) \} R_2 R_4 + R_2^2 R_4^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}).$$

$$R_1 = -\frac{[R_4(c_r - c_{1r} + R_3 b_r) + d_{1r}(R_3 + R_4)] R_2 + (c_{2r} - R_4 d_r)(R_2 + R_3) + R_4 c_{2r}}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_2 + R_3) + R_4 d_r}; K = 4;$$

$$A_4 = (b_x d_r - b_r d_x) (R_2 + R_3)^2 + (R_2 + R_3) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + R_2^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - R_2 (c_r - c_{1r}) [d_{1x} + b_x (R_2 + R_3)] + A;$$

$$A = c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x} + R_2 (c_x - c_{1x}) [d_{1r} + b_r (R_2 + R_3)]; B_4 = (R_2 + R_3)^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + [2(c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) - B] (R_2 + R_3);$$

$$B = R_2 [d_{1x} (c_r - c_{1r}) - d_{1r} (c_x - c_{1x})]; C_4 = (c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) (R_2 + R_3)^2.$$

$$R_2 = -\frac{(R_1 b_r - d_r) R_3 R_4 + (c_{2r} + R_1 d_{1r}) (R_3 + R_4)}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_1 + R_3) + c_{2r} + R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; \quad K = 3;$$

$$A_5 = (b_x d_r - b_r d_x) R_4^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_4 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r};$$

$$B_3 = \{ (c_r - c_{1r}) [c_{2x} - R_4 d_x + R_1 (d_{1x} + R_4 b_x)] - (c_x - c_{1x}) [c_{2r} - R_4 d_r + R_1 (d_{1r} + R_4 b_r)] + R_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + 2(c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) \} R_4;$$

$$C_3 = [R_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) R_1^2 - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r} - (c_{2x} + R_1 d_{1x}) (c_{1r} - c_r + d_r) + (c_{2r} + R_1 d_{1r}) (c_{1x} - c_x + d_x)] R_4^2.$$

$$R_2 = -\frac{(R_1 b_r - d_r) R_3 R_4 + (c_{2r} + R_1 d_{1r}) (R_3 + R_4)}{(d_{1r} + R_4 b_r)(R_1 + R_3) + c_{2r} + R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; \quad K = 4;$$

$$A_4 = (R_3 - R_1) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + (c_r - c_{1r}) [c_{2x} + R_1 d_{1x} - R_3 (d_x - R_1 b_x)] - (c_x - c_{1x}) [c_{2r} + R_1 d_{1r} - R_3 (d_r - R_1 b_r)] - R_3^2 (b_r d_x - b_x d_r) + A;$$

$$B_4 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) R_3^2 + [(c_r - c_{1r}) (c_{2x} + R_1 d_{1x}) - (c_x - c_{1x}) (c_{2r} + R_1 d_{1r}) - 2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})] R_3;$$

$$A = R_1^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (R_1 + R_3) - c_{2x} (d_r - d_{1r}) + c_{2r} (d_x - d_{1x}); C_4 = (c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}) R_3^2.$$

$$R_3 = -\frac{(c_{2r} + R_1 d_{1r}) (R_2 + R_4) + R_2 R_4 (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r} + R_1 b_r)}{c_{2r} - R_4 d_r + (d_{1r} + R_4 b_r)(R_1 + R_2)}; \quad K = 4;$$

$$A_4 = A + R_2^2 (b_r d_x - b_x d_r) - (R_1 + R_2)^2 (b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - (R_1 + R_2) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r;$$

$$B_4 = [(c_{1x} - c_x + d_x)d_{1r} - d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r) - b_r c_{2x} + b_x c_{2r}]R_2^2 + [(c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r})]R_2; \\ A = \{(c_x - c_{1x})[d_r - b_r(R_1 + R_2)] - (c_r - c_{1r})[d_x - b_x(R_1 + R_2)]\}R_2; C_4 = (c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})R_2^2.$$

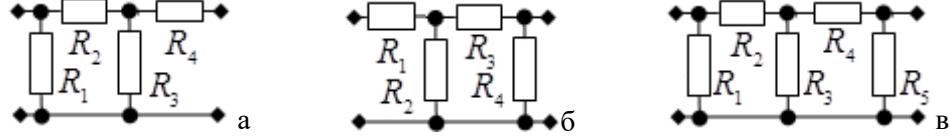


Рис. 3. Примеры синтезированных резистивных СЧ (продолжение)

СЧ в виде каскадно-соединённых Г-образного и П-образного звеньев (рисунок 3в):

$$R_1 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_2 + R_3) + R_2 R_3(c_{2r} - R_5 d_r)}{R_3 d_{1r}(R_4 + R_5) + (c_{2r} + R_2 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5[(d_r - R_2 b_r)(R_3 + R_4) - R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]}; K = 2; (17)$$

$$A_2 = (c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5)^2 + R_5^2(R_3 + R_4)^2(b_r d_x - b_x d_r) - R_5(R_3 + R_4)(R_3 + R_4 + R_5)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r});$$

$$B_2 = \{R_5(R_3 + R_4)[(c_r - c_{1r})d_x - d_r(c_x - c_{1x})] + B\}R_3 R_5 - \{R_3 R_5[c_{2x}(c_r - c_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x})] - 2R_3(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_4 + R_5)\}(R_3 + R_4 + R_5);$$

$$B = 2R_4 R_5(b_r d_x - b_x d_r)(R_3 + R_4) - [R_3 R_5 + 2R_4(R_3 + R_4 + R_5)](b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r});$$

$$C_2 = \left((c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_4 + R_5)^2 + C - \{R_5[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})] + R_4 R_5(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})\}(R_4 + R_5) \right) R_3^2;$$

$$C = R_5^2\{d_r[(c_{1x} - c_x)R_4 - b_x R_4^2 + c_{2x}] + d_x[b_r R_4^2 + (c_r - c_{1r})R_4 - c_{2r}]\}.$$

$$R_1 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_2 + R_3) + R_2 R_3(c_{2r} - R_5 d_r)}{R_3 d_{1r}(R_4 + R_5) + (c_{2r} + R_2 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5[(d_r - R_2 b_r)(R_3 + R_4) - R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]}; K = 3;$$

$$A_3 = \{(c_x - c_{1x})[(c_{2r} - R_5 d_r)(R_2 + R_4) + R_5 c_{2r}] - (c_r - c_{1r})[(c_{2x} - R_5 d_x)(R_2 + R_4) + R_5 c_{2x}] - (R_2 + R_4)(R_2 + R_4 + R_5)A_0\}R_5 + A;$$

$$A = R_5^2[(b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_4)^2 - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r] + (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})(R_2 + R_4 + R_5)^2;$$

$$B_3 = \{(c_x - c_{1x})[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r] - (c_r - c_{1r})[c_{2x}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_x] - [R_2 R_5 + 2R_4(R_2 + R_4 + R_5)]A_0\}R_2 R_5 + B;$$

$$A_0 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \quad B = [(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})(R_4 + R_5)(R_2 + R_4 + R_5) + R_4 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r)(R_2 + R_4)]2R_2;$$

$$C_3 = \{(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_4 + R_5)^2 + R_4^2 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r) - R_4 R_5(R_4 + R_5)A_0\}R_2^2.$$

$$R_1 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_2 + R_3) + R_2 R_3(c_{2r} - R_5 d_r)}{R_3 d_{1r}(R_4 + R_5) + (c_{2r} + R_2 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5[(d_r - R_2 b_r)(R_3 + R_4) - R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]}; K = 4;$$

$$A_4 = [(b_r d_x - b_x d_r)R_5^2 - A_0 R_5 + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}](R_2 + R_3)^2; \quad B_4 = (2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})[R_5(R_2 + R_3) + R_2 R_3] + B)(R_2 + R_3);$$

$$B = 2R_2 R_3 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r) - R_5[R_5(R_2 + R_3) + 2R_2 R_3]A_0 - R_3 R_5[(c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_5 d_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_5 d_r)];$$

$$C_4 = (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})[R_5(R_2 + R_3) + R_2 R_3]^2 + [(c_x - c_{1x})c_{2r} - c_{2x}(c_r - c_{1r}) - R_2 A_0]R_3 R_5[R_5(R_2 + R_3) + R_2 R_3] - C;$$

$$C = R_3^2 R_5^2\{[b_x R_2^2 + (c_x - c_{1x})R_2 - c_{2x}]d_r - d_x[b_r R_2^2 + (c_r - c_{1r})R_2 - c_{2r}]\}.$$

$$R_1 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_2 + R_3) + R_2 R_3(c_{2r} - R_5 d_r)}{R_3 d_{1r}(R_4 + R_5) + (c_{2r} + R_2 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5[(d_r - R_2 b_r)(R_3 + R_4) - R_3(c_r - c_{1r} + R_4 b_r)]}; K = 5;$$

$$A_5 = (b_r d_x - b_x d_r)[R_4(R_2 + R_3) + R_2 R_3]^2 + \{R_3[(c_r - c_{1r})d_x - d_r(c_x - c_{1x})] - (R_2 + R_3)A_0\}[R_4(R_2 + R_3) + R_2 R_3] + A;$$

$$A = (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})(R_2 + R_3)^2 - (c_{2r} d_x - c_{2x} d_r)R_3^2 - R_3(R_2 + R_3)[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})];$$

$$C_5 = (c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})[R_2 R_3 + R_4(R_2 + R_3)]^2;$$

$$B_5 = \{2(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r})(R_2 + R_3) - R_3[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})]\}[R_4(R_2 + R_3) + R_2 R_3] - A_0[R_4(R_2 + R_3) + R_2 R_3]^2.$$

$$R_2 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_1 + R_3) + R_1 R_3 [c_{2r} + d_{1r}(R_4 + R_5) + R_5(c_r - c_{1r} - d_r + R_4 b_r)]}{(c_{2r} + R_1 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5(d_r - R_1 b_r)(R_3 + R_4)}; K = 3;$$

$$A_3 = [c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r} - R_5(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})]R_1^2 - R_1 R_5[(c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r}) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x}) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})(R_1 + R_5)] + A;$$

$$A = R_5^2 \{ [(d_r - R_1 b_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - (d_x - R_1 b_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r})]R_1 + (b_r d_x - b_x d_r)R_1^2 - c_{2r}d_x + c_{2x}d_r \};$$

$$B_3 = B - R_1 R_5 \{ [(c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r})(R_4 + R_5) - R_4 R_5(d_r - R_1 b_r)] - (c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_x)(R_4 + R_5) - R_4 R_5(d_x - R_1 b_x) \};$$

$$B = R_1^2 [2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_4 + R_5) - R_5(2R_4 + R_5)A_0 + 2R_4 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r)];$$

$$C_3 = [(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_4 + R_5)^2 + R_4^2 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r) - R_4 R_5(R_4 + R_5)A_0]R_1^2.$$

$$R_2 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_1 + R_3) + R_1 R_3 [c_{2r} + d_{1r}(R_4 + R_5) + R_5(c_r - c_{1r} - d_r + R_4 b_r)]}{(c_{2r} + R_1 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5(d_r - R_1 b_r)(R_3 + R_4)}; K = 4;$$

$$A_4 = R_1^2 [(b_r d_x - b_x d_r)R_5^2 - A_0 R_5 + c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}]; B_4 = [2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_3 + R_5) - R_5(2R_3 + R_5)A_0 + 2R_3 R_5^2(b_r d_x - b_x d_r)]R_1^2 - B;$$

$$B = R_1 R_3 R_5 \{ (c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_5 d_r + R_1(d_{1r} + R_5 b_r)) - (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_5 d_x + R_1(d_{1x} + R_5 b_x)) \};$$

$$C_4 = [(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_3 + R_5)^2 - R_3 R_5(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})(R_3 + R_5)]R_1^2 - R_3^2 R_5^2 \{ [b_x(d_r - d_{1r}) - b_r(d_x - d_{1x})]R_1^2 + (c_{2r} + R_1 d_{1r})d_x - d_r(c_{2x} + R_1 d_{1x}) \} - C;$$

$$C = R_1 R_3 R_5 \{ C_0 + (c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r})(R_3 + R_5) - R_3 R_5(d_r - R_1 b_r) \} - (c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x})(R_3 + R_5) - R_3 R_5(d_x - R_1 b_x) \};$$

$$C_0 = (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})[R_5(R_1 + R_3) + R_1 R_3].$$

$$R_2 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_1 + R_3) + R_1 R_3 [c_{2r} + d_{1r}(R_4 + R_5) + R_5(c_r - c_{1r} - d_r + R_4 b_r)]}{(c_{2r} + R_1 d_{1r})(R_3 + R_4 + R_5) - R_5(d_r - R_1 b_r)(R_3 + R_4)}; K = 5;$$

$$A_5 = \left(2R_3^2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + \{(c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x} - (R_3 + R_4)(d_x - R_1 b_x)) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r} - (R_3 + R_4)(d_r - R_1 b_r)) \}R_3 - A_0[R_3^2 + R_1(R_3 + R_4)] \right) R_1 + A;$$

$$B_5 = \{2R_1^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}) + R_1 R_3[(c_r - c_{1r})(c_{2x} + R_1 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} + R_1 d_{1r})]\}(R_3 + R_4) - A_0 R_1^2(R_3 + R_4)^2;$$

$$A = R_1^2 [(b_r d_x - b_x d_r)(R_3 + R_4)^2 + c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}] - R_3^2 [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_1^2 + c_{2r}d_x - c_{2x}d_r]; C_5 = R_1^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})(R_3 + R_4)^2.$$

$$R_3 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_1 + R_2) + R_1 R_2[d_{1r}(R_4 + R_5) + R_4 R_5 b_r]}{[c_{2r} + R_1 d_{1r} - R_5(d_r - R_1 b_r)](R_2 + R_4) + (R_1 + R_5)c_{2r} + R_1 R_5(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; K = 4;$$

$$A_4 = R_1^2[c_{2x}d_{1r} - c_{2r}d_{1x} + R_5 A_0 - R_5^2(b_r d_x - b_x d_r)]; B_4 = R_1 R_5[2(c_{2x}d_{1r} - c_{2r}d_{1x})R_1 + R_1 R_5 A_0 + B];$$

$$B = (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_5 d_x)(R_1 + R_2) + R_1 R_2(d_{1x} + R_5 b_x) - (c_x - c_{1x})(c_{2r} - R_5 d_r)(R_1 + R_2) + R_1 R_2(d_{1r} + R_5 b_r);$$

$$C_4 = [R_1 R_2(R_1 + R_2)(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)(R_1 + R_2)^2 - R_1^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r})]R_5^2 + C;$$

$$C = R_1 R_5 \{ (c_r - c_{1r})(c_{2x}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(c_{2r}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1r}) \} R_5 + R_1^2 R_2^2 R_5^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}).$$

$$R_3 = -\frac{[c_{2r}(R_4 + R_5) - R_4 R_5 d_r](R_1 + R_2) + R_1 R_2[d_{1r}(R_4 + R_5) + R_4 R_5 b_r]}{[c_{2r} + R_1 d_{1r} - R_5(d_r - R_1 b_r)](R_2 + R_4) + (R_1 + R_5)c_{2r} + R_1 R_5(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})}; K = 5;$$

$$A_5 = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})R_2^2 + (b_x d_r - b_r d_x)R_4^2 + A_0 R_4 - c_{2r}d_{1x} + c_{2x}d_{1r}]R_1^2 + A + (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)(R_1 + R_2)^2 + R_1 R_2(R_1 + R_2)[A_0 - 2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})];$$

$$A = \{ (c_r - c_{1r})(c_{2x} - R_4 d_x)(R_1 + R_2) + R_1 R_2(d_{1x} + R_4 b_x) \} - (c_x - c_{1x})[(c_{2r} - R_4 d_r)(R_1 + R_2) + R_1 R_2(d_{1r} + R_4 b_r)]; R_1;$$

$$B_5 = R_1^2 R_4^2 A_0 + (R_1 \{ (c_r - c_{1r})(c_{2x}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1x}) - (c_x - c_{1x})(c_{2r}(R_1 + R_2) + R_1 R_2 d_{1r}) \} - 2R_1^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}))R_4;$$

$$C_5 = R_1^2 R_4^2(c_{2x}d_{1r} - c_{2r}d_{1x}).$$

$$R_4 = -\frac{(c_{2r} + R_1 d_{1r})[R_5(R_2 + R_3) + R_2 R_3] + R_1 c_{2r}(R_3 + R_5) - R_3 R_5[R_2 d_r - R_1(c_r - c_{1r} - d_r + R_2 b_r)]}{(c_{2r} - R_5 d_r)(R_1 + R_2 + R_3) + R_1(d_{1r} + R_5 b_r)(R_2 + R_3)}; K = 5;$$

$$A_5 = [(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})(R_2 + R_3)^2 - R_3^2(b_r d_x - b_x d_r)]R_1^2 + (c_{2r}d_x - c_{2x}d_r)(R_1 + R_2 + R_3)^2 + R_1(R_2 + R_3)(R_1 + R_2 + R_3)[A_0 - 2(d_r d_{1x} - d_x d_{1r})] + A;$$

$$A = R_1 R_3 \{ (c_r - c_{1r}) [d_x (R_1 + R_2 + R_3) - R_1 b_x (R_2 + R_3)] - (c_x - c_{1x}) [d_r (R_1 + R_2 + R_3) - R_1 b_r (R_2 + R_3)] \};$$

$$B_5 = \{ (c_x - c_{1x}) [(c_{2r} (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 d_{1r} (R_2 + R_3)] - (c_r - c_{1r}) [(c_{2x} (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 d_{1x} (R_2 + R_3))] \} R_1 R_3 + R_1^2 R_3^2 A_0; C_5 = R_1^2 R_3^2 (c_{2x} d_{1r} - c_{2r} d_{1x}).$$

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рисунках 4-5 для примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы широкополосного усилителя, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их теоретические и экспериментальные характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой по высокой частоте (рисунок 4а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно-соединённых нелинейного элемента и цепи обратной связи в виде П-образного соединения трёх элементов C_{44}, R_{72}, R_{66} .

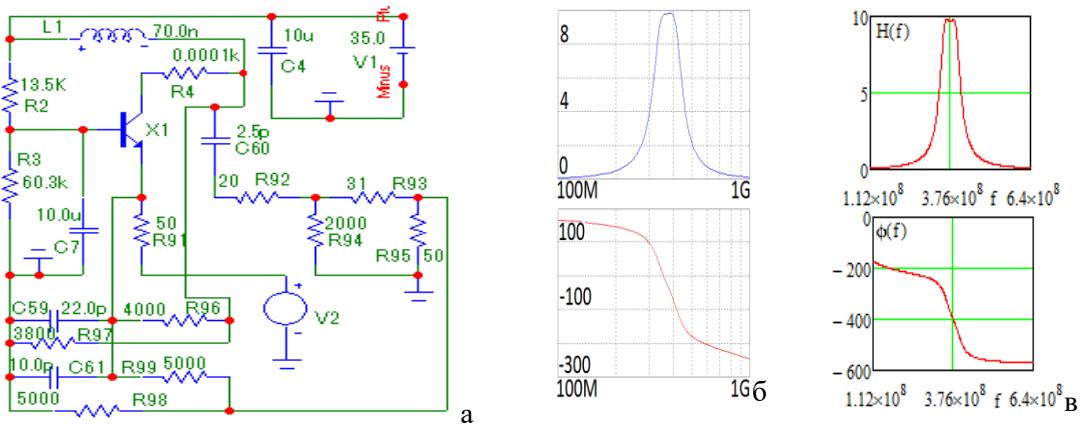


Рис. 4. Принципиальная схема широкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ и ФЧХ усилителя, полученные в системе «MicroCap» (б) и в системе «MathCad» (в)

Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения трёх элементов R_{69}, C_{50}, R_{71} . Нагрузка выполнена на элементе R_{47} . Сопротивление источника сигнала выполнена на элементе R_{68} . Схема реактивного СЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах L_2, C_{42}, C_{52} , значения параметров которых определялись по формулам (12). Значения параметров цепей обратной связи выбраны произвольно.

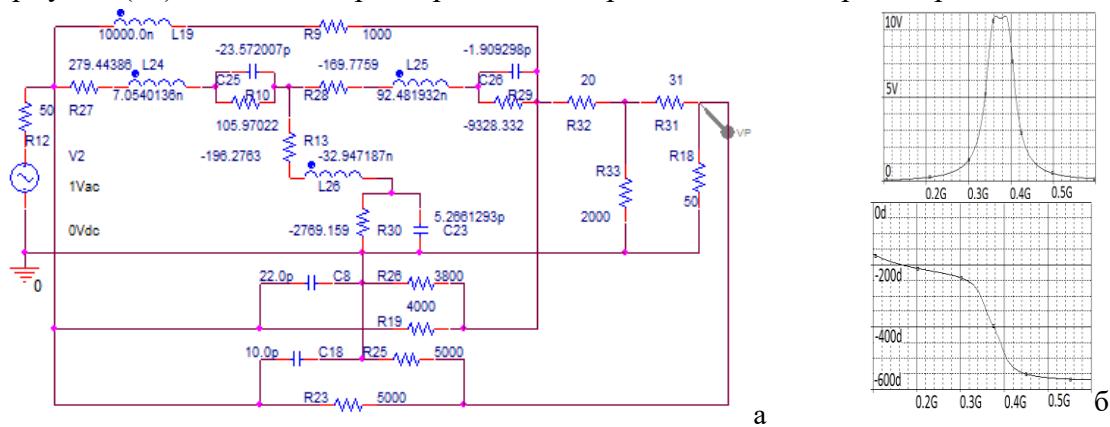


Рис. 5. Эквивалентная схема (а), узкополосного усилителя (рисунок 4а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» (б)

Эквивалентная схема нелинейного элемента выполнена в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх сложных двухполюсников ($R_{10}, L_{24}, C_{25}, R_{27}$; $R_{13}, L_{26}, C_{23}, R_{30}$; $R_{28}, L_{25}, C_{26}, R_{29}$; R_9, L_{25}) (рисунок 5а). Значения параметров эквивалентной схемы нелинейного элемента выбраны из условия совпадения значений выходного сопротивления НЧ на двух заданных частотах [2,4] с аналогичными значениями при использовании реального транзистора. Схема НЧ реализована в виде параллельно-соединённых эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трёх элементов C_8, R_{19}, R_{26} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения на основе трёх элементов C_{18}, R_{25}, R_{23} , а схема СЧ – на основе Т-образного соединения трёх элементов L_{20}, C_{27}, C_{28} . Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схемы очевидны.

Анализ показывает, что экспериментальные (рисунок 4б) частотные характеристики принципиальной схемы широкополосного усилителя (рисунок 4а) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рисунок 5а) усилителя, полученные расчётным путём (рисунок 4в) и экспериментально (рисунки 4б, 5б). Средняя частота рабочей полосы частот эквивалентной схемы $f \approx 735$ МГц (рисунки 4в и 4б) незначительно отличается от средней частоты принципиальной схемы $f \approx 733$ МГц (рисунок 5б). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 300 МГц. Это примерно в 4-5 раз больше площади усиления усилителя с одной обратной связью, охватывающей только нелинейный элемент.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные математические модели резистивных СЧ (10)-(17) могут быть использованы для технического проектирования различных усилителей и демодуляторов с заданными частотными характеристиками. Результаты можно также использовать для формирования заданных АЧХ и ФЧХ фильтров и для согласования произвольных сопротивлений.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. – 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

REFERENCES:

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), 2018. - 588 with.
2. Gurevich I.V. bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 with.

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛАХ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ

Д. А. Ковалев, А. А. Васильченко, И. В. Керимов, В. С. Коротков

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлены результаты оценки повышения пропускной способности (скорости передачи) информации в канале радиотелеметрии с различными видами модуляции за счет применения блочных кодов БЧХ и Рида-Соломона в зависимости от значений вероятности битовой ошибки.

Ключевые слова: вероятность битовой ошибки, канал радиотелеметрии, помехоустойчивый код.

INCREASING THE BANDWIDTH IN RADIO TELEMETRY CHANNELS

D. A. Kovalev, A. A. Vasilchenko, I. V. Kerimov, V. S. Korotkov

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov, Russian Federation

Abstract. The article presents the results of evaluating the increase in the bandwidth (transmission rate) of information in the radio telemetry channel with various types of modulation due to the use of block codes of BCH and Reed-Solomon, depending on the values of the probability of a bit error.

Keywords: the probability of a bit error, the radio telemetry channel, the noise-resistant code.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение помехоустойчивого кодирования позволяет уменьшить (повысить помехоустойчивость) значение вероятности ошибки (на выходе из декодера) в зависимости от соотношения сигнал/шум на несколько порядков. В свою очередь, рассматривая зафиксированное значение вероятности битовой ошибки как $P_b=f(P_M)$, можно определить значение P_M соответствующее зафиксированному значению вероятности битовой ошибки P_b . Тогда для соответствующего значения P_M при $P_c=const$, можно найти предельное значение скорости передачи информации R .

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Отношение сигнал/шум по мощности в полосе пропускания приемника можно рассмотреть как [1-3]:

$$h_0^2 = \frac{P_c}{P_{uu}} = \frac{P_c}{N_0 \Delta f_{np}} = \frac{P_c}{N_0 2R}$$

Значение скорости передачи информации в канале радиотелеметрии можно оценить выражением:

$$V = \frac{k}{n} (\log_2 M) R \text{ [бит/с]}, \quad (1)$$

Тогда рассматривая диапазон значений вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ - 10^{-1} , можно построить графики зависимости значений скорости передачи информации в канале радиотелеметрии.

Значение вероятности ошибки в приеме единичного символа для сигналов с BPSK описывается выражением:

$$P_M = \frac{1}{2} e^{-h_0^2}, \quad (2)$$

Используя помехоустойчивое кодирование, получим [5]:

$$h_{0\text{код}}^2 = \frac{k}{n} h_0^2, \quad (3)$$

Вероятность ошибки в приеме символа в случае использования помехоустойчивого кодирования для BPSK:

$$P_M = \frac{1}{2} e^{-h_{0\text{код}}^2}, \quad (4)$$

Для прямоугольного множества, приема с помощью согласованных фильтров, вероятность появления ошибки на выходе демодулятора при M -QAM, где M -основание модуляции, выражается следующим образом [4, 6]:

$$P_M = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right)} \cdot 2h_{0\text{код}}^2 \right], \quad (5)$$

Тогда, преобразовав и логарифмируя данное выражение, получим:

$$2P_M = e^{-h_0^2}, \quad (6)$$

$$\ln 2P_M = \ln e^{-h_0^2}, \quad (7)$$

$$-\ln 2P_M = h_0^2, \quad (8)$$

Приравнивая $\frac{P_c}{N_0} = A$, получим выражение:

$$-\ln 2P_M = \frac{A}{2R}, \quad (9)$$

$$A = -2R \cdot \ln(2P_M), \quad (10)$$

Задавая значением скорости передачи радиотелеметрической информации в диапазоне частот МП $R=196$ бит/с, возможно определение коэффициента А для исследуемых сигнально-кодовых конструкций.

Далее используя для аппроксимации метод наименьших квадратов (степенные полиномы) была найдена зависимость значений вероятности ошибки в приеме одного

символа P_M от значений вероятности битовой ошибки P_b . Методом планирования эксперимента было определено, что зависимость значений вероятности ошибки в приеме одного символа P_M от значений вероятности битовой ошибки P_b может описываться полиномами девятой степени, результате чего однозначно можно перейти от значения P_b к значению P_M . Вид аппроксимирующего полинома представляется следующим выражением:

$$P_M(P_b) = A_9 \cdot P_b^9 + A_8 \cdot P_b^8 + A_7 \cdot P_b^7 + A_6 \cdot P_b^6 + A_5 \cdot P_b^5 + \\ + A_4 \cdot P_b^4 + A_3 \cdot P_b^3 + A_2 \cdot P_b^2 + A_1 \cdot P_b + A_0, \quad (11)$$

Таблица 1 – Расчет аппроксимирующих коэффициентов функции $P_M=f(P_b)$

A_i	БЧХ (15, 7, 5), BPSK	БЧХ (31,16,7), BPSK	PC (15, 7, 9), QAM-16	PC (31, 15, 17), QAM-32
A_9	60451509.933	45434773.416	197452.75	242778.4835
A_8	-76334451.934	-59477560.040	-509488.488	-603521.6179
A_7	40495794.304	32748920.952	554023.211	632946.735
A_6	-11727450.975	-9853241.013	-329935.3382	-363997.6764
A_5	2016481.645	1761255.998	117051.2408	124881.3659
A_4	-209813.559	-190454.620	-25212.5365	-26051.175
A_3	12917.312	12156.456	3222.8192	3228.9248
A_2	-443.264	-428.1018	-229.665	-222.88713
A_1	8.584	8.09338	8.87321	8.15646
A_0	0.0065593	0.0066018	0.04583	0.07953

Тогда для рассматриваемого значения вероятности битовой ошибки P_b значение максимально возможной информационной скорости передачи радиотелеметрической информации может определяться выражением при $P_c=const$:

$$R = -2A \cdot \ln(2P_M), \quad (12)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты моделирования оценивания значений скорости передачи канала радиотелеметрии V в зависимости от значений вероятности битовой ошибки P_b в диапазоне значений от $P_b=10^{-4}-10^{-1}$ и значений соотношения сигнал/шум представлены на рисунках 1-4.

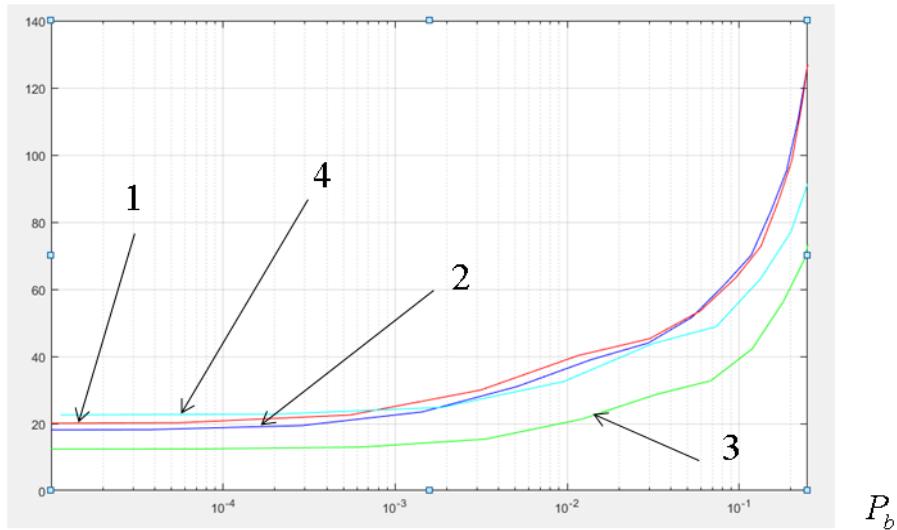
$V, \text{бит}/\text{с}$ 

Рис. 1. Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2 = -5$ дБ:
 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

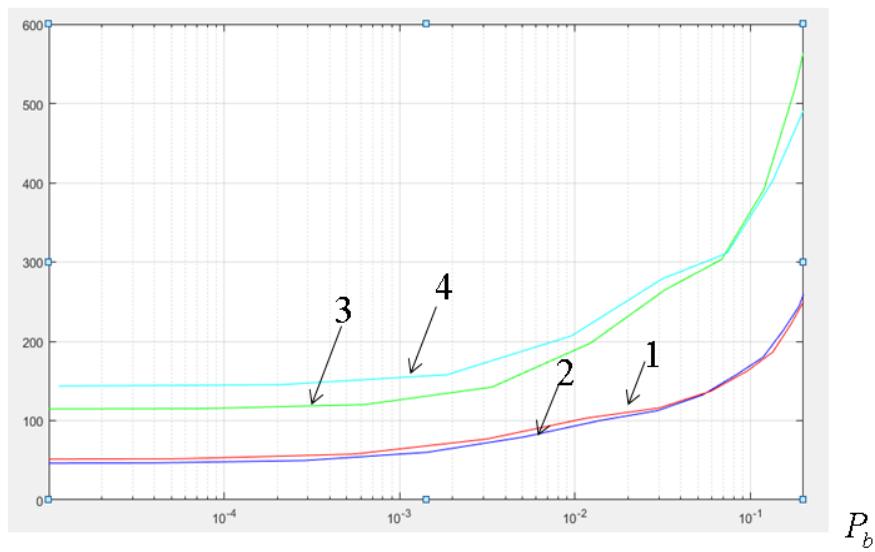
 $V, \text{бит}/\text{с}$ 

Рис. 2. Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2 = 1$ дБ:
 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK;
 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

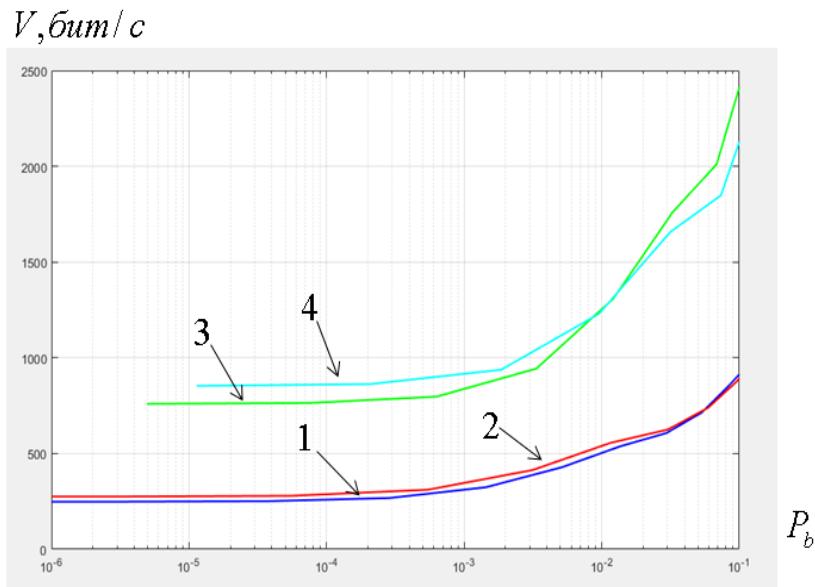


Рис. 3. Графики зависимостей значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2=10$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK;
- 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK;
- 3) РС (15, 7, 9), QAM-16;
- 4) РС (31, 15, 17), QAM-32

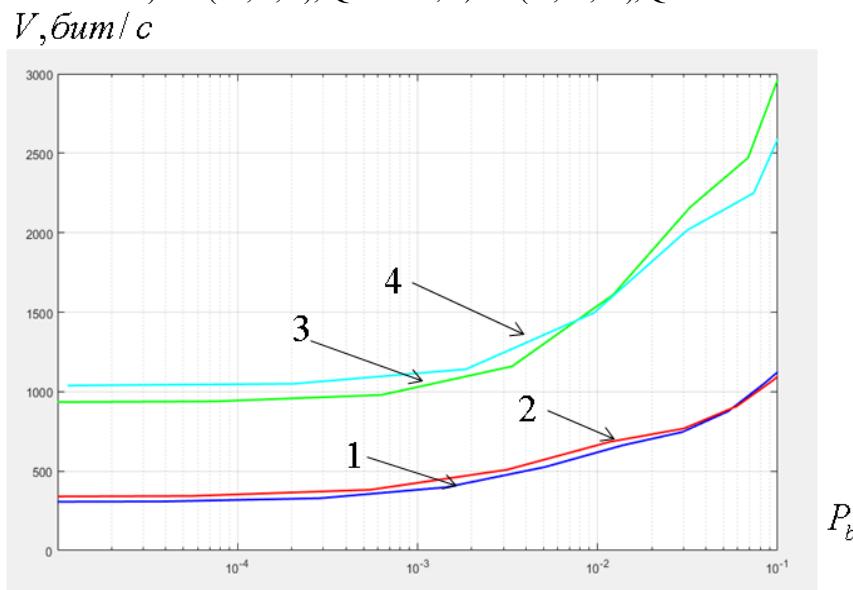


Рис. 4. Графики зависимостей значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2=11$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK;
- 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK;
- 3) РС (15, 7, 9), QAM-16;
- 4) РС (31, 15, 17), QAM-32

Отношение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации к скорости передачи равной 196 бит/с k показывает во сколько раз увеличивается (уменьшается) скорость передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации при применение исследуемой сигнально-кодовой конструкции для конкретного значения вероятности битовой ошибки P_b . При значениях коэффициента пропорциональности $k < 1$ достигается уменьшение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации в случае применения конкретной сигнально-кодовой

конструкции, при значениях $k>1$ достигается повышение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных результатов показывает следующее:

- наибольшее повышение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации возможно при применении сигнально-кодовой конструкции РС (31, 15, 17), QAM-32 при $h_0^2 \geq 11$ дБ и составляет 5,3554 раза;
- применение сигнально-кодовых конструкций БЧХ (15, 7, 5), BPSK и БЧХ (31,16,7), BPSK при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 9$ дБ.
- применение сигнально-кодовой конструкции РС (15, 7, 9), QAM-16 при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 4$ дБ.
- применение сигнально-кодовой конструкции РС (31, 15, 17), QAM-32 при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 3$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зеленевский В.В. Принципы построения робастных систем передачи информации. – Серпухов: МО РФ, 2001. – 374 с.
2. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. / Под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.:ил.
3. Назаров А.В. Современная телеметрия в теории и на практике : учеб. курс / А. В. Назаров, Г. И. Козырев, И. В. Шитов, В. П. Обрученков, А. В. Дрелин, В. Б. Кравкин, С. Г. Кудряков, А. И. Петров, С. М. Соколов, В. Л. Якимов, А. И.
4. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и проактивское применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.
5. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки. Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи. – 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь. 1984. – 256 с., ил.
6. Хэмминг Р.В. Теория кодирования и теория информации: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с., ил.

REFERENCES

1. Zelenevsky V. V. Principles of construction of robust information transmission systems. - Serpukhov: Ministry of Defense of the Russian Federation, 2001. - 374 p.
2. Zolotarev V. V., Ovechkin G. V. Noise-resistant coding. Methods and algorithms: A reference book. / Edited by chl. - cor. RAS Yu. B. Zubareva. - M.: Hotline-Telecom, 2004. - 126 p.
3. Nazarov A.V. Modern telemetry in theory and in practice: textbook. course / A.V. Nazarov, G. I. Kozyrev, I. V. Shitov, V. P. Obrozhennov, A.V. Drelin, V. B. Kravkin, S. G. Kudryakov, A. I. Petrov, S. M. Sokolov, V. L. Yakimov, A. I.
4. Sklyar, Bernard. Digital communication. Theoretical foundations and proactive application. 2nd Ed., ispr.: Trans. from English-M.: Publishing House "Williams", 2003. - 1104 p.: ill. - Par. tit.
5. Fink L. M. Signals, interference, errors. Notes on some surprises, paradoxes and misconceptions in the theory of communication – 2nd ed., reprint. And additional – M.: Radio and communications. 1984. - 256 p.
6. Hamming R. V. Coding theory and information theory: Trans. from English. - M.: Radio and Communications, 1983 – 176 p.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В. Д. Захарченко, А. Ф. Васильев

Волгоградский государственный университет (ВолГУ), Волгоград, Россия

Аннотация. Рассмотрен вариант подавления «дискретной ошибки» высотомера малых высот путем использования дополнительной «медленной» частотной модуляции несущего колебания и усреднения результатов счета. Предложен аналитический критерий, позволяющий оценить сравнительную эффективность различных форм дополнительной частотной модуляции. Показано, что при ограничении на занимаемую полосу частот, линейная форма модуляции не является оптимальной. Приводятся примеры использования предложенного критерия. Предлагается использовать случайный закон дополнительной частотной модуляции для возможности непрерывно уточнять результат измерения расстояния по мере увеличения интервала наблюдения.

Ключевые слова: высотомер малых высот; частотная модуляция; точность измерения, критерий эффективности.

INCREASING PRECISION OF LOW-ALTITUDE ALTIMETERS WITH DOUBLE

V. D. Zakharchenko, A. F. Vasiliev

Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russia

Abstract. A variant of suppressing the "discrete error" of a low-altitude altimeter is proposed which employs an additional "slow" frequency modulation of the carrier signal and averaging of the carrier wave and averaging the calculation results. An analytic criterion for comparison of relative efficiency of different additional frequency modulation shapes is proposed. It is shown that, given a bandwidth usage limitation, the linear modulation shape is not optimal. Examples of application of the criterion proposed are shown. Use of a random additional frequency modulation law is proposed for continuously improving the distance measurement result as the measurement interval grows.

Keywords: low-altitude altimeter; frequency modulation; measurement precision; efficiency criterion.

1. ВВЕДЕНИЕ

Высотомеры малых высот, работающие по схеме измерения частоты биений сигналов с частотной модуляцией (ЧМ) - зондирующего и отраженного, отличаются простотой схемы, малым объемом СВЧ тракта и удобством цифровой индикации. На малых дальностях в ЧМ-дальномерах среднее приращение частоты биений не зависит от формы основной модуляции, а определяется только задержкой сигнала (дальностью) и девиацией частоты $\Delta\omega$ [1]. Однако эти устройства обладают существенным недостатком – т.н. «дискретной ошибкой», определяемой конечной величиной девиации $\Delta\omega$ и носящей методический характер.

Подавление дискретной ошибки ЧМ-дальномеров в низкочастотном тракте может осуществляться различными путями, одним из которых является использование дополнительной «медленной» модуляции $\Omega_m(t)$ средней частоты сигнала.

Достоинством такого метода является простота технической реализации, выражаяющаяся в минимальной доработке СВЧ тракта и регистрирующего устройства, которое должно работать в режиме усредняющего счета.

Работы в этой области [2-4], посвященные подавлению дискретной ошибки ЧМ-дальномеров путем дополнительной модуляции средней частоты, опираются на вполне конкретный вид закона «медленной» модуляции $\Omega_m(t)$ (пилообразный или гармонический). Такой подход достаточно нагляден, приводит к легко реализуемым результатам, однако оставляет открытым вопрос о потенциальных возможностях снижения дискретной ошибки указанным методом в рамках технических ограничений на девиацию частоты и время измерения.

В данной работе предлагается критерий применительно к классической схеме ЧМ-дальномера (рисунок 1), позволяющий оценить степень подавления дискретной ошибки при произвольной форме $\Omega_m(t)$. Для решения поставленной задачи при описании математической модели ЧМ-дальномера используются обобщенные функции.

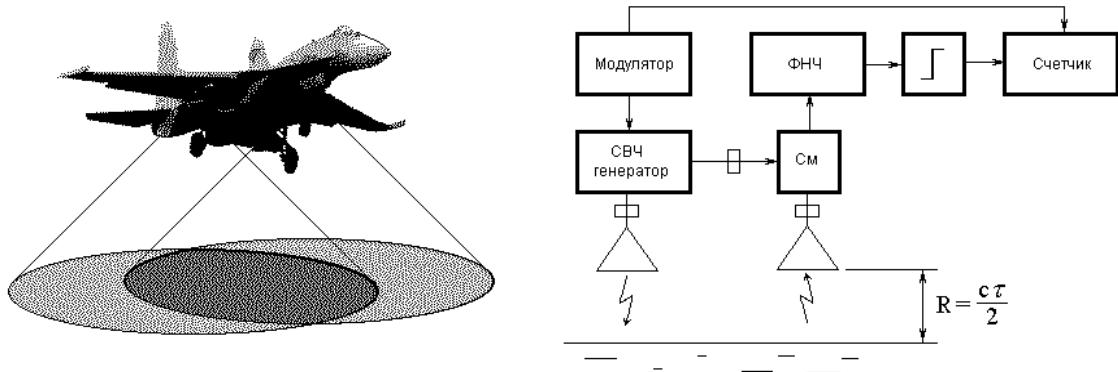


Рис.1. Блок-схема ЧМ-высотомера малых высот

2. МОДЕЛЬ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРА

Наиболее просто частотная модуляция СВЧ генераторов реализуется при гармонической модулирующей функции, поэтому с будем считать основной вид модуляции гармоническим. Представим зондирующий сигнал в виде комплексной модели

$$\dot{x}(t) = A_0 \exp \left[j \int_0^t \omega(\xi) d\xi \right], \quad (1)$$

где $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t + \Omega_m(t)$ - мгновенная частота сигнала; ω_0 - несущая частота; $\Delta\omega$ - девиация несущей частоты; $\Omega = 2\pi/T$ - частота основной модуляции; $\Omega_m(t)$ - «медленная» модуляция несущей частоты ($|\Omega_m(t)| < \Omega$).

Разность фаз зондирующего и отраженного сигналов, отстоящих по времени на величину $\tau = 2R/c$, где R - дальность, c - скорость распространения волн в среде, служит основным источником информации об измеряемой дальности и составляет

$$\Delta\psi(t, \tau) \approx \omega_0\tau + \Omega_m(t)\tau + \Delta\omega\tau \cos\Omega\tau. \quad (2)$$

В схеме высотомера (рисунок 1) показания счетчика определяются числом перехода через нуль функции $\cos[\Delta\psi_k(t, \tau)]$ за фиксированный интервал времени (половину периода $T = 2\pi/\Omega$ частоты модуляции Ω). За время монотонного изменения фазы (см. рисунки 5, 6), число импульсов, сосчитанное счетчиком на k -м периоде основной модуляции, составит

$$N_\Sigma = \left\lceil \frac{\Delta\psi_k(0, \tau)}{2\pi} \right\rceil - \left\lceil \frac{\Delta\psi_k(\pi/\Omega, \tau)}{2\pi} \right\rceil, \quad (3)$$

где $\lceil x \rceil$ - целая часть числа. Известное соотношение $\lceil x \rceil = \int_0^x dt \sum_{L=0}^{\infty} \delta(t - L)$ позволяет записать выражение (3) в виде:

$$N_\Sigma = \int_{-\frac{\Delta\tau}{2\pi}}^{\frac{2\pi}{\Delta\tau}} dt \sum_{L=0}^{\infty} \delta\left(t + \frac{\tau}{2\pi}(\omega_0 + \Omega_{mk}) - L\right), \text{ где } \Omega_{mk} = \Omega_m(kT). \quad (4)$$

Зависимость величины N_Σ от измеряемой дальности $R = c\tau/2$ показана на рисунке 2, который и поясняет происхождение «дискретной ошибки». На рисунке приведена величина дискретной ошибки $\Delta R = 3\text{м}$ и $\sigma_R = 1,217\text{м}$ - среднеквадратическое отклонение. Зависимости $N_\Sigma(R)$ от прямой линии.

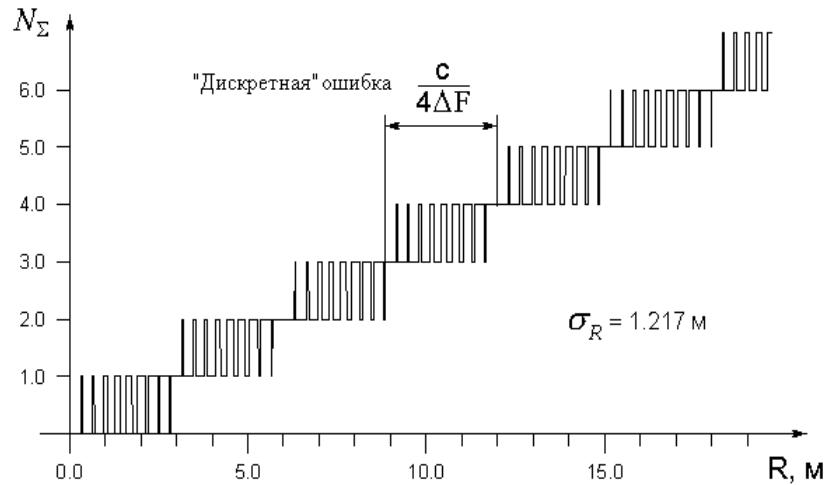


Рис.2. Зависимость показаний счетчика от расстояния для ЧМ-высотомера с гармонической частотной модуляцией при $F_0 = 450\text{ МГц}$ и $\Delta F = 25\text{ МГц}$.

Для получения аналитических оценок рандомизируем показания счетчика N_Σ . Введем в аргумент δ - функции величину $\xi = \omega_0\tau/2\pi - [\omega_0\tau/2\pi] - 1/2$ - расстояние до ближайшего целого к $\omega_0\tau/2\pi$ значения. Полагая ее равновероятной на интервале $\xi \in (-1/2, 1/2)$, усредним по ней показания счетчика N_Σ :

$$\langle N_{\Sigma} \rangle = \frac{\Delta\omega\tau}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cos(2\pi n \xi + \Omega_{mk} n \tau) \frac{\sin(\Delta\omega n \tau)}{\Delta\omega n \tau} \right]. \quad (5)$$

Заметим, что величина суммы, входящей в это выражение, имеет смысл относительной погрешности ε , возникающей из-за дискретности счета, поскольку значение $\Delta\omega\tau/\pi$ точно соответствует измеряемой дальности. В результате усреднения квадрат относительной погрешности \tilde{N}_{Σ} составит:

$$\tilde{\varepsilon}_{cp}^2 = \frac{2}{(\Delta\omega\tau)^2} \sum_{n=1}^{\infty} \chi_{\Omega}^2(n\tau) \frac{\sin^2(\Delta\omega n \tau)}{n^2}. \quad (6)$$

Здесь $\chi_{\Omega}(\tau)$ - характеристическая функция плотности распределения значений дополнительной частотной модуляции. Критерием эффективности использования вида дополнительной частотной модуляции $\Omega_m(t)$ может служить величина относительной погрешности $\tilde{\varepsilon}_{cp}$ для используемого вида дополнительной модуляции при ограничении на девиацию частоты.

Использование этого критерия позволяет проводить сравнение различных видов «медленной» модуляции, а также ставить задачу оптимизации ЧМ-дальномера подбором вида модуляции $\Omega_m(t)$ из класса допустимых функций. Соотношение (6) удобно тем, что оно позволяет сравнивать эффективность использования различных законов модуляции $\Omega_m(t)$ по виду характеристических функций распределения $\chi_{\Omega}(\tau)$, ими порождаемых:

$$\mu_{12} = \frac{\tilde{\varepsilon}_{cp2}}{\tilde{\varepsilon}_{cp1}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} |\chi_{\Omega_2}(n\tau)|^2 \text{sinc}^2(\Delta\omega n \tau)}{\sum_{n=1}^{\infty} |\chi_{\Omega_1}(n\tau)|^2 \text{sinc}^2(\Delta\omega n \tau)}}. \quad (7)$$

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Численное моделирование работы ЧМ-высотомера с двойной частотной модуляцией производилось при следующих параметрах зондирующего сигнала: несущая частота – 450 МГц; девиация частоты основной и дополнительной модуляции – 25 МГц. При моделировании для различных форм дополнительной частотной модуляции $F(t)$ производился расчет зависимости квазичастоты от дальности R в соответствии с выражением (3) и последующим усреднением показаний счетчика N_{Σ} за M периодов частоты основной модуляции:

$$\tilde{N}_{\Sigma} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M N_{\Sigma}(F_k), \text{ где } F_k = F(kT). \quad (8)$$

Расчет производился в диапазоне высот 0-20 метров при $M=100$. Оценивалась среднеквадратическая погрешность σ_N отклонения полученной зависимости $\tilde{N}_{\Sigma}(R)$ от

линейной на интервале дальностей 3-15 метров и производилась оценка средней погрешности дальномера $\sigma_R = \sigma_N c/4\Delta F$ на указанном интервале.

ПРИМЕР 1. Изменение дополнительной частотной модуляции по линейному закону $\Omega_m(t) = \Delta\Omega_m t/T_m$ (см. рисунок 3).

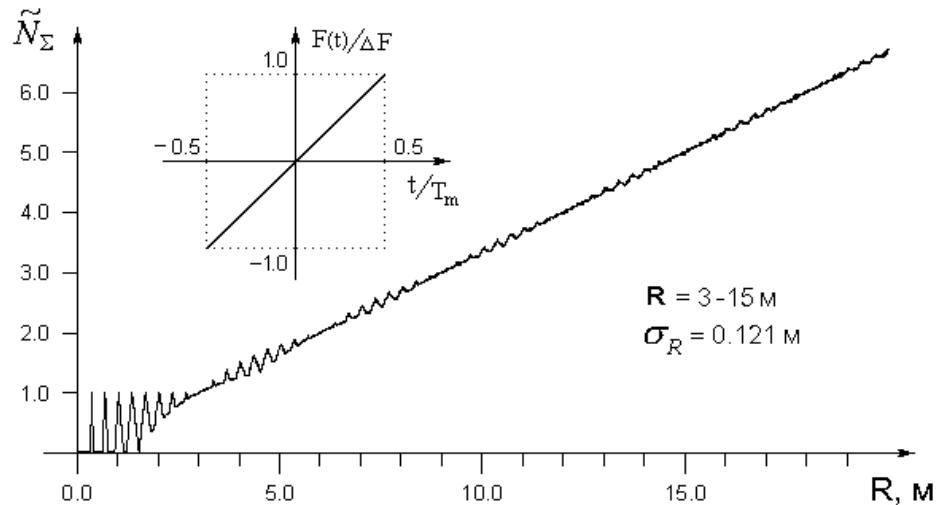


Рис.3. Усредненные показания счетчика ЧМ-высотомера с двойной частотной модуляцией при линейной «медленной» модуляции. Средняя погрешность σ_R на участке 3-15 метров составляет $\sim 0,121 \text{ м}$.

Из сравнения рисунков 2 и 3 видно, что в диапазоне высот 3÷15 м использование дополнительной «медленной» частотной модуляции позволяет на порядок подавить «дискретную ошибку».

ПРИМЕР 2. Изменение средней частоты по закону: $\Omega_m(t) = \Delta\Omega_m \sin(\pi t/T_m)$

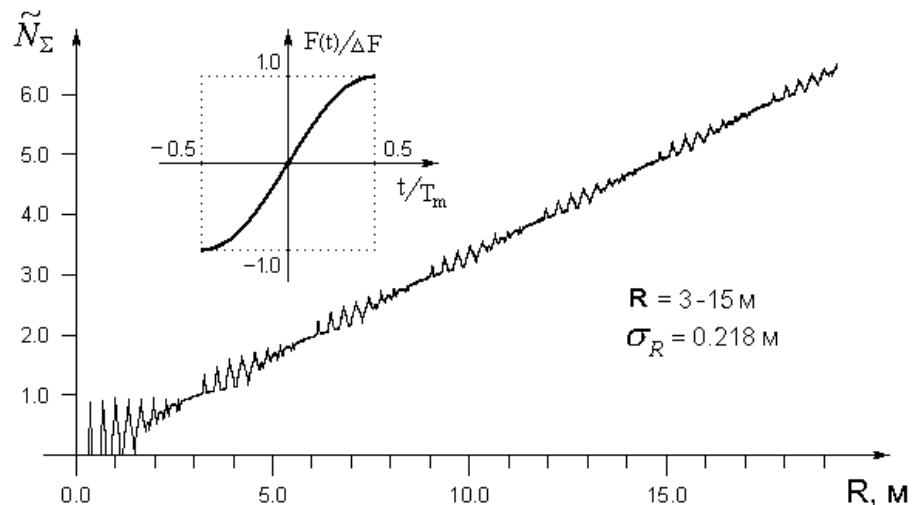


Рис.4. Усредненные показания счетчика ЧМ-высотомера с двойной частотной модуляцией при синусоидальной форме дополнительной модуляции. Средняя погрешность σ_R на участке 3-15 метров составляет $\sim 0,218 \text{ м}$.

ПРИМЕР 3. Изменение средней частоты по закону: $\Omega_m(t) = \Delta\Omega_m \frac{2}{\pi} \arcsin(2t/T_m)$

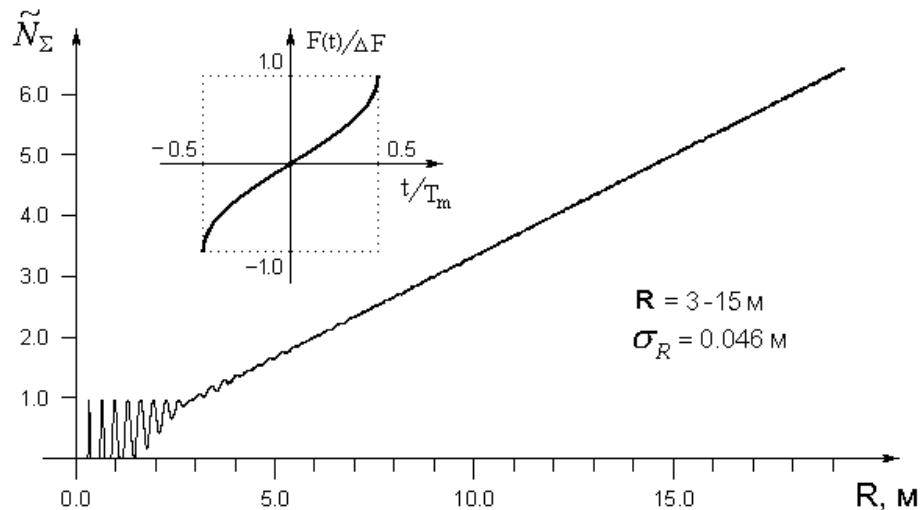


Рис.5. Усредненные показания счетчика ЧМ-высотометра при «медленной» модуляции по закону арксинуса. Средняя погрешность на участке 3-15 метров составляет $\sim 0,046$ м, что в 2,6 раза меньше, чем в примере 1.

Отметим, что оценка эффективности по критерию (7) в примерах 2 и 3 дает значения $\mu_{21} \approx 0,8$ и $\mu_{31} \approx 1,37$ в сравнении с линейной формой дополнительной модуляции.

Сравнивая результаты численного моделирования заметим, что линейный закон «медленной» частотной модуляции не обеспечивает минимальную среднеквадратическую погрешность ЧМ-дальномера при ограничении на величину девиации частоты ΔF . С точки зрения максимального подавления дискретной ошибки преимуществом обладают формы дополнительной ЧМ с выраженной кубической составляющей.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный критерий для сравнения различных видов дополнительной частотной модуляции позволяет сравнивать эти виды между собой по эффективности.

Численным моделированием показано, что линейный закон «медленной» модуляции не обеспечивает минимальную среднеквадратическую погрешность ЧМ-дальномера при ограничении на величину девиации частоты. Использование законов «медленной» модуляции с положительной 3-й производной дает возможность снизить среднеквадратическую ошибку ЧМ-дальномера в 2-3 раза по сравнению с линейным законом при ограничении на занимаемую полосу частот.

Реализация сложных видов модуляции при низкой частоте повторения (5-20 Гц) не составляет трудностей при использовании средств бортовой вычислительной техники. Процесс измерения легко сделать адаптивным к интервалу наблюдения и непрерывно

уточнять результат измерения по мере увеличения этого интервала, используя случайную частотную модуляцию $F_k = F_0 + \xi_k$ с заданным законом распределения.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области (проект №19-47-340005-р_поволжье_a).

ЛИТЕРАТУРА

1. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М.: Сов. радио, 1962. - 962с.
2. Кагаленко Б. В., Марфин В. П., Мещеряков В. П. Частотный дальномер повышенной точности // Измерительная техника, 1981, №11. - С. 68-71.
3. Кагаленко Б. В., Мещеряков В. П. Частотно-модулированный радиодальномер. SU 1141354 A1, заяв.03.05.1983, опубл. 23.02.1985.
4. Марфин В. П., Киселев А. И., Розенфельд Ф. З. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности // Измерительная техника, 1986, №6. - С. 46-48.

REFERENCES

1. Astafev, G. P., Shebshaevich V. S., Yurkov, Yu. A. Radiotechnical aircraft navigational means. M. Sov.radio, 1962. – 962 p.
2. Kagalenko, B. V., Marfin V. P., Mescheryakov, V. P. Increased precision frequency distance meter. // Izmeritel'naya tekhnika, 1981, №11. - Pp. 68-71.
3. Kagalenko, B. V., Mescheryakov, V. P. Frequency-modulated radar distance meter. SU 1141354 A1, stated. 03.05.1983 publ. 23.02.1985.
4. Marfin, V. P., Kiselev, A. I., Rozenfeld F. Z. Radiowave contactless increased precision level meter // Izmeritel'naya tekhnika, 1986, №6. -Pp. 46-48.

РАЗРАБОТКА МОДУЛЕЙ КАЛИБРОВКИ КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭМП НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

Пухов Д.А.¹, Суворин А.В.¹, Васильченко Д.В.¹, Ромашенко М.А.¹, Свиридова И.В.¹

¹ВГТУ, г. Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье представлены модули калибровки, используемые в программно-аппаратном комплексе (ПАК) оценки влияния электромагнитных помех (ЭМП) на электронные средства. Модули позволяют произвести калибровку комплекса с целью повышения точности оценки влияния самоиндукции и импеданса линии передач на вносимые искажение сигнала при различных конфигурациях трассировки печатной платы.

Ключевые слова: печатная плата, электромагнитные помехи, импеданс передачи, электромагнитная совместимость, модули калибровки.

DEVELOPMENT OF CALIBRATION MODULES FOR THE EMI IMPACT ASSESSMENT COMPLEX ON ELECTRONIC DEVICES

Pukhov D. A.¹, Suvorin A. V.¹, Vasilchenko D. V.¹, Romashchenko M. A.¹, Sviridova I. V.¹

¹ VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This article presents the calibration modules used in the hardware-software complex (HSS) for assessing the influence of electromagnetic interference (EMI) on electronic devices. The modules allow you to calibrate the complex in order to improve the accuracy of assessing the effect of self-induction and transmission line impedance on the signal distortion introduced with various configurations of the PCB routing.

Keywords: printed circuit board, EMI, transmission impedance, EMC, calibration modules.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое распространение электроники и ее миниатюризация приводит к необходимости учитывать возможные проблемы в области электромагнитной совместимости (ЭМС) на всех стадиях проектирования и эксплуатации электронных изделий. Для получения данных о работе того или иного устройства необходимо заранее учитывать совместную работу элементов. Причиной помех может стать их взаимное влияние друг на друга, а также конфигурация самого рисунка платы что, в свою очередь, приводит к увеличению себестоимости готового продукта. Это обусловлено повторной диагностикой выпущенного продукта для выявления и исправления ошибок, допущенных в процессе разработки печатной платы. На данную операцию может уходить большое количество времени и ресурсов. Таким образом, целесообразно применение унифицированных средств. К таким средствам можно отнести ПАК для оценки влияния ЭМП на электронные средства. Для увеличения точности определения ошибок при трассировке ПАК снабжен набором модулей калибровки с различными видами конфигураций расположения элементов и дорожек. Подобные модули позволяют выявить ряд ошибок по ранее полученным результатам и выполнить калибровку ПАК с учётом их конфигураций. Применение самого ПАК значительно

сокращает время разработки, поскольку позволяет провести предварительные испытания еще на стадии макетирования. Каждый последующий эксперимент может отличаться от предыдущего фоновыми помехами, а также различными паразитными изучениями, для повышения точности измерений и определения причины некорректной работы устройства необходимы производить периодическую калибровку измерительной системы ПАК. В связи с этим был разработан и изготовлен набор модулей калибровки, позволяющий произвести отстройку комплекса по различным параметрам перед проведением испытаний.

2. МОДУЛЬ КАЛИБРОВКИ, УЧИТЫВАЮЩИЙ ЗАКОН ЛЕНЦА.

Модуль, предназначенный для калибровки ПАК с целью определения помех в печатных проводниках по причине возникновения влияния закона Ленца. Вместо гибкого провода на плате размещены дорожки с различной конфигурацией, по которым токи идут по пути наименьшей индуктивности. Если индуктивность высокая, потребуется больше времени для достижения установившегося состояния тока после скачка напряжения на соединении источника. При трассировке на широком заземление переход практически мгновенный. На рисунке 1 представлен внешний вид разработанного модуля калибровки.



Рис.1. Печатная плата демонстрирующая закон Ленца.

Модуль имеет один входной разъем (U_{in}) и семь выходных разъемов ($U_{out1} - U_{out7}$). В ходе проведения калибровки была произведена подача эталонного сигнала на вход модуля, и фиксация выходного по 1, 3, 5, 6 путем прохождения тока (функциональная схема представлена на рисунке 2). В результате были получены графики зависимости входного и выходного напряжений. В процессе испытаний модуль устанавливается в ПАК, все данные эксперимента заносятся в базу данных ПАК с их последующим анализом и сохранением в базу данных.

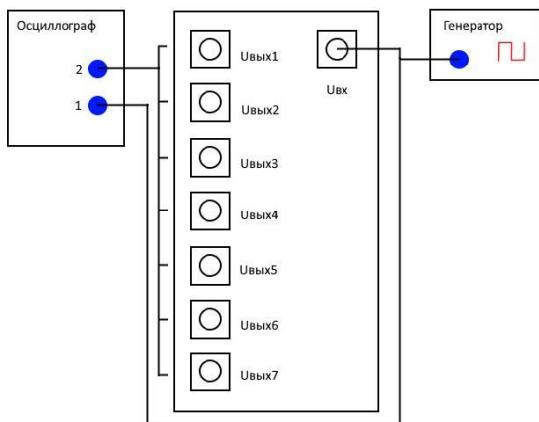


Рис.2. Функциональная схема соединение осциллографа и генератора с платой.

Результаты сравнения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ во временной области для 5 выходов 1, 3, 5, 6 и 7 показаны на рисунках 3 – 7.

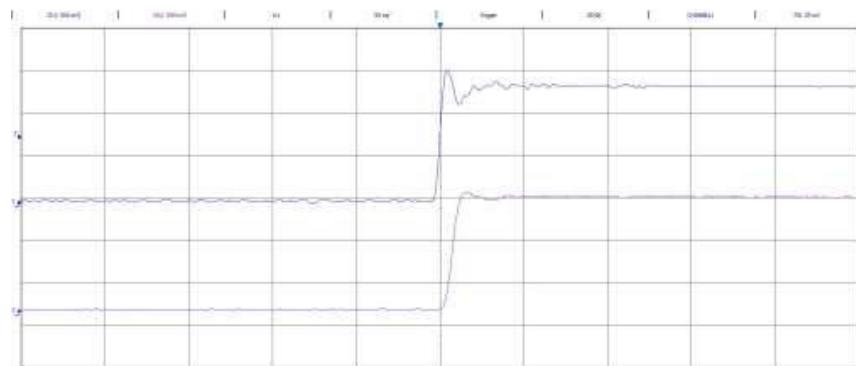


Рис. 3. Сравнение с входом 1

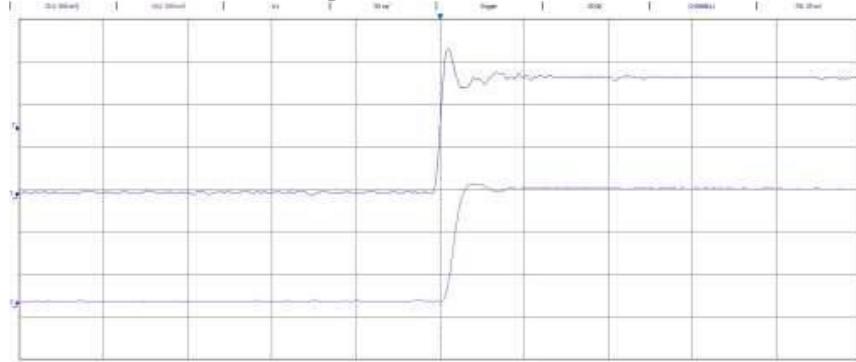


Рис. 4. Сравнение с входом 3



Рис. 5. Сравнение с входом 5

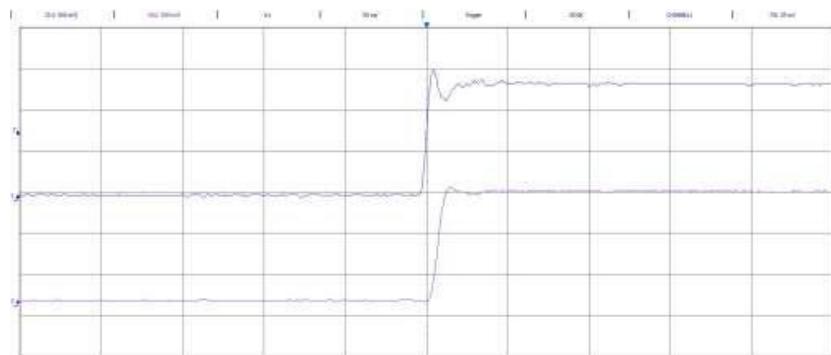


Рис. 6. Сравнение с входом 6

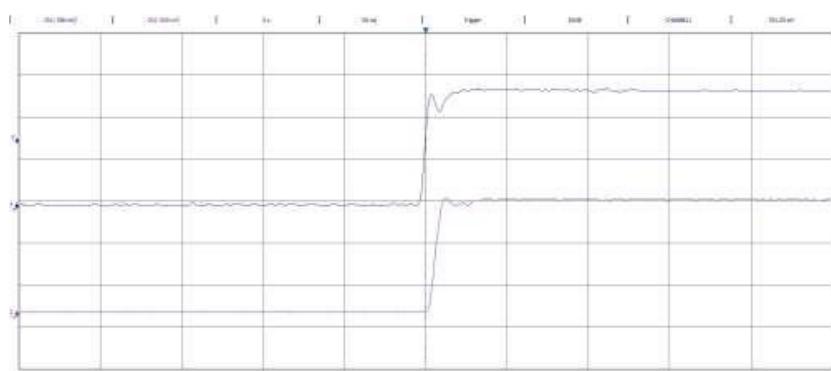


Рис. 7. Сравнение с входом 7

Полученные результаты заносятся в базу данных ПАК. В процессе испытаний ПАК может сделать вывод о наличии неверной трассировки, а также способен указать конкретный тип и ориентировочную длину участка, основываясь на данных, полученных при калибровке. Также производится выдача рекомендаций по доработки исследуемой печатной платы. Как правило, разработчик, занимающийся трассировкой печатной платы, должен предоставить наиболее близкий путь, вследствие того, что возвратные токи проходят как можно ближе к пути прохождения сигнала. Кроме того, из сравнения трасс 5, 6 и 7 на рисунках 10, 11 и 12, соответственно, следует отметить, что трассу лучше прокладывать в середине широкой плоскости земли (трасса 6), а не на краю (трасса 5) и еще лучше окружить трассу защитным (заземленным) слоем (трасса 7).

3. Модуль калибровки для исследования импеданса передачи

Импеданс передачи Z_T является основным свойством любого соединения. Данный модуль позволяет произвести исследование данного явления путем измерения Z_T при использовании различных кабелей. Модуль для калибровки на импеданс передачи показана на рисунке 8.



Рис.8. Модуль для исследования импеданса передачи

Данный модуль позволяет исследовать сопротивление передачи при использовании различных кабелей. Калибровка осуществляется на ПАК с использованием анализатор спектра с генератором слежения.

Образец кабеля подключается к двум противоположным разъемам, как показано на рисунке 5. Выход следящего генератора подключается к входу, а анализатор спектра подключается к выходу. Сам анализатор спектра передаёт данные на ПАК посредством канала передачи данных. Схема подключения представлена на рисунке 9.

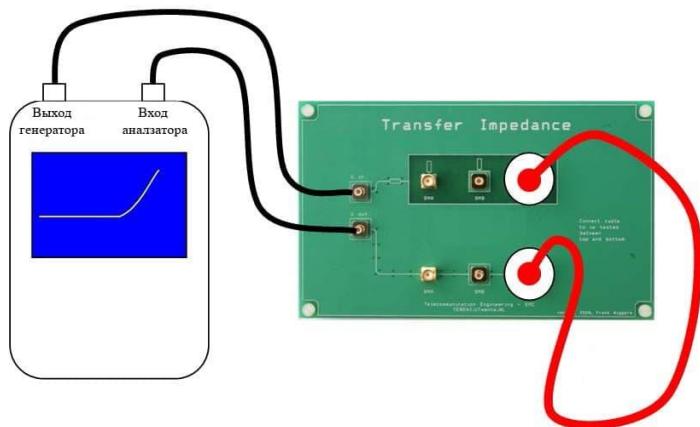


Рис.9. Схема подключения

Ток подается с генератора с частотой 50 – 100 МГц. Результат исследования представлен на рисунке 10.

Полученные результаты также загружаются в память ПАК, который может выявить, генерируют ли кабели шумовые напряжения дифференциального режима из-за чувствительных токов через свои обратные проводники и указать требуемое сопротивление передачи для своих конструкций кабелей в соответствующем частотном диапазоне.

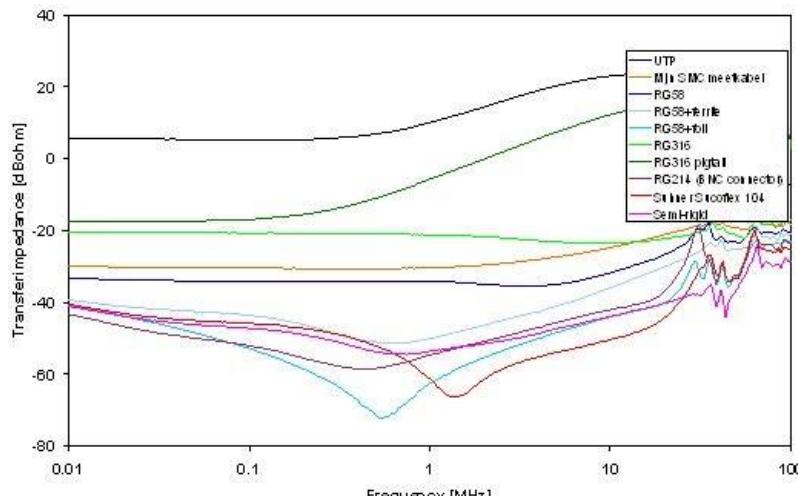


Рис.10. Результат исследования

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанные модули калибровки позволяют произвести необходимые настройки ПАК перед проведением испытаний. Занесенные в базу данных калибровочные значения ускоряют работу ПАК и повышают точность определения дефектов трассировки, что положительно влияет на скорость дефектовки и снижает затраты на её проведение. Применение разработанных модулей калибровки совместно с ПАК позволяют снизить как временные, так и материальные затраты на проектирование и выпуск электротехнической продукции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Рожненко С.Н. Методика оценки влияния электромагнитных помех на функционирование электронных средств в процессе их проектирования. // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 6. С. 57-61.
2. Васильченко Д.В., Неклюдов А.Л., Ромашенко М.А. Программно-аппаратный комплекс тестирования электронных средств на воздействие электромагнитных помех. // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. 2020. С. 386-391.
3. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Неклюдов А.Л., Глотов В.В., Глотова Т.С. Сканер ближнего электрического поля для двухсторонних и многослойных печатных плат. RU 189820 U1, 05.06.2019. Заявка № 2019108722 от 26.03.2019.
4. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Рожненко С.Н., Балашов Ю.С. Методика формирования испытательных сигналов для оценки устойчивости электронных средств к ЭМП // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 6 (12). С. 19-23.

REFERENCES

1. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Rozhnenko S.N. Methodology for assessing the influence of electromagnetic interference on the functioning of electronic devices in the process of their design. // Radio engineering. 2021. T. 85. No. 6. S. 57-61.
2. Vasilchenko D.V., Neklyudov A.L., Romashchenko M.A. Hardware and software complex for testing electronic devices for electromagnetic interference. // Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. 2020.S. 386-391.
3. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Neklyudov A.L., Glotov V.V., Glotova T.S.. Near electric field scanner for double-sided and multilayer printed circuit boards. RU 189820 U1, 05.06.2019. Application No. 2019108722 dated 26.03.2019.
4. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Rozhnenko S.N., Balashov U.S. Technique for the formation of test signals for assessing the stability of electronic devices to EMF // Radiotekhnika. 2020.Vol. 84.No. 6 (12). S. 19-23.

СПОСОБЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

И.С. Коренев, С.В. Власенков

Военный инновационный технополис «ЭРА» (ВИТ «ЭРА»), Анапа, Россия

Аннотация. В данной статье рассматриваются основные проблемы связанные с энергообеспечением автоматизированных систем. Приведены различные способы получения энергии на мобильных роботизированных станциях. Приведен разбор и сравнение основных носителей энергии. Сделан вывод о перспективных направлениях развития систем энергообеспечения роботизированных систем.

Ключевые слова: энергообеспечение; автономность; энергоносители; источники энергии; роботизированные системы.

POWER SUPPLY METHODS FOR AUTOMATED ROBOTIC SYSTEMS

I.S. Korenev, S.V. Vlasenkov

Military innovative technopolis "ERA" (MIT «ERA»), Anapa, Russia

Abstract. This article discusses the main problems associated with the power supply of automated systems. Various methods of obtaining energy at mobile robotic stations are presented. The analysis and comparison of the main energy carriers is presented. A conclusion is made about the promising directions of development of power supply systems for robotic systems.

Keywords: power supply; autonomy; energy carriers; energy sources; robotic systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интерес к автоматизированным роботизированным системам связан с необходимостью замены человеческого труда во многих сферах производственной деятельности, таких как космическая отрасль, атомная промышленность, глубоководные работы.

Одним из основных направлений развития робототехнических автоматизированных систем является улучшение существующих и развитие новых источников и аккумуляторов энергии, эффективных, для долгой и бесперебойной работы роботизированных систем, без участия человека.

2. СПОСОБЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ.

Часто на демонстрационных видео из лабораторий заметно, как к «мобильному» роботу тянутся толстые силовые кабели (рис-1). Причина проста: на данный момент не удалось создать достаточно емкого, компактного, безопасного и недорогого источника питания.[1]

Большинство крупных автономных роботов в качестве источников энергии используют двигатели внутреннего сгорания (ДВС). Для множества малых и средних робототехнических устройств используются аккумуляторные батареи, основной проблемой которых является низкая плотность запасаемой энергии по сравнению с

ДВС, работающих на нефтепродуктах. Основными проблемами, связанными с использованием ДВС, являются ограничения из-за большого веса, объема и быстрого расхода запасов топлива, необходимого для работы автоматизированной роботизированной системы. Для преодоления этой проблемы разрабатываются водородные, метанольные, углеродные и алюминий-воздушные топливные элементы, в качестве основных или вспомогательных источников питания. К настоящему времени самыми развитыми технологиями являются твердополимерные питающие элементы на водороде. Они уже начали применяться в ряде коммерческих моделей небольших роботизированных систем.

Многие современные роботизированные установки способны вырабатывать энергию, необходимую для их применения и бесперебойной работы, альтернативными (без углеводородными) способами. Пример - планер от компании Vulture, который совершил полет за счет энергии получаемой от солнечных батарей. Второй пример - производство электроэнергии за счет волн и приливных течений. Здесь необходимо упомянуть автономный роботизированный буй PowerBuoy от компании Ocean Power Technologies. Эта система трансформирует и запасает энергию от вертикальных механических колебаний на волнах надводной части по отношению к установленному под водой якорю. Она способна выдавать в пике до 2400 кВт, превосходя по энергетической плотности (но не по удельной стоимости) солнечные батареи или ветряные станции. [2]

Другой принцип используется в линейке проектов от Bourne Energy. По сути, это полноценные автономные роботы с погруженной под воду огромной турбиной, приводимой во вращение течениями.



Рис. 1. Демонстрация роботизированной системы.

В некоторых роботизированных системах, к примеру, используемых в аэрокосмической отрасли иногда используются компактные радиоизотопные источники энергии. В качестве примера можно выделить марсоход Curiosity, питаемый от радиоизотопного термоэлектрического генератора, который содержит 4 кг плутония-238. Рассчитанный на 125 Вт электроэнергии из примерно 2 кВт тепловой (которую можно направить на обогрев управляемых элементов конструкции). За 14 лет эксплуатации, его выходная мощность снижается на 20%.

Большинство способов выработки энергии в робототехнике сильно зависят от метеоусловий, временных рамок, а также гео-расположения. К примеру, солнечные батареи не способны вырабатывать энергию в пасмурную погоду, ночью или под землей, а гидро-энергия сильно зависит от течений и отливно-приливных движений водных масс.

Одно из основных направлений развития энергообеспечения робототехнических систем связано с модернизацией накопителей энергии. На современном этапе научно-технического прогресса существует 6 основных видов накопителей энергии:[3]

1. Свинцово-кислотные аккумуляторы
2. Литий-полимерные аккумуляторы (Li-Po)
3. Литий-ионные (Li-ION)
4. Литий-железо-фосфорные (LiFePo4)
5. Никель-кадмиеевые (NiCd)
6. Ионисторы (суперконденсаторы) (Рис. 2) (Таб.-1)

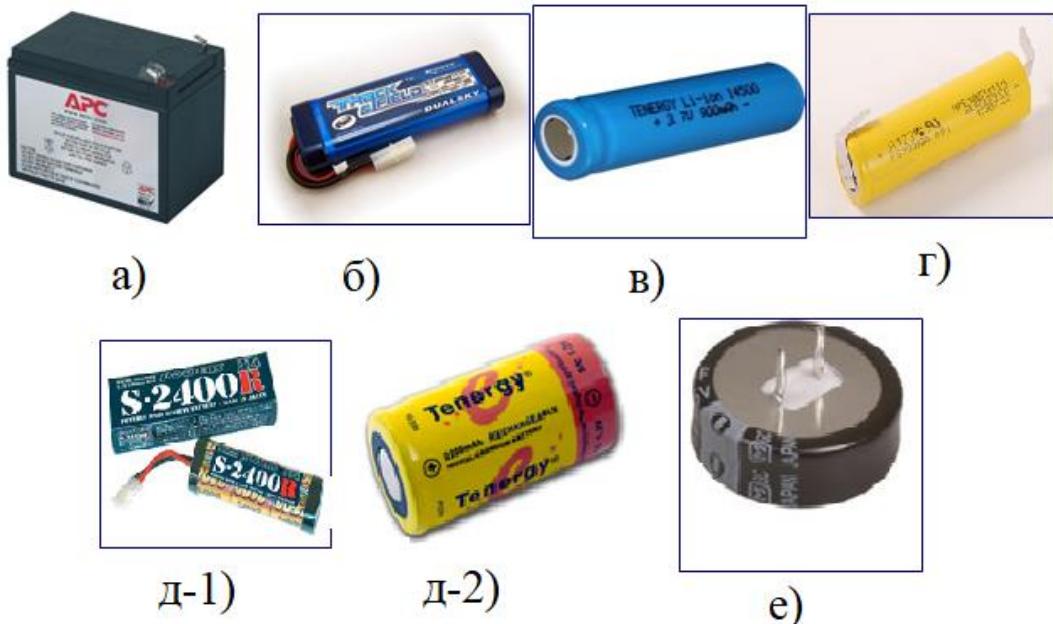


Рис. 2. Основные виды накопителей энергии
 (а-Свинцово-кислотные аккумуляторы; б-Литий-полимерные аккумуляторы (Li-Po); в-Литий-ионные (Li-ION); г-Литий-железо-фосфорные (LiFePo4); д-Никель-кадмиеевые (NiCd); е-Ионисторы (суперконденсаторы).)

Требования к накопителям энергии мобильного робота:

1. - Большая токоотдача
2. - Быстрая зарядка
3. - Малый вес
4. - Большое число циклов заряд/разряд

5. - Малые габариты
6. - Не обслуживаемость
7. - Длительное сохранение заряда в режиме ожидания
8. - Желательно наличие встроенной защиты от перегрузки

Таблица 1. Основные характеристики накопителей энергии.
 (1-Свинцово-кислотные аккумуляторы; 2-Литий-полимерные аккумуляторы (Li-Po);
 3-Литий-ионные (Li-ION); 4-Литий-железо-фосфорные (LiFePo4);
 5-Никель-кадмиеевые (NiCd); 6-Ионисторы (суперконденсаторы).)

	Энергоемкость Вт*ч/кг	Энергоплотность Вт*ч/д ³	Рабочее напряжение В	Рабочая температура °C
1	30-60	1250	1.75-2.11	-40...40
2	100-125	240-300	2,5-4.2	-20...40
3	110-200	200–500	2.5-4.2	-20...60
4	560	250	1.35	-20...60
5	45-65	50-150	1.0-1.35	-15...40
6	2.5–15	10-30	2.3-2.5	-40...65

3. ОСНОВНЫЕ ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

1. Свинцово-кислотные аккумуляторы

Преимущества:

- Дешевизна
- Высокая токоотдача
- Простота и дешевизна зарядного устройства
- Быстрая зарядка

Недостатки:

- Тяжелые и габаритные
- При длительном неиспользовании возможно снижение характеристик

2. Литий-полимерные аккумуляторы (Li-Po)

Преимущества:

- Низкая цена на единицу ёмкости;
- Большая плотность энергии на единицу объёма и массы;
- Низкий саморазряд;
- Толщина элементов от 1 мм;
- Возможность получать гибкие формы;
- Экологическая безопасность;
- Токоотдача 10С-45С

Недостатки:

- Снижение характеристик при низких температурах;
- Могут взорваться при перегреве выше 70 градусов
- Из-за высокой токоотдачи - взрывоопасны
- Сложное зарядное устройство.
- При разряде ниже 2.5 вольт банка выходит из строя.
- Снижение емкости по мере службы. Через пару лет теряют 20% емкости.
- Дисбаланс банок при эксплуатации или зарядке. Требуют балансировки, т.е. зарядки с выравниванием отдельно каждой банки.

3. Литий-ионные (Li-ION)**Преимущества:**

- Высокая энергетическая плотность.
- Низкий саморазряд.
- Отсутствие эффекта памяти.
- Простота обслуживания.

Недостатки:

- Теряют емкость со временем
- Опасны при разрушении
- Дорогие (особенно в копеечку обошлись в формате АА)
- Высокий саморазряд (до 5% в месяц)
- Низкая токоотдача

4. Литий-железо-фосфорные (LiFePo4)**Преимущества:**

- Безопасный прочный корпус, в отличие от оболочек Li-Po аккумуляторов
- Сверхбыстрый заряд (при токе 7A полный заряд за 15 мин)
- Очень большой ток отдачи 60A — рабочий режим; 132A — кратковременный режим (до 10-ти секунд)
- Саморазряд 3 % за 3 года
- Работают на холоде (до -30 гр. С) без потери рабочих свойств
- Наработка на отказ 1000 циклов (втрое больше, чем у никелевых аккумуляторов)

Недостатки:

- Требуют специального зарядного устройства (не совместимы с LiPo зарядниками)
- Тяжелее, чем Li-Po

5. Никель-кадмевые (NiCd)**Преимущества:**

- Высокая токоотдача.
- Отсутствие побочных эффектов при чрезмерной разрядке/зарядке.
- Возможность восстановления при ухудшении свойств

- Простая и быстрая зарядка. Силовые версии могут быть заряжены за 20-40 минут, но график заряда уже другой и устройство зарядки сложнее и дороже.
- Могут храниться разряженными.

Недостатки:

- Нужен диспетчер питания для устранения эффекта памяти. Эффект памяти проявляется, когда аккумулятор подвергают зарядке раньше, чем он реально разрядится.
- Деградируют при разряде малыми токами (уж в работе это им не суждено)
- дороговизна.

6. Ионисторы (суперконденсаторы)

Преимущества:

- большой срок службы;
- малое внутреннее сопротивление - обеспечивает сглаживание импульсов (бросков) тока нагрузки, если ионистор включен параллельно аккумуляторной батарее;
- быстрый заряд - в течение нескольких секунд из-за низкого внутреннего сопротивления;
- работа ионистора при любом напряжении, не превосходящем номинального;
- неограниченное число циклов заряд/разряд;
- отсутствие необходимости контроля за режимом зарядки;
- использование простых методов заряда;
- широкий диапазон рабочих температур: -25...+70 °C;
- относительная дешевизна ионисторов.

Недостатки:

- не обеспечивают достаточного накопления энергии;
- маленькая энергетическая плотность;
- низкое напряжение на некоторых типах ионисторов;
- для получения требуемого напряжения необходимо последовательное подключение не менее трех ионисторов;
- высокий саморазряд.[4]

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для уменьшения недостатков существующих систем накопления энергии, пришли гибриды аккумуляторных батарей и ионисторов, где вместо катода литий-ионной аккумуляторной батареи используется псевдоемкостный электрод. В таком случае, получается сочетать мощностные и энергоемкие характеристики. Соответствующий подбор электродов позволяет увеличить напряжение в данном источнике питания, тем самым приводит к увеличению удельной мощности и энергии. Достичь более высоких значений гибридов удельной энергии можно не только увеличением их предельного напряжения, но и увеличение емкости конденсаторов, из которых они состоят.

Поскольку уменьшить расстояние между пластинами невозможно, то основным путем решения данной проблемы, становится увеличение площади поверхности электродов.[5]

Совмещение в работе различных источников энергии, таких как аккумуляторные батареи, ионисторы и систем способных производить энергию, приведет к полной автономности данных роботизированных систем на долгие промежутки времени, что позволит производить работы в сложных условиях для человека.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петросян Н. Н., Кароян Г. С. Накопители электроэнергии для электротехнологических установок //Государственный инженерный университет Армении. – 2013. – с. 44.
2. Ghaderi A. et al. Power System and Drive-Train for Omni-Directional Autonomous Mobile Robots with Multiple Energy Storage Units //Journal of Power Electronics. – 2008. – Т. 8. – №. 4. – С. 291-300.
3. Интернет ресурс: <http://robot-develop.org/archives/1464>
4. Luo X. et al. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation //Applied energy. – 2015. – Т. 137. – С. 511-536.
5. Калинин С.В, Малаховецкий А.А., Морозов А.В., Плюснин Н.И. Электрохимические суперконденсаторы, как импульсные источники электрической энергии // Вестник ВИТ «ЭРА». 2021. №. 2.(В печати).

REFERENCES

1. Petrosyan N. N., Karoyan G. S. Electric energy storage units for electrical installations // State engineering university of Armenia. - 2013 .-- P. 44.
2. Ghaderi A. et al. Power System and Drive-Train for Omni-Directional Autonomous Mobile Robots with Multiple Energy Storage Units // Journal of Power Electronics. - 2008. - T. 8. - No. 4. - S. 291-300.
3. Internet resource: <http://robot-develop.org/archives/1464>
4. Luo X. et al. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation // Applied energy. - 2015 .-- T. 137 .-- S. 511-536.
5. S. V. Kalinin, A. A. Malakhovetskiy, A. V. Morozov, N. I. Plusnin Electrochemical supercondensers as pulse sources of electric energy // Bulletin of VIT "ERA". 2021. no. 2. (In press).

СТРОБОСКОПИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

О. В. Пак

ООО Аверия Электроникс, Волгоград, Россия

Аннотация. Приводятся результаты теоретического анализа линейной математической модели системы радиоимпульсного стробирования в условиях фазовой нестабильности. Построена асимптотическая оценка эффективности работы стробоскопического преобразователя в зависимости от величины фазового шума. Представлены результаты полунатурного моделирования влияния флуктуации фазы на огибающую полезного сигнала. Показано, что паразитные фазовые шумы проявляются в виде дополнительной амплитудной модуляции трансформированного во времени сигнала. Рассмотрено прохождение фазовых шумов опорных генераторов через тракт стробоскопического преобразователя.

Ключевые слова: цифровая обработка радиолокационных данных, моделирование систем радиоимпульсного стробирования, стробоскопическое преобразование, фазовый шум высокочастотных генераторов.

STROBOSCOPIC PROCESSING OF BROADBAND RADIO SIGNALS AT PHASE INSTABILITY OF REFERENCE OSCILLATORS

O. V. Pak

Averia Electronics LLC, Volgograd, Russia

Abstract. Theoretical results of the linear mathematical model of stroboscopic system at phase instability are presented. There is constructed an asymptotic estimates of the stroboscopic system efficiency depending on phase noise magnitude. The results of semi natural modeling of output signal degradation depending on phase instability are shown. It's also shown that parasitic phase noises cause an additional amplitude modulation of the transformed in time signal. Phase noise of high frequency oscillator passing through the sampling gate system are considered as well.

Keywords: signal processing of radiolocation data, simulation of a sampling gate system, stroboscopic processing, phase noise of high frequency oscillators.

1. ВВЕДЕНИЕ

В задачах достижения высокой разрешающей способности по дальности большое применение находят импульсные периодические сигналы с занимаемой полосой порядка нескольких ГГц и более, с характерными длительностями доли нс. Большим преимуществом применения подобных сигналов в радиотехнике, является возможность достижения т.н. сверхразрешения по дальности, при котором цель или объект воспринимается приемным устройством не как одна отражающая точка, а как совокупность блестящих точек, позволяющих извлекать информацию о геометрии исследуемого объекта и формировать радиолокационный портрет цели [1].

Подобные системы активно применяются при мониторинге биологической активности систем человека (дыхательная активность, параметры сердцебиения), для

дистанционного обнаружения людей за препятствиями, в задачах дефектоскопии, рефлектометрии и др. [2, 3].

Радиоприем и обработка подобных периодических сигналов, как правило, ведется стробоскопическими методами, осуществляющими перенос спектральных составляющих широкополосного сигнала в низкочастотную область [4].

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПРИЕМНОГО ТРАКТА СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

С целью улучшения тактико-технических характеристик радиолокационной станции (РЛС) в частности, повышения отношения сигнал/шум, корреляционных свойств зондирующего сигнала, достижения сверхразрешения по дальности применяют когерентные последовательности периодических радиоимпульсов. Для обработки подобных сигналов необходимо обеспечить полную когерентность принятого и опорного сигналов, что в реальных системах выполнить довольно сложно из-за нестабильностей задержек в приемном тракте, частоты и фазы опорного генератора, высокого уровня фазового шума задающего генератора, и ряда других причин. Все эти факторы существенно ограничивают возможности системы радиоимпульсного стробирования [5] и снижают отношение сигнал/шум на выходе стробоскопического преобразователя.

Для проведения теоретического анализа влияния фазовой нестабильности несущих частот на полезный сигнал рассмотрим линейную модель стробоскопического преобразователя (рисунок 1).

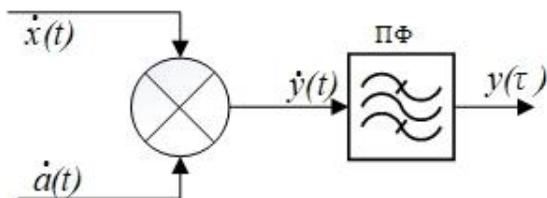


Рис. 1. Линейная математическая модель системы радиоимпульсного стробирования (ΠΦ-полосовой фильтр системы).

Стробоскопический преобразователь радиоимпульсного типа реализует принцип супергетеродинного приемника, перенося спектр ВЧ-колебания на более низкую промежуточную частоту, для последующей обработки.

Представим периодические последовательности радиоимпульсов на входе смесителя в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{k=0}^N \dot{X}(t - kT) e^{[j\omega_0 t]} \\ \dot{a}(t) &= \sum_{i=0}^N \dot{X}_1(t - iT_1) e^{j\omega_1 t + \theta(t)} \end{aligned}$$

Здесь $\dot{X}(t), \dot{X}_1(t)$ - комплексные огибающие; ω_0, ω_1 - несущие частоты; $\Omega = (\omega_0 - \omega_1)$ - частота настройки полосового фильтра системы ($\Omega \ll \omega_0, \omega_1$); T - период повторения входной последовательности радиоимпульсов; T_1 - период следования радиострболов; $\Delta T = T_1 - T = T/N$ - шаг считывания; $N = (T/\Delta T) \gg 1$ - коэффициент спектральной трансформации; $\theta(t)$ - стационарный медленноМеняющийся случайный процесс, моделирующий фазовую нестабильность $|d\theta/dt| \ll \omega_1$.

В [5] подробно показано, что окончательная форма трансформированного во времени сигнала может быть представлена в виде:

$$\dot{y}(\tau) = e^{j\Omega\tau} \sum_k \dot{Y}\left(\frac{kT}{N}\right) \dot{H}(\tau - kT) e^{-j\theta_k}, \quad (1)$$

где $\dot{H}(t)$ - комплексная огибающая импульсной характеристики полосового фильтра системы, настроенного на частоту Ω , $\dot{Y}(t)$ - трансформированная во времени огибающая полезного сигнала.

Поскольку отсчеты θ_k берутся через период T , намного больший длительности стробирующего импульса $T \gg \tau_1$ (в реальных системах отношение $(T/\tau_1) \sim 10^3 \div 10^4$) импульсами наносекундной длительности [6], можно считать их статистически независимыми.

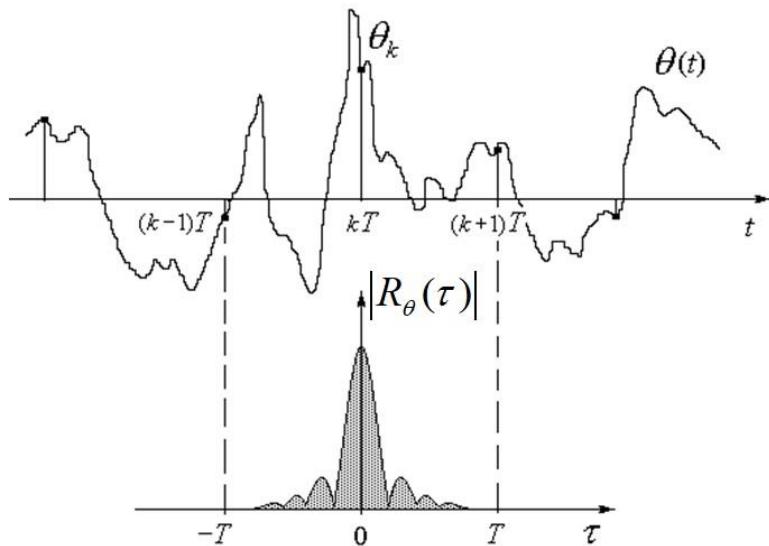


Рис. 2. Реализация случайного фазового процесса $\theta(t)$ и его функция автокорреляции $|R_\theta(\tau)|$.

Тогда среднее значение $M[\dot{y}(\tau)]$ выходного сигнала (1) определяется средним значением множителя $e^{-j\theta_k}$, которое для стационарного процесса $\theta(t)$ не зависит от индекса суммирования:

$$M[\dot{y}(\tau)] = \langle \dot{y}(\tau) \rangle = \beta \dot{y}_0(\tau), \quad (2)$$

где $\beta = \langle \exp(-j\theta_k) \rangle = \chi(-1)$; $\chi(\eta) = \langle \exp(j\theta\eta) \rangle$ - характеристическая функция [6] закона распределения значений процесса $\theta(t)$; а $\dot{y}_0(\tau)$ соответствует отсутствию

фазовой нестабильности в системе обработки. При этом величина β имеет смысл относительного изменения коэффициента передачи стробоскопического преобразователя при нарушении когерентности ($|\beta| \leq 1$). Для нормального процесса $\beta = \exp(-0.5\sigma_\theta^2)$, что соответствует снижению коэффициента передачи на 3 дБ при $\sigma_\theta \approx 50^\circ$.

3. ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ФАЗЫ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Для проведения полунатурных испытаний по исследованию влияния фазовой нестабильности опорных генераторов на структуру трансформированного во времени сигнала, был разработан экспериментальный макет системы радиоимпульсного стробирования, схема которого представлена на рисунке 3 [7]. Макетная плата воспроизводит процессы, происходящие в аналоговой цепи стробоскопического преобразователя.

Вырабатываемые цифровыми генераторами $\Gamma_{\omega_1}, \Gamma_{\omega_2}$ (AD9851) непрерывные гармонические сигналы с несущими частотами ω_0, ω_1 (1.00 МГц и 1.01 МГц соответственно) поступают на вход радиопереключателей M_1, M_2 (OPA3875). Формируемые ключами радиоимпульсы $x(t)$ и стробирующие радиоимпульсы $a(t)$ подаются на входы перемножителя сигналов ПМ (MPY634). Полезный сигнал с выхода коррелятора разностной частоты на промежуточной частоте 10 кГц оцифровывается внешним АЦП модулем (E20-10) и передается в персональный компьютер (ПК) для последующей обработки.

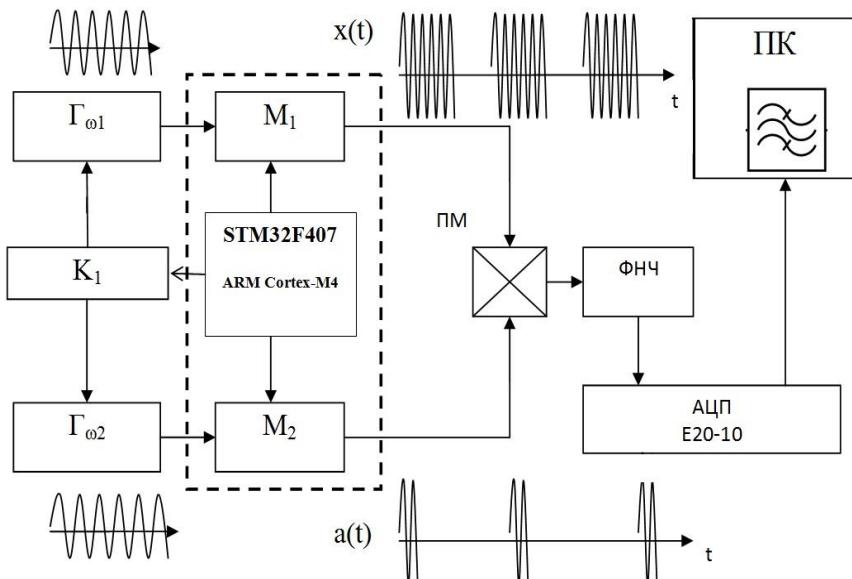


Рис. 3. Блок-схема макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя: $\Gamma_{\omega_1}, \Gamma_{\omega_2}$ – генераторы сигналов, M_1, M_2 – радиочастотные переключатели, K_1 – вспомогательный микроконтроллер, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ПК – персональный компьютер, STM32F407 – контроллер управления макетом, ФНЧ – фильтр низких частот.

В персональном компьютере реализован цифровой узкополосный КИХ фильтр (ПФ) с полосой пропускания ~ 50 Гц на центральной частоте 10 кГц.

Схема управления макетом состоит из двух процессоров, первый K_1 конфигурирует цифровые синтезаторы частот, второй STM32F407 - производит установку параметров и режимов работы системы радиоимпульсного стробирования (длительности радиоимпульсов и радиостробов, их периоды повторения, несущие частоты, шаг считывания и др.).

Выбранные цифровые синтезаторы частоты с технологией Direct Digital Synthesizer позволяют производить фазовую модуляцию генерируемого сигнала с минимальным шагом перестройки $360/32 = 11,25$ градуса.

На рисунке 4 приведена экспериментальная зависимость квадрата нормированного среднего уровня амплитуды огибающей полезного сигнала от величины нестабильности $\theta(t)$, полученная полунатурным моделированием, при следующих параметрах модели: период повторения радиоимпульсов составлял 3 мс, длительность радиоимпульса – 2 мс, длительность стробирующего радиоимпульса – 500 мкс. Шаг считывания ΔT выбирался 1 мкс, что соответствует коэффициенту спектральной трансформации $N \sim 3000$. На этом же графике представлена теоретическая зависимость $\beta(\theta)$ фазового шума с Гауссовым законом распределения. Из рисунка видно, что результаты полунатурного моделирования качественно согласуются с данными теоретического анализа.

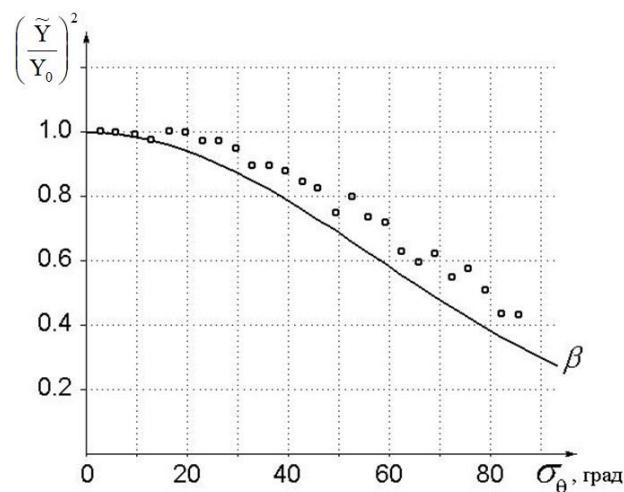


Рис. 4. Зависимость квадрата нормированного среднего уровня амплитуды от величины фазовой нестабильности при нормальном распределении шума: \tilde{Y} - средний уровень амплитуды огибающей, Y_0 - амплитуда сигнала на выходе преобразователя в отсутствии фазовых шумов.

Теоретическая оценка показана сплошной линией, результаты моделирования - точками

4. ФАЗОВЫЕ ШУМЫ ЗАДАЮЩИХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Рассмотрим влияние фазовых шумов высокочастотных (ВЧ) генераторов на преобразованный сигнал.

Подобные шумы в ВЧ-генераторах как правило обусловлены наличием шумов различной природы: фликкер-шум, белый шум, тепловой и проявляются в виде фазовой нестабильности (jitter) опорного сигнала, который можно описать как:

$x(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi(t)]$, где в качестве $\phi(t)$ будет рассматривать стационарный случайный процесс.

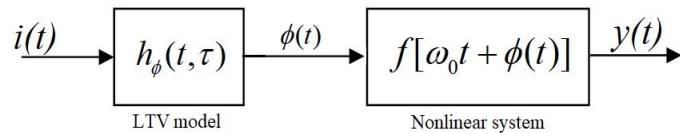
Одна из наиболее распространенных полуэмпирических моделей описания подобных шумов, предложенная Leeson-Cutler [8], предписывает следующее частотное распределение фазового шума от частоты:

$$\Phi\{\Delta\omega\} = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_s} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\}, \quad (3)$$

где $\Phi\{\Delta\omega\}$ - однополосная спектральная плотность мощности шума, в полосе 1 Гц при отстройке от несущей частоты на $\Delta\omega$ и выражаемая в dBc/Hz. В технике наиболее часто приводятся значения для характерных величин отстройки от центральной частоты на 10Гц, 100Гц, 1кГц, 10кГц;

F - эмпирический параметр, характеризующий собственные шумы активного элемента генератора (noise figure); k – постоянная Больцмана $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T -абсолютная температура; P_s - средняя мощность на входе активного элемента генератора; ω_0 - несущая частота; Q_L - добротность контура обратной связи генератора под нагрузкой (эффективная добротность); $\Delta\omega_{1/f^3}$ - граничная частота перехода между регионами $1/f^2$ и $1/f^3$, характеризующими различное поведение фазового шума при отстройке от центральной частоты.

Согласно модели, предложенной Thomas H. Lee [9], для теоретического описания преобразования шума любой природы $i(t)$ в фазовый шум генератора, предлагается рассмотреть следующую блок-схему:



Блок LTV является линейным и описывает трансформацию спектральных компонент случайного процесса (белого шума, фликкер, теплового) в фазовый шум $\phi(t)$, который затем преобразуется нелинейным элементом системы (Nonlinear system) в полезный сигнал генератора $y(t)$.

В статье [9] предлагается использовать следующее соотношение для описания величины фазового шума:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{I(\omega_0 \tau)}{q_{\max}} i(\tau) \sigma(t - \tau) d\tau = \frac{1}{q_{\max}} \int_{-\infty}^t I(\omega_0 \tau) i(\tau) d\tau,$$

где $I(\omega_0 \tau)$ - периодически меняющаяся функция времени, определяющая степень влияния случайного воздействия $i(t)$ на уровень фазовой нестабильности; $\sigma(t)$ – функция

Хевисайда; q_{max} – максимальный заряд, проходящий через емкость, для случая LC-генератора.

Учитывая, что $\phi(t) \ll 1$ (в реальных устройствах эта величина менее -100dBc при отстройке от центральной частоты на 10 Гц) и ограничиваясь двумя первыми членами в разложении фазового множителя $e^{j\phi(t)}$ в ряде Тэйлора, получим:

$$\dot{a}(t) = \sum_{i=0}^N \left\{ \dot{X}_1(t-iT_1) \cdot [1 + j\phi(t)] e^{j\omega_0 t} \right\};$$

$$\tilde{x}(t) = \dot{x}(t) + j\dot{x}(t)\phi(t); \quad (4)$$

Соотношение (4) представляет композицию входного сигнала в отсутствии фазовых шумов и небольшую паразитную добавку $\dot{x}(t) \cdot \phi(t)$. Учитывая, что функция $I(\omega_0 t)$ имеет периодический характер [9], разложим $\phi(t)$ в ряд Фурье:

$$\phi(t) = \frac{1}{q_{max}} \left[\frac{c_0}{2} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cdot \cos(n\omega_0 \tau) d\tau \right]. \quad (5)$$

Таким образом, вычислив коэффициенты ряда для периодической функции $I(\omega_0 t)$, а также зная $i(t)$, можно определить величину $\dot{x}(t) \cdot \phi(t)$ в (4).

В [9] показано, что последовательно подставляя $i(t)$ в (5) в виде отдельных гармонических колебаний $i(t) = I_n \cdot \cos[(n\omega_0 + \Delta\omega)t]$, $\Delta\omega \ll \omega_0$, $n=0,1,2\dots$, I_n – амплитуда n -гармоники и учитывая усредняющую природу интегрирования, в общем случае получим:

$$\phi(t) \approx \frac{I_n c_n \sin(\Delta\omega t)}{2q_{max} \Delta\omega};$$

Подставляя полученное выражение в (4) и повторяя выкладки в [5] для нахождения формы полезного сигнала на выходе системы радиоимпульсного стробирования, получим

$$\tilde{y}(\tau) = \dot{y}_0(\tau) \cdot \left[1 + \frac{I_n c_n}{2q_{max} \Delta\omega} e^{j\Delta\omega \tau} \right], \quad (6)$$

$\dot{y}_0(t)$ – трансформированный во времени полезный сигнал в отсутствии фазовых шумов.

Заметим, выражение (6) получено для случая паразитного гармонического воздействия вблизи гармоник несущей частоты генератора $(n\omega_0 + \Delta\omega)$, $\Delta\omega \ll \omega_0, n=0,1,2\dots$ и проявляется в полезном сигнале стробоскопического преобразователя в виде дополнительного сигнала на частоте $(\Omega + \Delta\omega)$ и амплитудой $(\frac{I_n c_n}{2q_{max} \Delta\omega})$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Нарушение когерентности в системах радиоимпульсного стробирования проявляется в виде паразитной амплитудной модуляции огибающей трансформированного во времени полезного сигнала.

Достичь уменьшения влияния шума на выходе стробоскопического преобразователя можно увеличением коэффициента спектральной трансформации N (повышением частоты повторения) при одновременном сужении полосы прозрачности узкополосного фильтра системы. Подобные задачи решаются использованием методов цифровой обработки сигналов на специализированных процессорах (DSP). Для уменьшения влияния фазового шума опорных генераторов, необходимо уменьшать количество и величину коэффициентов C_n в разложении функции $I(\omega_0\tau)$, в частности обеспечивать максимальную симметричность сигнала на выходе опорного генератора.

Проектирование макета системы радиоимпульсного стробирования с возможностью изменения параметров исследуемых сигналов (несущей частоты, периода следования, длительности и др.), позволило провести полунатурные испытания и подтвердить результаты теоретического анализа экспериментальными данными.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области (проект №19-47-340005-р_поволжье_a).

ЛИТЕРАТУРА

1. V.D. Zakharchenko, I.G. Kovalenko, O.V. Pak, “Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation,” Earth and Planetary Astrophysics, Dec. 2014, doi: 10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
2. А.С. Бугаев, С.И. Ивашов, И.Я. Имореев. Биорадиолокация. Москва: МГТУ им. Баумана, 2010.- 397стр.
3. В.Г. Радзивский, П.А. Трифинов Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. Москва: Радиотехника, 2009.- 288.
4. Ю.А. Рябинин Стробоскопическое осциллографирование. Москва: Советское Радио, 1972.- 200.
5. В.Д. Захарченко, И.Г. Коваленко, О.В. Пак, В.Ю. Рыжков “Фундаментальные ограничения когерентности зондирующих сигналов в задаче достижения максимального разрешения и дальности при стробоскопической локации астероидов”. // Cosmic research, 2018, vol. 56, no. 3.- pp. 209-217.
6. В.Д. Захарченко, О.В. Пак “Моделирование фазовой нестабильности в стробоскопической системе обработки”. // RSEMW-2013, 2013.- 688-693.
7. О.В. Пак, В.Д. Захарченко “Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя”. // Межвузовский сборник научных трудов РГРТУ “Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах”, 2010.- pp. 5-8.
8. D. B. Leeson A simple model of feedback oscillator noise spectrum. // Proceeding of the IEEE, Feb. 1966.- pp. 329–330.
9. Ali Hajimiri, Thomas H. Lee A general theory of phase noise in electrical oscillators.// IEEE Journal of solid-state circuits, Feb. 1998, vol.33, No. 2.- pp. 179-194.

REFERENCES

1. V.D. Zakharchenko, I.G. Kovalenko, O.V. Pak, "Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation," Earth and Planetary Astrophysics, Dec. 2014, doi: 10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
2. A.S.Bugaev, S.I. Ivashov, I.Ya.Immoreev. Ed. Bioradiolocatsiya. Moscow: MGTU im Bauman Press, 2010.- 397.
3. V.G. Radzievskiy, P.A.Trifonov Obrabotka sverhshirokopolosnyh signalov i pomeh. Moskow: Radiotekhnika, 2009.- 288.
4. Yu.A. Ryabinin Stroboscopic oscillography. Moscow: Soviet Radio, 1972.- 200.
5. V.D. Zakharchenko, I.G. Kovalenko, O.V. Pak, V.Yu. Ryjkov "Fundamental restrictions on the coherence of probing signals in the task of achieving maximum resolution and range in the stroboscopic location of asteroids". // Cosmic research, 2018, vol. 56, no. 3.- pp. 209-217.
6. V.D. Zakharchenko, O.V. Pak "Modelling of phase instability in stroboscopic processing system". // RSEMW-2013, 2013.- 688-693.
7. O.V. Pak, V.D. Zakharchenko "Simulation of a radio pulse stroboscopic converter". // Mezhvuzovskiy sbornik nauchnyh trudov RGRTU "Metody i ustrojstva formirovaniya i obrabotki signalov v informacionnyh sistemah", 2010.- pp. 5-8.
8. D. B. Leeson A simple model of feedback oscillator noise spectrum.// Proceeding of the IEEE, Feb. 1966.- pp. 329–330.
9. Ali Hajimiri, Thomas H. Lee A general theory of phase noise in electrical oscillators. // IEEE Journal of solid-state circuits, Feb. 1998, vol.33, No. 2.- pp. 179-194.

ТИПЫ КОННЕКТОРОВ И МЕТОД СОГЛАСОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНО-ПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА

О.Т. Драк

Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Современные СВЧ устройства всё чаще построены на основе печатных плат. Также требования к параметрам становятся выше, и инженер разработчик обычно старается оптимизировать каждый блок, однако, иногда уделяет мало внимания коаксиально-полосковому переходу. Задача согласования такого перехода является основным объектом данного доклада. В тексте рассмотрены различные типы печатных линий передачи (микрополосковые и копланарные) с разными типами соединителей. Представлены экспериментальные результаты. Предложен метод согласования на основе анализа во временной области.

Ключевые слова: коаксиальный коннектор; микрополосковая линия; анализ во временной области; согласование.

COAXIAL CONNECTORS TYPES AND COAXIAL TO MICROSTRIP TRANSITION MATCHING METHOD

O.T. Drak

Saint Petersburg, Russia

Abstract. Modern communication systems are typically based on printed boards. Technical requirements nowadays are becoming more tough. For that reason, RF designer should pay special attention to every part of the scheme, including coaxial to microstrip line transition. This is the main research object of this work. Different transmission lines types (microstrip and coplanar) with different coaxial connectors types are presented. Maximum operational frequency is discussed. Various experimental results are presented. Matching method using time domain analysis is proposed.

Keywords: coaxial connector; microstrip; time domain analysis; matching.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сейчас активно используется технология печатных плат. Усилители на основе вакуумных ламп заменяются твердотельными усилителями на кристаллах (которые требуют подложку и иногда дополнительные цепи согласования). Печатные антенны на основе патчей или печатных диполей просты в изготовлении. Различные другие изделия для систем и лабораторного использования также часто изготавливаются по печатной технологии. Таким образом инженер-разработчик часто использует печатные платы.

Большинство СВЧ устройств имеют выходы в виде коаксиальных соединителей. Часто разработчики уделяют внимание всем узлам схемы, но игнорируют коаксиально-полосковый переход. В этой работе показана важность согласования перехода «соединитель-печатная линия передачи».

2. ЗАДАЧА

a. Типы печатных линий передачи

Существует не так много различных печатных линий передачи. Наиболее распространённые (рис.1) – микрополосковая и копланарная [1].

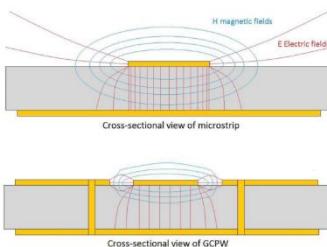


Рис. 1. Сравнение распределения Е и Н полей в микрополосковой и копланарной линиях передачи [2]

Копланарные линии передачи, или заземлённый копланар, имеют земляные полигоны в непосредственной близости от полоска, а также боковые стенки, обычно реализуемые с помощью металлизированных отверстий.

б. Типы коаксиальных соединителей

Есть множество различных коаксиальных соединителей [3]. Каждый соединитель может быть мысленно разделён на 2 составляющие: интерфейс и переход. Интерфейс стандартен, он определяет соединение двух разъёмов одного типа. Характеристика рабочей полосы частот, указанная в листе данных, определяется интерфейсом. Часть перехода определяет механическое соединение между разъёмом и печатной платой. Переход всегда различен, таким образом, он является объектом электродинамической оптимизации. Коаксиальная линия передачи и печатная полосковая линия передачи имеют различные распределения полей Е и Н. Именно электродинамически-оптимизированный переход определяет максимальную рабочую частоту, которая всегда меньше частоты интерфейса.

Исследование, описанное в данной работе сделано на основе стандартов SMA/3,5-мм/2,92-мм. Эти типы механически совместимы и могут подвергаться сравнению.

Основные типы реализации механической части перехода представлены ниже:

- Панельные разъёмы (рис.2) устанавливаются в отверстия в стенке. Центральный штырь ложится на полоску и припаивается к нему (рис.3).



Рис. 2. Amphenol 132147 48

Рис. 3. Переход «панельный разъём – микрополосок»

- Краевые разъёмы припаиваются к полоску и земляному полигону с обратной стороны печатной платы (рис.4).

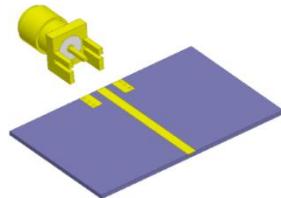


Рис. 4. Краевой SMA разъём на микрополосковой линии [4].

- Вертикальные разъёмы, предназначенные для монтажа в отверстия на плате, а также для поверхностного монтажа представлены на рисунках 5 и 6.



Рис. 5. SMA разъём для монтажа в отверстия на плате фирмы Амитрон Электроникс



Рис. 6. Разъём для поверхностного монтажа Molex 73251-1352

- Составные разъёмы из фланца и гермоввода монтируются в стенку корпуса (рис.7).

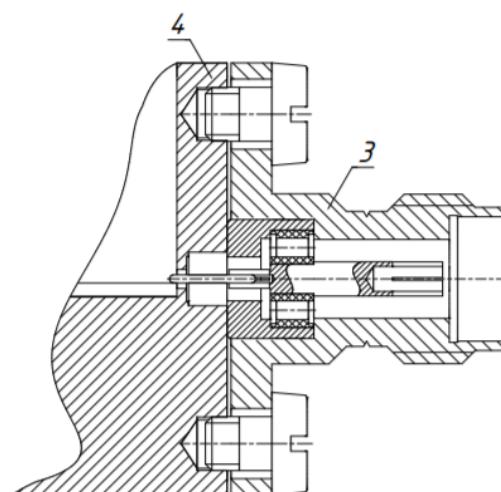


Рис. 7. Панельный разъём с гермовводом [5]

в. Рабочая полоса частот

В листе данных производители указывают максимальную рабочую частоту интерфейса.

На рисунках 8-10 показаны примеры коаксиально-полосковых переходов с разъёмами типов SMA и 2,92-мм, а также представлены частные зависимости КСВ. Все представленные ниже графики получены авторами данной работы, специально для данного исследования.

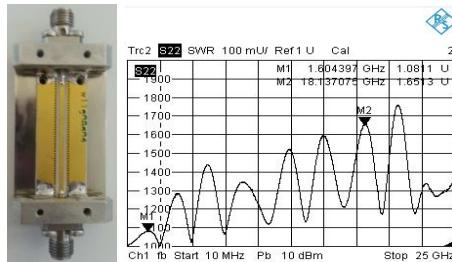


Рис. 8. SMA разъём фирмы Амитрон Электроникс с копланарной линией передачи (Rogers RO4003C 0,508мм, ширина полоска 1,1 мм, зазор 0,8 mm) и частотная зависимость КСВ

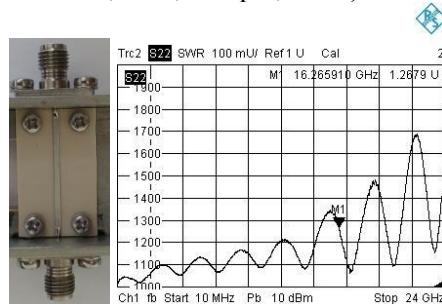


Рис. 9. Разъём 2.92-мм (с гермовводом) фирмы Микран на микрополосковой линии передачи (Rogers RO4003C 0,508 мм) и частотная зависимость КСВ

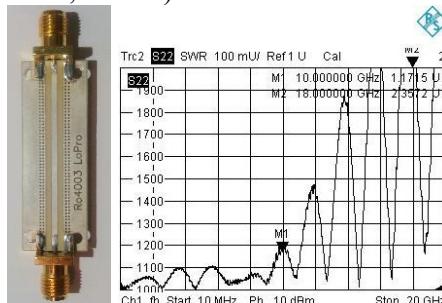


Рис. 10. SMA разъём SMA-KHDC8006 с копланарной линией передачи (Rogers RO4003C 0,508 мм, ширина полоска 1,1 мм, зазор 0,8 mm) и частотная зависимость КСВ

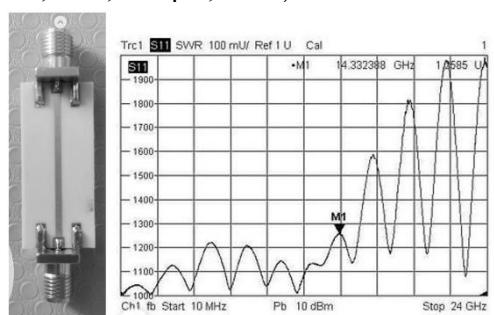


Рис. 11. SMA разъём SMA-KHDC8006 с микрополосковой линией передачи (Rogers RO4003C 0,525 мм) и частотная зависимость КСВ

Серия KHDC - не обычные краевые разъёмы, внутри коаксиала есть ступенька, благодаря которой, рабочая полоса частот расширяется до 10-15 ГГц в зависимости от типа ЛП и подложки.

По совокупности исследований автора, можно сделать вывод о том, что краевые разъёмы приемлемо работают до 4 ГГц. Существуют исключения, о которых необходимо упомянуть:

- Вертикальный соединитель 3,5-мм фирмы Rosenberger с подпружиненным центральным контактом (рис. 12)



Рис. 12. Rosenberger 03K721-40MS3

- Не требующий пайки краевой разъём фирмы Southwest Microwave (рис.13). На рисунке 13 показан график частотной зависимости КСВ на такой же плате, как на рисунке 10.

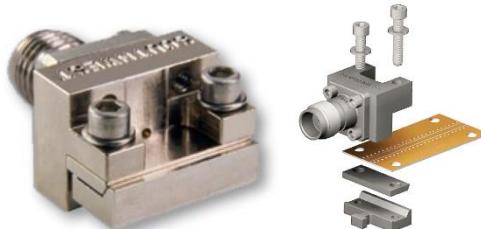


Рис. 13. Серия краевых разъёмов Southwest Microwave

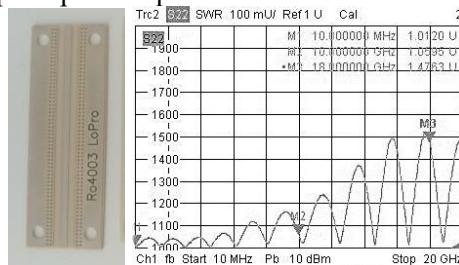


Рис.14. Краевой разъём Southwest Microwave 1092-03A-6 с копланарной линией передачи (Rogers RO4003C 0,508мм, ширина полоска 1,1 мм, зазор 0,8 mm) и частотная зависимость КСВ

Рабочая полоса частот панельных разъём с гермовводом определяется структурой монтажного отверстия, которое соответствует гермовводу. Обычно, рабочая полоса частот ограничивается 24 ГГц.

Максимальная рабочая частота перехода с панельными разъёмами ограничивается 4 ГГц и может быть увеличена до 18 ГГц при использовании ступенчатой структуры отверстия и сужения на микрополосковой линии.

3. СОГЛАСОВАНИЕ

Коаксиальные и полосковые линии передачи имеют различные распределение полей и конструкцию. Качественный переход требует особого внимания. Далее

представлены некоторые общие рекомендации, однако, следует помнить, что каждая пара «соединитель-полосок» имеют свою оптимальную конструкцию.

При проектировании устройства первый этап согласования может сделан в виде модели в электродинамическом пакете. Иногда требуется второй этап в случае, если из-за неидеальности соединителя характеристики сильно отличаются от модели. В таком случае инженер добавляет в модель разъёма детали, либо добавляет некие элементы согласования на образце.

В данной работе часто используется термин «рабочая частота». Автор считает, что допустимый уровень КСВ в рабочей полосе частот составляет до 1,5 на пару соединителей. Существует несколько способов проверки качества перехода:

- График зависимости коэффициента S_{11} от частоты показывает возвратные потери. Это представление достаточно примерное.
- Диаграмма Вольперта-Смита [1] является теоретически наиболее обоснованной, однако является понятной для восприятия только на 1 частотной точке.
- Частотная зависимость КСВ показывает работу всей структуры, но не показывает место расположения объекта, вносящего рассогласование
- Анализ во временной области наилучшей представление результатов для настройки и оптимизации перехода, так как показывает волновое сопротивление в каждой точке по длине.

Согласно теории распространения волн можно предсказать, что диаметр центрального штыря разъёма должен коррелировать с шириной полоска на печатной плате. Не рекомендуется использовать стандартный штырь диаметром 1,3 мм с узкими полосками (менее ≈ 1 мм). С другой стороны, тонкий штырь необходимо согласовать с широким полоском с помощью локального сужения.

При использовании краевых разъёмов как на рисунке 12 должно быть добавлено сужение в топологию, так как такие разъёмы имеют диаметр штыря 0,127-0,5 мм.

В рекомендациях по применению [6] даны рекомендации по топологии сужения, а также приведены сравнения характеристик с разными типами сужения.

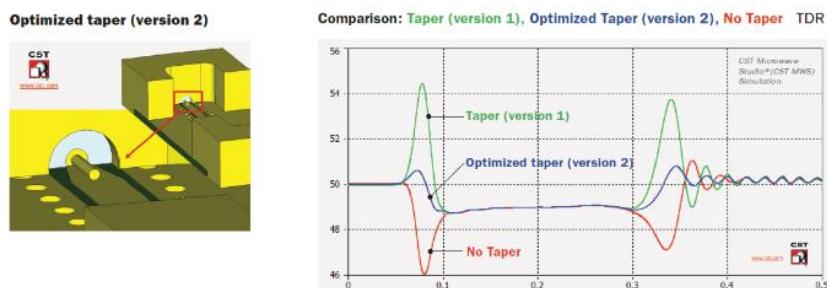


Рис. 15. CST модель и сравнение во временной области для трёх топологий – без сужения, с сужением 1 и сужением 2.

На рисунке 15 показано, что слишком узкое сужение 1 добавляет индуктивный характер, а оптимизированное сужение 2 – лучшее из трёх вариантов, так как с таким сужением волновое сопротивление линии везде около 50 Ом.

В данной статье авторы предлагают использовать анализ во временной области для согласования коаксиально-полоскового перехода. На рисунках 16-19 показаны сравнительные характеристики во временной области линий с без сужения и со слишком сильным сужением. Видно, что на уровне сужения волновое сопротивление равно примерно 60 Ом, то есть обужено слишком сильно.

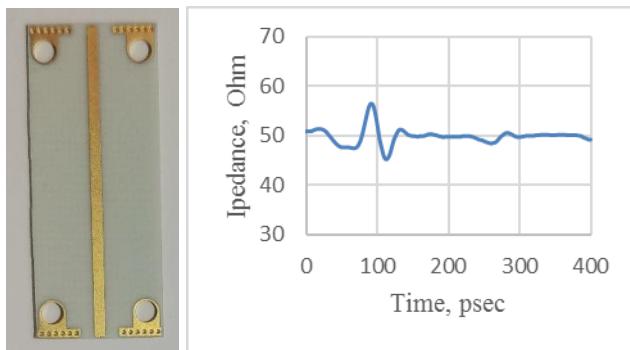


Рис. 16. Микрополосковая линия (Rogers RO4003C 0,508 мм) зависимость волнового сопротивления от времени

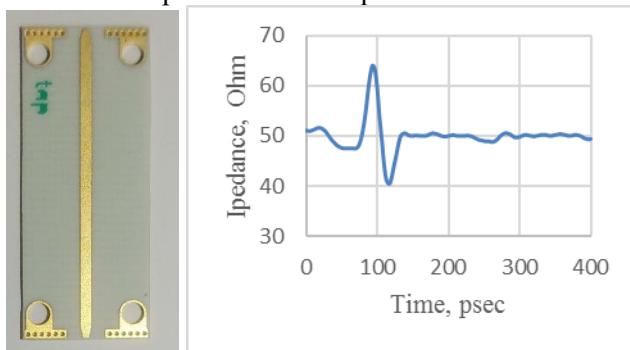


Рис. 17. Микрополосковая линия с сужением (Rogers RO4003C 0,508 мм) зависимость волнового сопротивления от времени

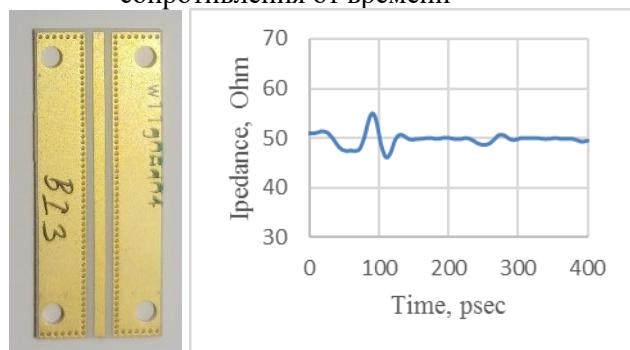


Рис. 18. Копланарная линия (Rogers RO4003C 0,508 мм) зависимость волнового сопротивления от времени

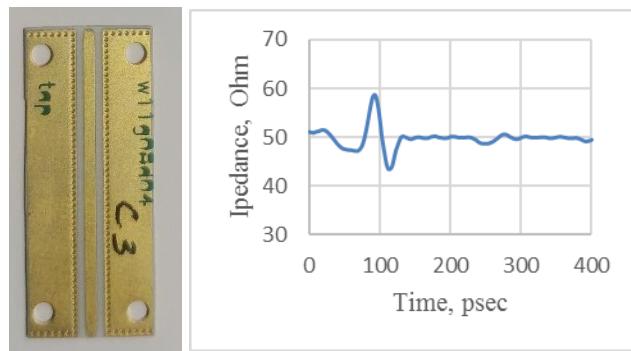


Рис. 19. Копланарная линия с сужением (Rogers RO4003C 0,508 мм) зависимость волнового сопротивления от времени

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе показан метод согласования коаксиально-микрополоскового перехода. Представлены разные типы коаксиальных разъёмов. Предложено использовать анализ во временной области для определения локации и характера рассогласования.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Автор благодарит сотрудников Санкт-Петербургского офиса компании Rohde and Schwarz за помощь в проведении измерений во временной области.

ЛИТЕРАТУРА

1. David M. Pozar Microwave engineering, 4th ed, John Wiley&Sons Inc, USA,2012. 736p.
2. Coonrod, J. “Microwave PCB structure cosiderations: microstrip vs. grounded coplanar waveguide”, International Microwave Symposium, 2015.
3. Джуринский К.Б. Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ, М. Техносфера, 2006.216с.
4. ANSYS, Workshop 3-1: Coax-microstrip transition introduction to ANSYS HFSS.2015. unpublished.
5. Соединители общего применения. Руководство по использованию // www.micran.ru
6. Southwest Microwave “The design & test of broadband launches up to 50 GHz on thin and thick substrates”, Application Note, www.southwestmicrowave.com , 2011.

REFERENCES

1. David M. Pozar Microwave engineering, 4th ed, John Wiley&Sons Inc, USA,2012. 736p.
2. Coonrod, J. “Microwave PCB structure cosiderations: microstrip vs. grounded coplanar waveguide”, International Microwave Symposium, 2015.
3. Jurinskii K. B. Miniature coaxial radiocomponents for UHF microelecrtronics, Moscow, Technosphera Publ, 2006.216p
4. ANSYS, Workshop 3-1: Coax-microstrip transition introduction to ANSYS HFSS.2015. unpublished.
5. Connectors. Application note.// www.micran.ru
6. Southwest Microwave “The design & test of broadband launches up to 50 GHz on thin and thick substrates”, Application Note, Available at: www.southwestmicrowave.com , 2011.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОБРАБОТКЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

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 данной работе рассматриваются основные современные подходы к обработке сверхширокополосных сигналов в подповерхностной радиолокации.

Ключевые слова: спектральный анализ, преобразование Фурье, вейвлет-анализ, адаптивная обработка сигналов.

MODERN APPROACHES TO ULTRABROADBAND SIGNALS IN SUBSURFACE RADAR SYSTEM

A.A. Petrochenko, K.N. Chugay

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. This work concerns major modern approaches to ultrabroadband signals processing in subsurface radar system.

Keywords: the spectral analysis, Fourier transform, wavelet-analysis, adaptive signal processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Качество функционирования радиолокатора подповерхностного зондирования напрямую зависит от выбора методов обработки, обеспечивающих эффективное выделение полезного сигнала на фоне помех в интересах решения задачи обнаружения и классификации заглубленных объектов.

К основным информативным характеристикам, содержащимся в принятом сигнале, следует отнести: амплитуду сигнала (абсолютную или относительную), частоту или спектральный состав, фазу или относительную временную зависимость нескольких сигналов.

В качестве основных подходов к обработке сверхширокополосных сигналов выделяют: различные модификации преобразования Фурье, дискретное вейвлет-преобразование, преобразование Вингера и адаптивную обработку сигналов.

2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

Преобразование Фурье является математической основой цифровой обработки сигналов, оно позволяет связать временной или пространственный сигнал с его представлением в частотной области. Существует множество различных модификаций преобразования Фурье: линейные по отношению к сигналу классические одномерное преобразование Фурье и динамическое (оконное) преобразование Фурье, преобразование Габора, адаптивное преобразование Фурье и нелинейную спектrogramму Фурье, дискретное преобразование Фурье [1-3].

3. АДАПТИВНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

От многих недостатков, свойственных различным модификациям Фурье, можно избавиться с помощью адаптивного преобразования Фурье (АПФ), которое задается соотношением:

$$A_\nu f(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) w\left(\frac{t-\tau}{a}\right) \exp\left[-i\pi\nu\left(\frac{t-\tau}{a}\right)\right] dt, \quad (1)$$

где $A_\nu f(a, \tau)$ – функция спектральной плотности (ФСП) АПФ; a – параметр масштабирования; ν – коэффициент ($\nu > 0$), равный числу периодов гармонической функции, укладывающихся на ширине оконной функции при данном a .

Поскольку ФСП АПФ $A_\nu f(a, \tau)$ является комплексной функцией, ее можно рассматривать по отдельности $|A_\nu f(a, \tau)|$ и $\arg A_\nu f(a, \tau)$, а величину

$$P_A f(a, \tau) = |A_\nu f(a, \tau)|^2, \quad (2)$$

назвать спектrogramмой АПФ. Последняя имеет смысл плотности энергии исследуемого сигнала $s(t)$ на время-частотной плоскости (параметр масштабирования $1 \sim \omega^{-1}$).

Также, АПФ допускает использование несимметричных оконных функций $w(t)$, что делает это преобразование удобным при обработке реальных сигналов, которые часто также являются несимметричными. АПФ позволяют выявить локальные особенности сигналов, например, такие, как, временное положение переднего и заднего фронтов импульса.

4. ДИСКРЕТНОЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

Применение дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) позволяет уменьшить избыточность непрерывного и аналитического вейвлет-преобразований и используют дискретные масштабные преобразования ($a = a_0^{-j}$) и сдвиги ($b = k a_0^{-j}$), где $a_0 > 1$, j и k – целые числа (см., например, [5, 6]).

ДВП сигнала $s(t)$ задается следующей парой соотношений:

$$c_{jk} = \langle s, \Psi_{jk} \rangle = a_0^{-\frac{j}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \tilde{\Psi}(a_0^{-j}t - k) dt, \quad (3)$$

$$s(t) = C_\Psi^{-1} \sum_{j \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} c_{jk} a_0^{-\frac{j}{2}} \Psi(a_0^{-j}t - k), \quad (4)$$

где нормирующий коэффициент определяется выражением $C_\Psi = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega < \infty$,

$\Psi(\omega)$ – фурье-образ функции $\Psi(t)$.

Если $a_0 = 2$, то говорят о диадном вейвлет-преобразовании, известном также как вейвлетные ряды.

В работах [4, 6] установлено, что для ортогональных вейвлетов точное восстановление сигнала, именуемое реставрацией, после ДВП возможно только с использованием дополнительной аппроксимации сигнала с помощью скейлинг-функции $\phi(t)$. В противном случае восстановление формирует сигнал, близкий к исходному $s(t)$, причем близость понимается в смысле обеспечения минимума среднеквадратичной погрешности восстановления. Вейвлет-функция $\Psi(t)$, часто называемая “материнским вейвлетом”, отвечает за детали сигнала $s(t)$, а скейлинг-функция $\phi(t)$, называемая “отцовским вейвлетом”, – за его грубое приближение, т. е. аппроксимацию. Разработана также специальная разновидность ДВП для стационарных сигналов $s(t)$ – стационарное вейвлет-преобразование (СВП). Наиболее часто этот вид вейвлет-преобразования используется для очистки сигналов от шума.

5. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВИНГЕРА

Преобразование Вигнера (ПВ) комплексного сигнала $s(t)$ задается следующим соотношением (см., например, [3, 7-8]):

$$P_v f(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) s^*\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \exp(-i\omega t) dt, \quad (5)$$

и представляет собой преобразование Фурье от произведения $\dot{s}\left(\tau + \frac{t}{2}\right) s^*\left(\tau - \frac{t}{2}\right)$.

Символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения.

Отметим, что при проведении нелинейных преобразований класса Коэна (ПВ и др.) в подынтегральном выражении вместо вещественного сигнала $s(t)$ используется соответствующий комплексный сигнал $s(t)$, который, как известно, формируется на основе преобразования Гильберта.

Применение ПВ позволяет обеспечить высокое частотно-временное разрешение. В качестве недостатков можно выделить:

первый связан с тем, что ФСП этих преобразований в некоторых областях может оказаться отрицательной, что физически корректно интерпретировано быть не может. Поэтому следует помнить, что такая ФСП не является в полном смысле функцией спектральной плотности [7];

второй недостаток состоит в наличии в ФСП интерференционных членов для многокомпонентных сигналов. Уменьшение интенсивность этих интерференционных членов возможно за счет применения частотного сглаживающего окна $h(t)$ во временной области. В результате получается так называемое псевдопреобразование Вигнера (ППВ):

$$g(t) = \delta(t). \quad (6)$$

Платой за уменьшение уровня интерференционных членов является ухудшение частотного разрешения. Учитывая это, подходит применение метода, когда предполагается вместе с окном $h(t)$ применять временное сглаживающее окно $g(t)$.

Соответствующее преобразование имеет вид:

$$P_{SPV}f(\omega, \tau; h, g) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \int_{-\infty}^{\infty} g(u - \tau) \dot{s}\left(u + \frac{t}{2}\right) s^*\left(u + \frac{t}{2}\right) du \exp(-i\omega t) dt, \quad (7)$$

и называется сглаженным псевдопреобразованием Вигнера (СППВ). При $g(t) = \delta(t)$ СППВ переходит в ППВ. Естественно, платой за лучшее подавление интерференции является дальнейшее ухудшение частотно-временного разрешения.

6. АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Выше были рассмотрены разнообразные как традиционные, так и современные методы анализа сигналов. Вместе с тем следует помнить, что рассмотренные преобразования имеют свои сильные и слабые стороны и не позволяющих решать задачу эффективной обработки сигналов и как следствия обнаружения заглубленных объектов в неоднородной среде.

Высокие результаты были получены при использовании адаптивных методов спектрального оценивания, например методов, основанных на непосредственном обращении корреляционной матрицы (метода максимального правдоподобия).

Выбор алгоритма, реализующего метод максимального правдоподобия (ММП) [9] или максимально достоверной оценки, обусловлен также тем, что можно обеспечить «сверхразрешение» коррелированных сигналов, отраженных от поверхностей заглубленного объекта. Существенным преимуществом адаптивного алгоритма является отсутствие необходимости оценивать число отражающих поверхностей. Кроме того, спектральные оценки имеют размерность мощности, а максимумы спектра связаны с мощностями сигналов, отраженных от различных отражающих поверхностей. Достоинством алгоритма является также низкий уровень боковых лепестков, сравнимый с мощностью внутреннего шума каналов обработки и не приводящий к появлению ложных пиков в спектре [10].

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Существующие подходы обработки сверхширокополосных сигналов, основанные на линейных и нелинейных дифференциальных преобразованиях, не позволяют решать задачу эффективного обнаружения и классификации малоразмерные заглубленные объекты. Ситуация еще более ухудшается при обнаружении в реальном масштабе времени в условиях неоднородной укрывающей среды.

Таким образом, остается актуальной необходимость совершенствования алгоритмов обработки и классификации заглубленных объектов, которые позволят повысить эффективность систем подповерхностного зондирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Holschneider M. Wavelets: An Analysis Tool. – Oxford: Calderon Press, 1995. – 423 pp.
2. The transforms and applications handbook / Editorin-chief Alexander Poularikas. – Boca Raton: CRC Press, 1996. – 1335 pp.
3. Лазоренко О. В., Лазоренко С. В., Черногор Л. Ф. Вейвлет-анализ модельных сверхширокополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – №8. – С. 47-61 с.
4. Короновский А. А., Храмов А. Е. Непрерывный вейвлет-анализ и его приложения. – М.: Физматлит, 2003. – 176 с.
5. Воробьев В. И., Грибунин В. Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. – С.-Пб.: ВУС, 1999. – 324 с.
6. Дремин И. М., Иванов О. В., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. – 2001. – Т. 171, №5. – С. 465-501 с.
7. Коэн Л. Время-частотные распределения: Обзор // ТИИЭР. – 1989. – Т. 77, №16. – С. 72-120 с.
8. Вишнивецкий О. В., Кравченко В. Ф., Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Преобразование Вигнера и атомарные функции в цифровой обработке сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – Т. 11, № 6. – С. 26-38 с.
9. Marple. S.L. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Под ред. Рыжака И.С. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
10. Василин Н.Я. Гринкевич А.В. Математическое моделирование корреляционного и адаптивного методов получения глубинного портрета в подповерхностных радиолокаторах// Вестник Военной академии. – 2005. – № 4. – С. 87-91 с.

REFERENCES

1. Holschneider M. Wavelets: An Analysis Tool. – Oxford: Calderon Press, 1995. – 423 pp.
2. The transforms and applications handbook / Editorin-chief Alexander Poularikas. – Boca Raton: CRC Press, 1996. – 1335 p.
3. Lazorenko O. V., Lazorenko S. V, Chernogor L. F. Wavelet analysis of model ultrabroadband signals // Achievements of modern radio-electronics. – 2006. – №8. – with. 47-61 pp.
4. Koronovsky A. A., Khramov A. E. The continuous wavelet analysis and electronic system. – Fizmatlit, 2003. – 176 pp.
5. Vorobuov V.i., Gribunin V.G. The theory and practice of wavelet-transform. – S.-Pb.: VYS, 1999. – 324 pp.
6. Dremin I. M., Ivanov O. V, Nechitajlo V. A. Wavelet and their use // Achievements of physical sciences. – 2001. – Т. 171, №5. – With. 465-501 pp.
7. Cohen L. Time-frequency representations // TIIER. – 1989. – Т. 77, №16. – With. 72-120 pp.
8. Vishnivetsky O. B., Kravchenko V. F., Lazorenko O. V, Chernogor L. F. Transformation of Vignera and atomic functions to digital processing of signals // Electromagnetic waves and electronic systems. – 2006. – Т. 11, № 6. – With. 26-38.
9. Marple. S.L. digital the spectral analysis and its appendices / Under the editorship of Ryzhaka I.S. - M: the World, 1990. – 584 with.
10. Vasin N.J., Grinkevich A.V. Mathematical modeling of correlation and adaptive methods of reception of a deep portrait in subsurface radar system // the Bulletin of Military academy. – 2005. – № 4. – with. 87-91 pp.

КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

М.Н. Данильченко, Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский, А.Б. Муравник

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье описывается решение задачи классификации двигательной активности человека при реализации интерфейса мозг-компьютер. При проведении исследований использовалась база данных, записанная с помощью системы BCI2000 (Physionet). Над указанными данными была проведена операция предобработки. Классификация включала в себя обучение искусственных нейронных сетей (ИНС) и дальнейшее сопоставление входных данных ИНС с одним из двух известных классов.

Ключевые слова: интерфейс, мозг-компьютер, электроэнцефалография, искусственный интеллект, искусственные нейронные сети, нейроклассификатор.

CLASSIFICATION OF HUMAN MOTOR ACTIVITY BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

M.N. Danilchenko, N.M. Ryabkov, A.N. Golubinskiy, A.B. Muravnik,

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article describes the solution to the problem of classification of human motor activity in the implementation of the brain-computer interface. The research used a database recorded using the BCI2000 system (Physionet). A preprocessing operation was performed on the indicated data. The classification included training artificial neural networks (ANNs) and further comparison of the ANN input data with one of two known classes.

Keywords: brain-computer interface, electroencephalography, artificial intelligence, artificial neural networks, neuroclassifier.

1. ВВЕДЕНИЕ

Классификация двигательной активности человека относится к востребованным направлениям современных научных исследований. Это связано, в первую очередь, с малой изученностью, высокой сложностью, но, вместе с тем и большой практической значимостью подобных исследований. Не смотря на относительную новизну обозначенной тематики, с каждым годом растёт число соответствующих научных публикаций. Так, в работе [1] предложены методы классификации паттернов в электроэнцефалографических данных головного мозга на основе машинного обучения с использованием ИНС. На основе описанных методов проведена обработка данных, зарегистрированных в группе добровольцев. Описаны условия и дизайн экспериментальной работы с группой из 20 добровольцев. В ходе эксперимента велась регистрация ЭЭГ-данных при реальных и воображаемых движениях. Обработка данных, полученных в унифицированных условиях эксперимента с нетренированными людьми различного пола и возраста, показала хорошие результаты распознавания паттернов активности,

коррелируемых с движениями различных типов. Работа [2] посвящена проблеме распознавания моторных образов по сигналам электроэнцефалограмм. Для представления электроэнцефалограмм в виде изображений применяются преобразования на основе матрицы Грама и Марковской матрицы перехода. В статье показана возможность применения этих преобразований для распознавания моторных образов на примере воображаемых движений правой и левой рукой, а также исследовано влияние разрешения получаемых изображений на точность классификации. В статье [3] разработан метод распознавания и классификации электроэнцефалографических паттернов, соответствующих воображаемым движениям группы нетренированных испытуемых, на основе искусственных нейронных сетей. Рассмотрены классификаторы на основе линейных нейронных сетей, многослойных персепtronов, сетей радиальных базисных функций, машин опорных векторов. Проведены работы по подбору оптимальных типа, топологии, алгоритмов обучения и параметров нейронной сети с точки зрения наиболее точного и быстрого распознавания и классификации паттернов многоканальных электроэнцефалографических сигналов, ассоциированных с воображением движений нижними конечностями. Изучено влияние количества и выбора анализируемых каналов многоканальной электроэнцефалограммы на качество распознавания воображаемых движений, получены оптимальные конфигурации расстановок электродов. Проведен анализ влияния предварительной обработки электроэнцефалографических сигналов на точность распознавания воображаемых движений.

Анализ приведенных работ подтверждает значимость и востребованность данного направления.

2. ОПИСАНИЕ ИСПОЛЬЗУЕМОГО АППАРАТА

В настоящей статье описывается решение задачи классификации двигательной активности человека при реализации интерфейса мозг-компьютер (ИМК). ИМК представляет собой технологию, позволяющую преобразовать сигналы электрической активности мозга человека в различные команды исполнительным устройствам. В данной работе рассматривается преобразование сигналов двигательной активности (воображаемой и реальной), полученных при регистрации с помощью электроэнцефалографии, в команды исполнительным устройствам. Решение указанной задачи открывает широкий спектр применения как в военной, так и гражданской сфере. В частности, это позволяет функционально ограниченным людям управлять различными устройствами и механизмами. На рисунке 1 представлена схема возможного применения ИМК.

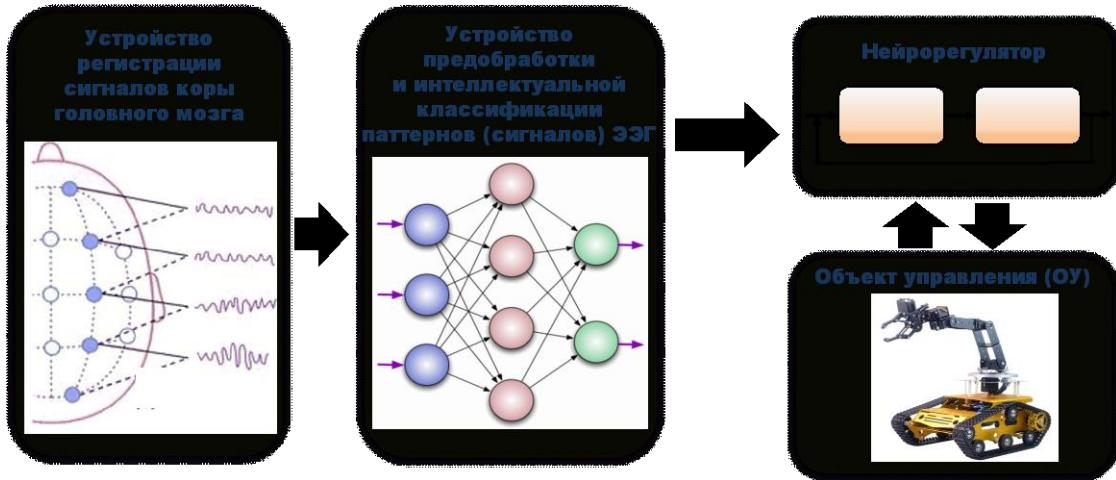


Рис. 1. Схема ИМК.

При проведении исследований использовалась база данных, записанная с помощью системы BCI2000 (Physionet) [4]. Данные были записаны с 64 электродов в соответствии с международной системой 10-10 и взяты с частотой 160 отсчетов в секунду для 109 испытуемых, выполняющих 6 заданий. В таблице 1 приведено описание действий испытуемого при выполнении заданий.

Таблица 1. Описание действий испытуемого при выполнении задания

№ задания	Описание действий испытуемого при выполнении задания	Продолжительность
1	Лежит, расслабившись с открытыми глазами	1 минута (9600 отсчетов)
2	Лежит, расслабившись с закрытыми глазами	1 минута (9600 отсчетов)
3	Цель появляется либо в левой, либо в правой части экрана. Испытуемый сжимает и разжимает соответствующий кулак, пока цель не исчезнет. Затем субъект расслабляется.	2 минуты (19200 отсчетов)
4	Цель появляется либо в левой, либо в правой части экрана. Испытуемый представляет, как сжимает и разжимает соответствующий кулак пока цель не исчезнет. Затем субъект расслабляется.	2 минуты (19200 отсчетов)
5	Цель появляется вверху или внизу экрана. Испытуемый закрывает либо оба кулака (если цель находится сверху), либо обе ноги (если цель находится внизу), пока цель не исчезнет. Затем субъект расслабляется.	2 минуты (19200 отсчетов)
6	Цель появляется вверху или внизу экрана. Испытуемый представляет, как сжимает и разжимает либо оба кулака (если цель находится сверху), либо обе ноги (если цель находится внизу), пока цель не исчезнет. Затем субъект расслабляется.	2 минуты (19200 отсчетов)

На рисунке 2 представлена международная схема подключения электродов «10-10». В данной работе использовались данные, полученные с электродов, выделенных на рисунке 2 рамкой. Таким образом, количество используемых электродов: 45.

Далее осуществлялась параметризация – получение из предобработанных данных существенных (информационных) параметров, а также нормировка данных. Данные с каждого электрода представляют собой векторы из 19200 временных отсчетов сигнала (двухминутные записи при частоте дискретизации 160 Гц). Для каждого такого вектора производилось дискретное преобразование Фурье с целью перехода из временной в частотную область. При этом опытным путём установлено, что для гарантированной регистрации сигналов двигательной активности необходимо анализировать каждые 0,2 с сигнала, что определено малыми изменениями спектра сигнала за меньший интервал и обратной ситуацией при увеличении временного интервала, с другой стороны, установленный временной интервал обеспечивает адекватную реакцию управляемым механизмам при передаче соответствующих сигналов. Таким образом, преобразование Фурье производилось над выборками по 32 отсчета каждой.

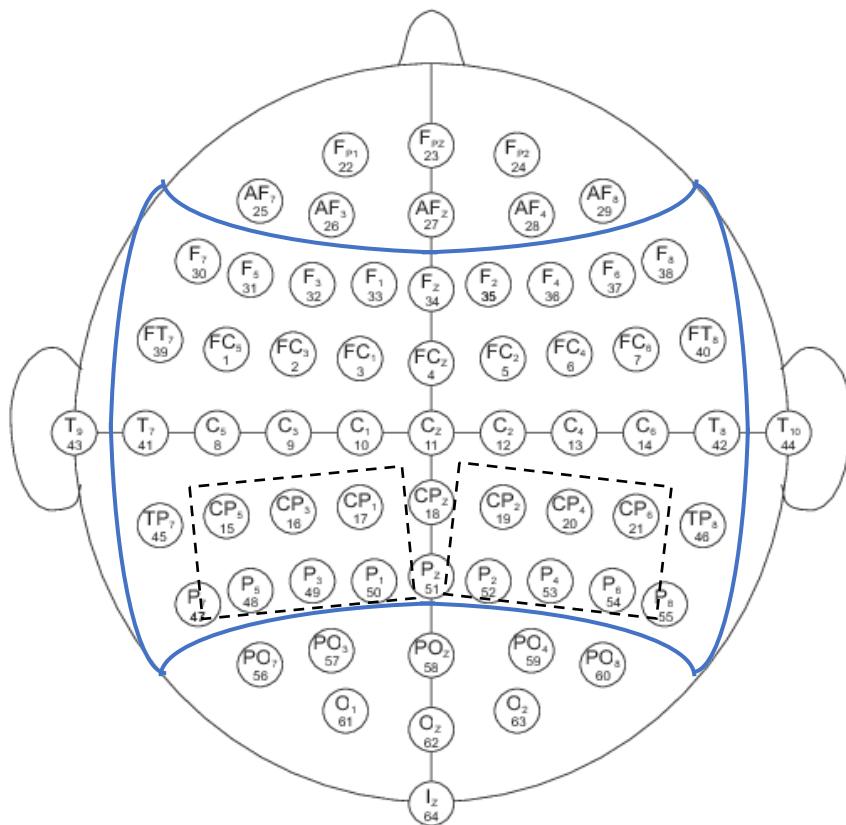


Рис. 2. Международная схема подключения электродов «10-10».

Далее из полученного спектра выбиралась полоса частот от 7,5 до 13,125 Гц (мюритм), что соответствует гармоникам с 13 по 22 Фурье-спектра [5, 6]. Идентификация двигательной активности осуществлялась на основе методики, предложенной в [5] и определяющей активность на электродах затылочной области, обозначенных пунктиром на рисунке 2.

Таким образом, процесс параметризации можно условно представить в виде алгоритма, приведенного на рисунке 3.



Рис. 3. Алгоритм формирования выборки для обучения ИНС.

Операции описанного алгоритма производились для 10 испытуемых, выполняющих задание № 3. Таким образом, результатом выполнения алгоритма являлась обучающая выборка, представляющая собой матрицу размером 1298x450 (1298 обучающих векторов для 45 электродов по 10 отсчетов с 13 по 22 гармонику). Далее осуществлялась разметка выборки на обучающую и тестовую принимая, что каждый

пятый вектор – тестовая выборка, остальные – обучающие. Таким образом, обучающая и тестовая выборки составили 1039 и 259 векторов, соответственно.

Синтез классификатора производился на основе глубокой искусственной нейронной сети (ИНС) в виде многослойного персептрона и включал в себя обучение ИНС, а также дальнейшее сопоставление входных данных ИНС с одним из двух известных классов (1 – движение левой рукой, 0 – движение правой рукой), т.е. непосредственно процесс классификации.

Обучение нейроклассификатора осуществлялось с целью формирования на выходе ИНС решений по классификации входных образов в соответствии с целевыми выходными данными. Для этого рассчитывается ошибка обучения как разность между целевыми и действительными выходными значениями ИНС. Задача обучения состоит в минимизации указанной ошибки путем корректировки весовых коэффициентов ИНС. Обучение нейронной сети проводились с использованием алгоритма Левенберга-Марквардта [7, 8]. Процесс обучения ИНС завершается при выполнении заданного критерия останова в виде ошибки обучения. Далее производилось тестирование обученной ИНС, для чего на её вход подавались входные образы из заранее сформированной тестовой выборки, не использовавшейся при обучении. Данные на выходе ИНС сравниваются с целевыми выходными данными. После проверки обученная ИНС может функционировать как классификатор, формирующий из входных значений сигналов ЭЭГ решение по классификации, соответствующее выходным управляющим сигналам для контроллера.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ

Для оценки эффективности предложенного подхода к классификации в среде MatLab была разработана программа, осуществляющая предобработку сигнала электроэнцефалограммы, для формирования обучающей и тестовой выборки с последующей оценкой результатов обучения нейроклассификатора.

Результаты классификации данных обученной ИНС приведены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты классификации данных обученной ИНС

Коли чество электродов	К ол-во входов	Кол -во нейронов в 1-ом скрытом слое	Кол -во нейронов во 2-ом скрытом слое	Коли чество выходов	Вероя тность ошибки на обучающей выборке, %	Вероя тность ошибки на тестовой выборке, %
45	4 50	11	5	2	0	10,4

На рисунках 4, 5 приведены screenshot экранной формы разработанного приложения с результатами обучения и тестирования архитектуры ИНС, а также график изменения ошибки обучения, соответственно.

После обучения, тестовая	После обучения, обучающая	При инициализации
Ошибок 27	Ошибок 0	Ошибок 1037
Вероятность ошибки 10.42471042	Вероятность ошибки 0	Вероятность ошибки 99.80750722
Количество векторов, Q: 259	Количество векторов, Q: 1039	Количество векторов, Q: 1039

Рис. 4. Результаты тестирования выбранной архитектуры

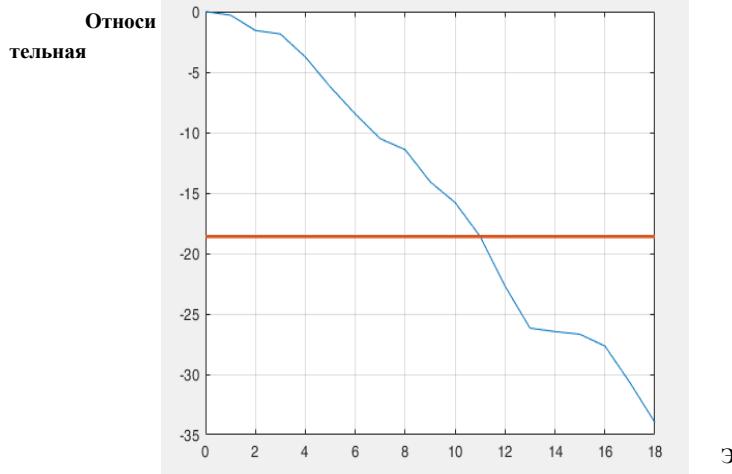


Рис. 5. График изменения ошибки

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного исследования, предложенный подход к реализации ИМК с использованием искусственных нейронных сетей доказал свою состоятельность. Результаты моделирования позволяют утверждать о наличии закономерностей в сигналах электроэнцефалограмм при выполнении движений человеком правой и левой рукой, что подтверждается результатами работы на тестовой выборке синтезированной ИНС (достаточно компактной архитектуры – (450)/11/5/2), показавшей вероятность ошибки порядка 10%. Развитие полученных результатов может быть в направлении сокращения количества используемых электродов в интересах сокращения стоимости системы фиксации активности мозговой деятельности при выполнении движений, а также на сокращение вероятности ошибки классификации на тестовой выборке, наряду с увеличением количества обучающих и тестовых векторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руннова А.Е., Мусатов В.Ю., Куланин Р.А., Пчелинцева С.В., Ефремова Т.Ю., Грубов В.В., Лопатин Д.В. Классификация паттернов двигательной активности на ЭЭГ-данных // Вестник Тамбовского университета. Серия Естественные и технические науки. Тамбов, 2017. Т. 22. Вып. 5. С. 1127-1132. DOI: 10.20310/1810-0198-2017-22-5-1127-1132.

2. Брагин, А.Д. Распознавание моторных образов на электроэнцефалограммах с помощью свёрточных нейронных сетей / А.Д. Брагин, В.Г. Спицын // Компьютерная оптика. – 2020. – Т. 44, № 3. – С. 482-487. – DOI: 10.18287/2412-6179-CO-669.
3. Куркин С.А., Пицик Е.Н., Храмов А.Е. Использование искусственных нейронных сетей для классификации электрической активности головного мозга в процессе воображения движений у нетренированных испытуемых. Информационно-управляющие системы, 2019, № 6, с. 77–84. doi:10.31799/1684-8853-2019-6-77-84.
4. Schalk, G., McFarland, D.J., Hinterberger, T., Birbaumer, N., Wolpaw, J.R. BCI2000: A General-Purpose Brain-Computer Interface (BCI) System. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 51(6):1034-1043, 2004.
5. Elena Pitsik, Nikita Frolov, K. Hauke Kraemer, Vadim Grubov, Vladimir Maksimenko, Jürgen Kurths, and Alexander Hramov , "Motor execution reduces EEG signals complexity: Recurrence quantification analysis study", Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science 30, 023111 (2020).
6. Tang, Z.; Sun, S.; Zhang, S. A Brain-Machine Interface Based on ERD/ERS for an Upper-Limb Exoskeleton Control. Sensors 2016, 16, 2050.
7. Пархоменко С.С., Леднёва Т.М. Обучение нейронных сетей методом Левенберга-Марквардта в условиях большого количества данных, Вестник ВГУ, 2014, № 2, с. 98-106.
8. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвиль А. Глубокое обучение. – М.: ДМК-Пресс, 2017. – 652 с.

REFERENCES

1. Runnova A.E., Musatov V.Yu., Kulain R.A., Pchelintseva S.V., Efremova T.Yu., Grubov V.V., Lopatin D.V. Classification of patterns of motor activity on EEG data // Bulletin of the Tambov University. Series Natural and technical sciences. Tambov, 2017.Vol. 22. Issue. 5.S. 1127-1132. DOI: 10.20310 / 1810-0198-2017-22-5-1127-1132.
2. Bragin, A.D. Recognition of motor images on electroencephalograms using convolutional neural networks / A.D. Bragin, V.G. Spitsyn // Computer Optics. - 2020. - T. 44, No. 3. - S. 482-487. - DOI: 10.18287 / 2412-6179-CO-669.
3. Kurkin S.A., Pitsik E.N., Khramov A.E. The use of artificial neural networks to classify the electrical activity of the brain in the process of imagining movements in untrained subjects. Information and control systems, 2019, No. 6, p. 77–84. doi: 10.31799 / 1684-8853-2019-6-77-84.
4. Schalk, G., McFarland, D.J., Hinterberger, T., Birbaumer, N., Wolpaw, J.R. BCI2000: A General-Purpose Brain-Computer Interface (BCI) System. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 51(6):1034-1043, 2004.
5. Elena Pitsik, Nikita Frolov, K. Hauke Kraemer, Vadim Grubov, Vladimir Maksimenko, Jürgen Kurths, and Alexander Hramov , "Motor execution reduces EEG signals complexity: Recurrence quantification analysis study", Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science 30, 023111 (2020).
6. Tang, Z.; Sun, S.; Zhang, S. A Brain-Machine Interface Based on ERD/ERS for an Upper-Limb Exoskeleton Control. Sensors 2016, 16, 2050.
7. Parkhomenko S.S., Ledneva T.M. Training of neural networks by the Levenberg-Marquardt method in conditions of a large amount of data, Vestnik VSU, 2014, No. 2, p. 98-106.
8. Goodfellow J., Benjio I., Courville A. Deep learning. - M .: Dmk-Press, 2017 .-- 652 p.

МЕТОДИКА СИНТЕЗА КОМПЛЕКСА СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ К ВИДУ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ

М. В. Павловский¹, К. В. Никульшин¹, А. С. Рыжков¹

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

Аннотация. На основе методологии тензорного преобразования образцов специальной техники к виду электротехнических схем разработаны методика синтеза комплекса специальной техники и алгоритм программы расчета параметров схемы замещения образцов специальной техники в составе комплексов специальной техники.

Ключевые слова: образец специальной техники, комплексы и системы специальной техники, электротехническая схема замещения, тензорный анализ Крона.

METHOD OF SYNTHESIS OF A COMPLEX OF SPECIAL EQUIPMENT BASED ON TENSOR TRANSFORMATION OF SAMPLES OF SPECIAL EQUIPMENT TO THE TYPE OF ELECTRICAL CIRCUITS

M. V. Pavlovsky¹, K. V. Nikulshin¹, A. S. Ryzhkov¹

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

Abstract. Based on the methodology of tensor transformation of samples of special equipment to the type of electrical circuits, a method for synthesizing a complex of special equipment and an algorithm for calculating the parameters of the replacement scheme of samples of special equipment as part of special equipment complexes are developed.

Keywords: sample of special equipment, complexes and systems of special equipment, electrical substitution scheme, Kron tensor analysis.

1. ВВЕДЕНИЕ

В [26] приведено определение синтеза как процесса соединения или объединения ранее разрозненных вещей или понятий в целое, синтез есть способ собрать целое из функциональных частей. На основании данного определения синтез комплексов специальной техники (КСТ) представляет собой их процесс создания целого из предварительно подготовленных образцов специальной техники (ОСТ) разных типов, основанное на низкоуровневом, глубоком структурном объединении указанных компонентов.

В соответствии с данными [27] КСТ – совокупность функционально связанных отдельных ОСТ, средств обеспечения их применения и объектов капитального строительства, объединенных для выполнения определенных стратегических, оперативно-тактических или других задач. При этом объединение осуществляется не простым сочленением ОСТ, а с образованием нового системного свойства, не достижимого ни каким отдельным образцом [28; 29]. Данное положение не позволяет проводить синтез КСТ без анализа тактико-технических характеристик (ТТХ) этих КСТ

и без учета влияния на эффективность применения. Существующие методы синтеза КСТ, опубликованные в материалах [1-10], не позволяют осуществить синтез КСТ без потери общности, без применения экспертных преобразований, а также без использования узкоспециализированных теорий. Однако в работах [14-17] предложен совершенно новый подход к синтезу КСТ, основанный на замене ОСТ в составе синтезируемых КСТ на элементы радиотехнических систем (РТС). Для применения данного подхода необходимо осуществить преобразование любых ОСТ к стандартным РТС, для чего в настоящее время отсутствуют математически обоснованные методы расчета параметров схем соединения РТС в более сложные структуры. В соответствии с этим, целью настоящей работы является обоснование алгоритма программы расчета параметров схемы замещения ОСТ в интересах синтеза КСТ.

Для достижения поставленной цели в работе поставлены и последовательно решены задачи:

- 1) осуществить постановку задачи на разработку программы расчета параметров схемы замещения ОСТ в интересах синтеза КСТ;
- 2) разработать методику синтеза КСТ на основе их тензорного преобразования к виду РТС;
- 3) разработать алгоритм методики синтеза КСТ на основе их тензорного преобразования к виду РТС.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работах [14-17; 30] приведены сведения о применении тензорного анализа в интересах генерации (синтеза) альтернативных вариантов (АВ) специальных систем вооружения (ССВ). Подход к генерации ССВ на основе преобразования матричного описания ОСТ к КСТ и далее к ССВ отвечает физической сущности процесса синтеза, но с математической точки зрения представляет собой довольно сложную задачу. Сложность данной задачи определяется, в первую очередь, размерностью матричного описания, а во вторую очередь – необходимостью приведения стандартного описания ОСТ из состава КСТ и ССВ к виду, свободному от размерностей. Следовательно, сложность задачи заключается в преобразовании описаний из состава баз данных в вид математических величин, свободных от размерностей и имеющих одинаковый характер (но не величину) влияния на показатель эффективности (ПЭ). Цель раздела – определение возможных путей решения поставленной задачи и обоснование наиболее рационального способа ее решения.

В ранее выполненных работах [14; 16; 30] для проведения синтеза альтернативных вариантов ССВ предложено использование тензорного анализа Крона и алгебры топологий [21]. При этом математический аппарат алгебры топологий позволяет осуществить математически обоснованное применение тензорного анализа Крона, но из материалов [14-17; 30] не ясна математическая сущность перехода от ОСТ к КСТ и далее к ССВ, а от них к элементам электротехнических схем, для синтеза которых существуют широко известные методы (например [20]). Действительно, в статье [14] (1) приведен пример матричного описания ОСТ n-го типа ($\overline{A_{отр-n}}$), участвующего в конфликте с

аналогичными средствами и системами конкурента из состава его информационно-управляющей системы (ИУС). При этом столбцы данной матрицы соответствуют рассмотрению подсистем управления (ПСУ), разведки (ПСР), подавления (ПСПД), жизнеобеспечения и транспорта (ПСЖТ), антенно-фидерных устройств (ПСАФУ) из состава ОСТ, а строки – анализу характеристик «Х1», «Х2», «Х3», «Х4», «Х5».

$$\overline{\mathbf{A}_{\text{ОСТ-н}}} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{vmatrix} \quad (1)$$

При этом характеристики по энергетическим параметрам («Х1») определяют: «а11» описание образца по потребляемой мощности, «а12» - по чувствительности, «а13» - по выходной мощности, «а14» по дальности передвижения, «а15» - по коэффициенту усиления. Характеристики по числу каналов («Х2») описывают возможности: «а21» по количеству одновременно управляемых каналов подавления, «а22» по количеству разведемых параметров, «а23» по скважному подавлению, «а24» по количеству носителей, «а25» по количеству мачт для всех антенно-фидерных систем (АФС). Характеристики по математическому ожиданию ПЭ подсистем из состава ОСТ («Х3») описывают: «а31» математическое ожидание времени реакции образца, «а32» математическое ожидание времени обнаружения, «а33» математическое ожидание времени задержки в одном канале связи в заданном звене управления, «а34» математическое ожидание времени текущего ремонта, «а35» математическое ожидание времени свертывания (развертывания) АФС. Характеристика «Х4» показывает, с какой вероятностью достичим указанный ПЭ, а характеристика «Х5» позволяет оценить количество времени, в течение которого подсистема ОСТ способна выполнять свои функции по предназначению.

Однако данные характеристики имеют различную размерность и различное влияние на ПЭ применения ОСТ, следовательно, обоснованное и не противоречивое их применение в качестве математической модели, замещающей реальный образец, не возможно. Для устранения указанных противоречий необходимо осуществить стандартизацию и нормализацию элементов матрицы $\overline{\mathbf{A}_{\text{ОСТ-н}}}$, то есть осуществить преобразование исходного пятимерного объекта в стандартную пятимерную матрицу, в чем и заключается суть тензорного преобразования, осуществляющегося с помощью (2):

$$\mathbf{A}_{\text{ОСТ-н}} = \mathbf{B}_{\text{пп}} \overline{\mathbf{A}_{\text{ОСТ-н}}} = \begin{vmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} & | & a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} & | & a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} & | & a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} & | & a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} & b_{55} & | & a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где $\mathbf{A}_{\text{OCT-n}}$ - математический объект, замещающий OCT, \mathbf{B}_{pp} - матрица тензорного преобразования исходного описания OCT (1) к математическому объекту, с которым могут проводиться все математические не противоречивые действия.

Как показано в [30], из описаний OCT могут быть получены описания KCT и систем специальной техники (CCT), представленные (3) и (4):

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\text{KCT-n}} &= \sum_{i=1}^I n_i \mathbf{B}_{\text{pp}-Ki} \overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-n-i}}} = \\ &= \sum_{i=1}^I n_i \begin{vmatrix} b_{11i} & b_{12i} & b_{13i} & b_{14i} & b_{15i} \\ b_{21i} & b_{22i} & b_{23i} & b_{24i} & b_{25i} \\ b_{31i} & b_{32i} & b_{33i} & b_{34i} & b_{35i} \\ b_{41i} & b_{42i} & b_{43i} & b_{44i} & b_{45i} \\ b_{51i} & b_{52i} & b_{53i} & b_{54i} & b_{55i} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_{11i} & a_{12i} & a_{13i} & a_{14i} & a_{15i} \\ a_{21i} & a_{22i} & a_{23i} & a_{24i} & a_{25i} \\ a_{31i} & a_{32i} & a_{33i} & a_{34i} & a_{35i} \\ a_{41i} & a_{42i} & a_{43i} & a_{44i} & a_{45i} \\ a_{51i} & a_{52i} & a_{53i} & a_{54i} & a_{55i} \end{vmatrix}, \quad (3) \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_{\text{CCT-k}} = \sum_{j=1}^J \left(k_j \mathbf{B}_{\text{pp}-j} \overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-j}}} + l_j n_j \mathbf{B}_{\text{pp}-kj} \overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-nj-j}}} \right), \quad (4)$$

где I, J – количество отдельных (самостоятельных) OCT, соответственно, в составе KCT и CCT, n_i – количество самостоятельных образцов в составе i-го KCT, $\mathbf{B}_{\text{pp}-Ki}$ – матрица тензорного преобразования объекта, заместителя OCT, к математическому объекту, заместителю i-го KCT, с которым могут проводиться все математические не противоречивые действия; $\overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-n-i}}}$ – математический объект, замещающий OCT в составе i-го KCT, k_j – количество самостоятельных OCT в составе j-ой CCT, $\mathbf{B}_{\text{pp}-j}$ – матрица тензорного преобразования объекта, заместителя образца, к математическому объекту, заместителю j-ой CCT; $\overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-pj-j}}}$ – математический объект, замещающий OCT в составе j-ой CCT, l_j – количество самостоятельных KCT в составе j-ой CCT, n_j – количество самостоятельных OCT в составе j-ой CCT, $\mathbf{B}_{\text{pp}-kj}$ – матрица тензорного преобразования объекта, заместителя образца, к математическому объекту, заместителю комплекса из состава j-ой CCT; $\overline{\mathbf{A}_{\text{OCT-nj-j}}}$ – математический объект, замещающий самостоятельный OCT в составе KCT j-ой CCT.

Для решения представленной задачи со всеми матрицами производятся стандартные процедуры избавления от единиц измерения и приведения их элементов к единому виду влияния на итоговый ПЭ [12]. Для решения математических задач в практике инженерных приложений создана система программного обеспечения Mathcad, которая представляет собой систему компьютерной алгебры из класса систем автоматизированного проектирования, ориентированная на подготовку интерактивных документов с вычислениями и визуальным сопровождением. При этом она отличается

лёгкостью использования и применения для коллективной работы. Рассмотрим основные достоинства системы программного обеспечения Mathcad по данным [31]. Из данного рассмотрения следует, что Mathcad наиболее применим по сравнению с такими программными комплексами, как Maple, Mathematica, MATLAB, а также с их аналогами MuPAD, Scilab, Maxima.

Таким образом, цель раздела достигнута, так как определен путь решения поставленной инженерной задачи и обоснован наиболее рациональный способ ее решения с помощью системы программного обеспечения Mathcad.

3. НАЗНАЧЕНИЕ МЕТОДИКИ

Методика предназначена для обеспечения непротиворечивого и математически обоснованного синтеза КСТ (а в общем случае и ССТ, и ССВ) на основе представления отдельных ОСТ в виде элементов РТС. Как ранее было показано, в настоящее время существуют методы синтеза КСТ, опубликованные в материалах [1-10], которые не позволяют осуществить синтез КСТ без потери общности, без применения экспертных преобразований, а также без использования узкоспециализированных теорий. Рассмотрим, в соответствии с положениями [18], данные методики и проанализируем их достоинства и недостатки.

Представленная в работе [1] модель выбора технологических решений на основе двухэтапных мажоритарных схем позволяет осуществить ее синтез на основе двухступенчатой системы отсечения предпочтений той модели, которая по результатам экспертного опроса получит большее число голосов. Достоинством такой модели будет простота проведения выбора, а также использование стандартных процедур обработки. Однако при данной процедуре могут возникать ситуации, когда эксперт будет оценивать не объективно, а в угоду каких-то групп. Следовательно, данная процедура не может гарантировать попадание выбранной системы в область допустимых значений.

Метод синтеза на основе использования структурных чисел [2] ряд ограничений, что не позволяет использовать данный аппарат для синтеза КСТ. Во-первых, данный аппарат рассчитан для его применения при синтезе пассивных РТС, а ОСТ, КСТ и ССТ,ываемые в ССВ, не являются пассивными элементами. Во-вторых, данный аппарат применим при выполнении ряда условий, среди которых имеются не выполнимые для ССВ положения. Например, всей процедуре синтеза предшествует топологический синтез графа цепи, под которым понимается совокупность операций, связанных с определением класса структур графов, реализующих поставленную проблему синтеза. Но при решении этой проблемы важны условия существования геометрического изображения, вторым по важности из которых является требование присутствия любого элемента системы не более чем в двух структурных числах, описывающих отдельные ветви или плечи радиотехнической цепи. Однако в составе современных и перспективных ССВ одинаковые ОСТ могут применяться в двух-, четырех и более кратном количестве. Следовательно, аппарат структурных чисел не применим для генерации АВ ССВ.

В основе работ [3-5] лежит использование метода статистической обработки экспертных мнений с использованием шкалы оценок Саати. Но оценки устанавливают

эксперты, вследствие чего возможно не контролируемое изменение экспертного мнения вследствие субъективных причин.

Метод вероятностных автоматов основан на применении марковских цепей [6]. Для использования модели марковских процессов необходимым условием является наличие простейших потоков [11], к которым предъявляются требования отсутствия последействия, стационарности и ординарности. Но при рассмотрении конфликтного взаимодействия ИУС и КСТ не может идти речи о простейшем потоке заявок на обслуживание на входе КСТ, поступающих от ИУС, так как:

- 1) данный поток обладает ярко выраженным последействием;
- 2) поток заявок на использование коллективного радиоканала может считаться стационарным только в условиях отсутствия применения КСТ, но никак не при использовании КСТ по предназначению, когда заявки перестают обладать свойством стационарности.

Следовательно, аппарат вероятностных автоматов не может быть использован при синтезе КСТ.

Модели синтеза, представленные в [7], ориентированы на применение статистических процедур, когда состав и структуры КСТ, ССТ и ССВ могут быть подвергнуты статистической обработке, например, методом факторного или эконометрического анализа [12; 13]. Но ССВ, ССТ и КСТ в основном являются уникальными системами, поэтому их статистический анализ не возможен. Представленные в [8] основы синтеза носят общефилософский характер, их применение в технической области затруднено. Материалы [9; 10] ориентированы на использование в узких областях знаний, следовательно, их применение в области синтеза КСТ требует дополнительных исследований.

В отличие от проанализированных методов синтеза предложенная в [14-17] модель синтеза на основе применения тензорного анализа Крона позволяет осуществить математически и технически обоснованный синтез без привлечения экспертных преобразований и оценок, без потери общности процесса синтеза как для отдельных ОСТ, так и для КСТ или ССТ, или ССВ, а также без использования узкоспециализированных теорий, применимость которых должна быть еще доказана.

В настоящей методике используются следующие специфические понятия:

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $|K(j\omega)|$ – амплитудная составляющая комплексного коэффициента передачи радиотехнической системы сигнала, поступившего на ее вход

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| \exp[j\phi_K(\omega)] \quad (5)$$

Коэффициент крутизны (ККр) k_{kp} – коэффициент, показывающий быстроту изменения уровня напряжения частоты при прохождении через радиотехническую систему

$$k_{kp} = \frac{f_{U0,7}}{f_{U0,3}}, \quad (6)$$

где $f_{U0,7}$ и $f_{U0,3}$ - соответственно, значения частот, на которых напряжения выходных сигналов составляют 0,7 и 0,3 от максимального значения на частоте $\left(f_{верх} + f_{ниж}\right)/2$.

Коэффициент перекрытия (КПр) k_{nep} – коэффициент, показывающий широкополосность радиотехнической системы:

$$k_{nep} = \frac{f_{верх}}{f_{ниж}}, \quad (7)$$

где $f_{верх}$ и $f_{ниж}$ - соответственно, верхняя и нижняя частоты полосы пропускания радиотехнической системы (Δf_{ϕ}) на уровне 0,7 от максимального значения на частоте $\left(f_{верх} + f_{ниж}\right)/2$.

4. УСЛОВИЯ ПРИМЕНЕНИЯ

Условиями применения методики являются:

область распространения и применения методики – методика без доработки может быть использована только для определения эквивалентных схем замещения (ЭСЗ) ОСТ, имеющих одинаковое предназначение (только для ОСТ конфликтного взаимодействия с системами радиосвязи, либо с системами спутниковой связи, либо с системами радиолокации, либо ОСТ комплексного технического контроля, но не для частей с комплексным использованием указанных ОСТ);

специальные ограничения методики – методика не разделяет ОСТ по типам шасси, но на этапе решения системы уравнений это осуществляется автоматически;

общие условия ее использования – методика применима при наличии специальных методик расчета выбранных ПЭ.

5. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В соответствии с [19] «модель – это объект-заместитель, которым в определенных условиях можно заменять объект-оригинал, воспроизводя интересующие нас свойства и характеристики объекта-оригинала, причем модель имеет существенные преимущества и удобства». На рисунке 1 представлено основное условие проведения аналогии между РТС и ОСТ, КСТ или ССВ.

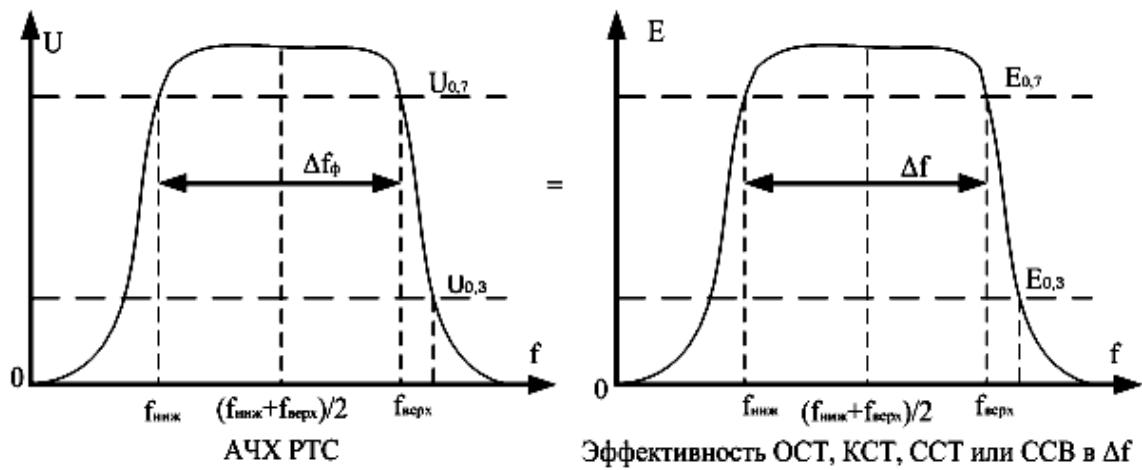


Рис. 1. Эквивалентные рассмотрения характеристик РТС и характеристик ОСТ, КСТ, ССТ или ССВ.

Одна из основных характеристик РТС – его АЧХ – эквивалентна суммарной эффективности ОСТ, КСТ, ССТ или ССВ в его диапазоне рабочих частот (ДРЧ) (на рисунке 1 « Δf »). Выходное напряжение РТС (U) соответствует эффективности ОСТ, КСТ, ССТ или ССВ (E) в Δf . С помощью коэффициентов перекрытия (k_{nep}) и крутизны (k_{kp}) [20] для ССВ, ССТ, КСТ и ОСТ можно представить решение задач по основному предназначению (k_{nep} обозначает ДРЧ выполнения задач) и по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) (k_{kp} помогает понять отсутствие мешающих излучений в заданном ДРЧ).

Различие РТС, представляющих ОСТ, имеющих существенно разное назначение (например, ведение конфликта с РЭС спутниковой связи или наземной радиосвязи того же ДРЧ), определяется характеристиками этих ПФ: Δf_ϕ , U_ϕ , k_{nep} и k_{kp} и не являются тривиальными.

В РТС рассматриваются не более четырех измерений (связанных с анализом сопротивлений, емкостей, индуктивностей и активных элементов). Аналогичное рассмотрение ССВ, ССТ, КСТ и ОСТ определяет, как минимум пять измерений, связанных с их разбиением на ПСР, ПСПД, ПСУ, ПСЭТ, ПСАФУ. В высшей математике есть раздел, который определяет преобразование, связанное с изменением пространств измерений – тензорный анализ Крона [21]. Однако его применение для процессов генерации АВ ССВ, ССТ, КСТ и ОСТ до настоящего времени реализовано не было.

Идея использования тензорного анализа Крона (ТАК) в интересах синтеза ССВ, ССТ, КСТ и ОСТ была высказана в работе [14]. Проведенные рассуждения позволили построить модель генерации систем на основе стандартных модулей, для которых, однако, не были указаны правила преобразования ССВ, ССТ, КСТ и ОСТ к ЭСЗ или РТС.

Кроме того, развитие общей теории синтеза (генерации АВ) сложных систем (к которым относятся и КСТ) все более часто оказывается связанным с использованием геометрических представлений, что привело к получению красивых, с математической

точки зрения, теорий. В качестве примера можно привести теорию электрических цепей в ее современном виде, в которой привлечение геометрии привело к построению весьма изящной теории синтеза. Геометрические методы используются и в работах, посвященных рассмотрению ТАК, в которых теория электрических цепей строится как теория преобразования координат. При этом под координатами понимаются не только общепринятые абсцисса, ордината и аппликата, но и другие инварианты сложных систем.

Ранее все процедуры синтеза АВ КСТ любых организационно-технических систем (ОТС) были ориентированы на генерацию полного поля вариантов этих систем, на отсечение из этого количества тех вариантов, которые не удовлетворяли регламентирующим правилам или ограничениям и на проведение анализа обеспечения требуемой эффективности в прогнозируемых условиях применения. Однако, такие способы генерации, отвечая правилу «не потерять возможного вида перспективной системы», приводили к резкому возрастанию объема вычислительных операций. Например, если ССВ состоит из пяти различных ОСТ ($n=5$), наложено ограничение на общее количество этих образцов ($l=9$), указано, что элементов первого, второго, третьего и четвертого типов должно быть, соответственно, один, два, два и четыре, то общее количество сочетаний, согласно формул комбинаторики, будет равно 1260. Число сочетаний для тех же условий, но для $l=10$, будет равно уже 37800. Причем каждое сочетание должно быть просчитано на соответствующих моделях оценки эффективности.

Для устранения подобного нежелательного положения дел в вопросе генерации АВ КСТ в [14; 15] была предложена модель синтеза ССВ. Недостатком данной модели является рассмотрение только отдельных ОСТ и минимальных КСТ без учета их применения в ССВ высших звеньев управления (ВЗУ), но только для узкого числа типов ОСТ. Между тем, рассмотрение расширенной номенклатуры ОСТ накладывает дополнительные ограничения на порядок расчета параметров генерируемых вариантов.

Целью настоящей статьи является описание общей модели синтеза КСТ, которая обеспечивает: учет параметров ССВ любого уровня подчинения и применения; не позволит потерять возможные варианты структур АВ ССВ; обеспечит выполнение требований по эффективности КСТ в перспективных действиях любого уровня; исключит влияние не формализуемых факторов генерации АВ КСТ; опишет весь процесс генерации КСТ любого звена управления, участвующих в конфликтных действиях любого уровня, в виде последовательной и непротиворечивой процедуры.

Исходной посылкой всей процедуры генерации указанных КСТ является требование: при любых изменениях входного потока воздействий конфликтующей стороны обеспечить эффективность применения КСТ не ниже минимально необходимой во всей полосе частот (Δf) работы РЭС и РЭСИ противника с учетом ограничений на характеристики и количество используемых образцов. Но, если принять во внимание предложенную аналогию (см. рисунок 1), и учесть, что: 1) полоса пропускания (Δf_ϕ) РТС эквивалентна заданию Δf ОСТ, КСТ, ССТ или ССВ; 2) напряжение на выходе РТС (U_ϕ) соответствует эффективности ОСТ, КСТ, ССТ или ССВ (Е); 3) переменной нагрузке

радиочастотной цепи (\tilde{I}_{ex}) аналогичны изменения входного потока радиоизлучений РЭС и РЭСИ противника (\tilde{I}_{ex});

то можно представить всю процедуру синтеза КСТ как задачу расчета полосового фильтра с заданными Δf_ϕ и U_ϕ при известных значениях \tilde{I}_{ex} .

Такой набор исходных данных встречается при проектировании полосовых фильтров и не представляет затруднений [20]. Правда, в этом случае необходимо учесть, что в таком контуре:

значение \tilde{I}_{ex} определяется не только видами конфликтных действий, но и их уровнем, этапами этих действий, а, следовательно, и применяемыми РЭС и РЭСИ в составе ИУС противника;

каждый отдельный ОСТ также представляется элементарным РТС, для которого значения Δf_ϕ и U_ϕ при известных значениях \tilde{I}_{ex} посчитаны и не изменяются при переходе от одной ССВ к другой, за исключением средств технического обеспечения (СТО) и АКП, представляемых в виде резисторов с переменным сопротивлением (соответственно, \tilde{R}_{CTO} и \tilde{R}_{AKP}), которое зависит от количества потенциально обслуживаемых или управляемых ОСТ: чем больше занято СТО восстановлением поврежденных в ходе конфликтных действий ОСТ или чем больше АКП имеет подчиненных ОСТ, тем ниже их потенциальные возможности и тем выше их \tilde{R}_{CTO} и \tilde{R}_{AKP} ;

каждый элементарная РТС, имеющая такую же Δf_ϕ , включенная последовательно с аналогичными РТС, приводит к увеличению U_ϕ и k_{kp} сложной системы, состоящей из нескольких РТС [20];

каждая элементарная РТС, включенная параллельно с другими РТС (с одинаковой или другой Δf_ϕ), не приводит к увеличению U_ϕ сложной системы, состоящей из нескольких таких звеньев элементарных РТС, но неравномерно увеличивает ее Δf_ϕ и k_{nep} [20];

различие ОСТ по ДРЧ приводит к необходимости рассмотрения различных элементных баз (ARC-, RLC-базис [20]);

аналогичное различие КСТ, ССТ и ССВ по ДРЧ требует учета значений k_{nep} и k_{kp} .

С учетом представленных на рисунке 1 эквивалентных рассмотрений на рисунках 2 и 3 предложены ЭСЗ элементов ССВ (отдельных ОСТ, сопряженных пар) и КСТ. Достоинством предложенных ЭСЗ, в отличие от материалов [20], является их

рассмотрение не в виде отдельных элементов, а с учетом их предназначения, определяемого по решаемым функциям.

В настоящее время ОСТ применяются в составе сопряженных пар, в составе которых объединяются однотипные образцы, что приводит к возрастанию суммарной эффективности. Если однотипные образцы воздействуют на один и тот же объект, но не связаны в сопряженную пару, то это соответствует рассмотрению ситуации, проиллюстрированной рисунком 2б. В электротехническом эквиваленте этот вариант применения будет описан последовательным включением двух РТС. Если же рассматривается сопряженная пара ОСТ (на рисунке 2в), воздействующих на один и тот же объект, в электротехническом эквиваленте будет рассматриваться не как последовательно соединенная пара РТС, но как пара РТС, между которыми включен переменный резистор. Этот переменный резистор характеризует управление, реализуемое ведущим в сопряженной паре ОСТ (данный ОСТ на рисунке 2в обозначен цифрой «1»), сопротивление которого будет увеличиваться по мере возрастания количества решаемых задач управления.

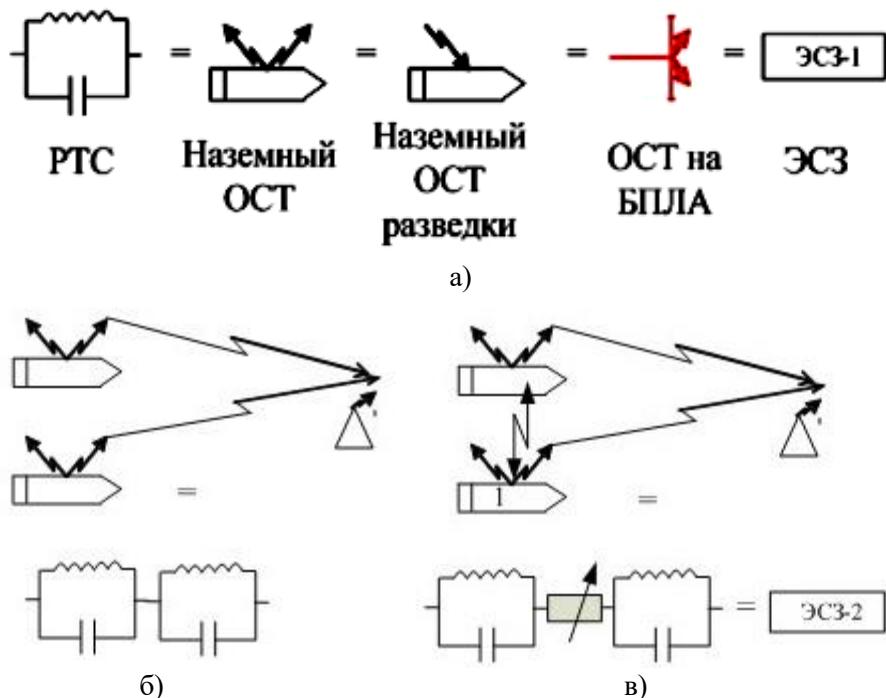


Рис. 2. ЭСЗ: а) отдельных образцов техники радиоподавления; б) отдельных ОСТ, действующих на один объект; в) сопряженной пары ОСТ, действующих на один объект (1 ведущий ОСТ, контур которой имеет дополнительное выходное сопротивление).

На рисунке 3 приведена ЭСЗ современного КСТ, содержащего четыре сопряженные пары однотипных ОСТ. Не составляет труда сформировать соответствующие ЭСЗ для любых уровней рассмотрения ОСТ. Необходимо учитывать, что применение СТО в составе ССВ или КСТ равносильно применению в ЭСЗ-3 дополнительного переменного резистора, включенного последовательно к переменному резистору, характеризующему АКП. Тогда ЭСЗ, описывающая применение минимально

возможной ССВ в составе одного КСТ, одного СТО, одной машины управления (МУ), одного средства радиосвязи (СРС) и одного средства материального обеспечения (СМО), может быть представлена в виде, показанном на рисунке 4.

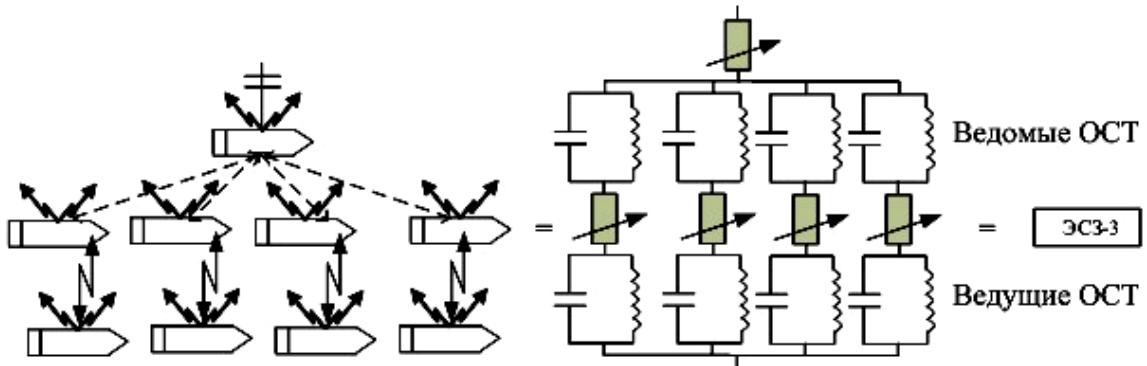


Рис. 3. ЭСЗ КСТ.

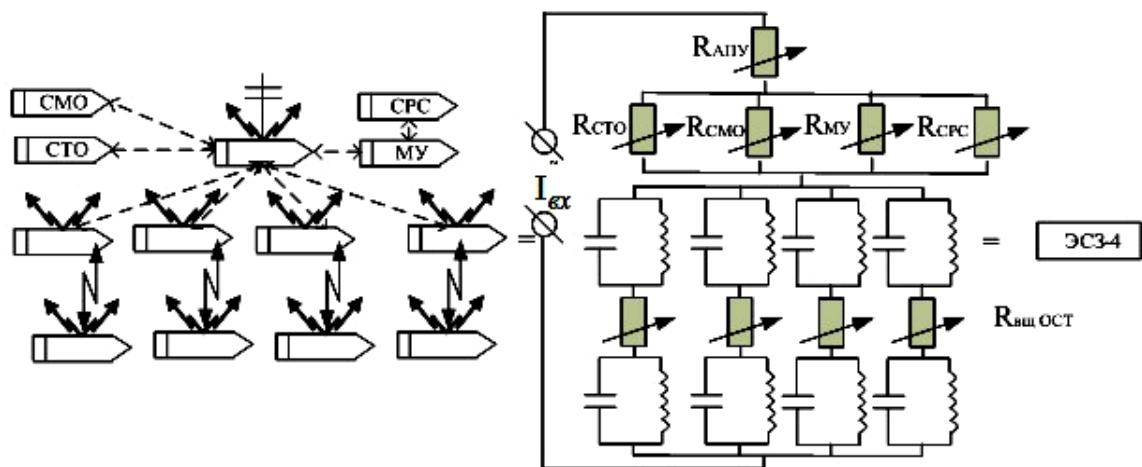


Рис. 4. ЭСЗ минимальной ССВ.

Осуществляя замену отдельных составляющих ССВ сколь угодно большой ОТС на ЭСЗ, показанные на рисунках 1-4, можно представить ЭСЗ любой ССВ. Тогда задачу синтеза ССВ любой ОТС можно представить в терминах расчета РТС, оптимальных для заданных электротехнических воздействий. Требуется рассчитать такую структуру ССВ ОТС (сложный полосовой фильтр), которая обеспечивает требуемый уровень эффективности (добротности) в диапазоне рабочих частот от f_H до f_B (полосе пропускания Δf). Такая задача не является новой и в литературе по обоснованию электротехнических цепей приведено большое количество методик расчета, как в ARC-базисе, так и в RLC-базисе (например, [20]). Однако для проведения расчетов по данным методикам необходимо осуществить непротиворечивый переход к элементам РТС на основе проведенных аналогий ОСТ, КСТ, ССТ и ССВ с отдельными РТС или их объединениями в сложные РТС.

6. Исходные данные

В качестве исходных данных для работы данной методики, в соответствии с данными рисунков 1-4 необходимы:

- 1) сведения о количестве ОСТ, подлежащих учету при построении ЭСЗ КСТ, для которых известны их ТТХ;
- 2) требования по ТТХ, предъявляемые к ОСТ в составе КСТ;
- 3) требования по ККр и КПр, предъявляемые к ОСТ в составе КСТ.

Данные по указанным пунктам представляют собой количественные оценки, получаемые по данным технических описаний ОСТ в составе КСТ или ССВ.

7. ОГРАНИЧЕНИЯ И ДОПУЩЕНИЯ

При формировании и расчетах по методике синтеза КСТ на основе их тензорного преобразования к виду электротехнических схем приняты следующие ограничения и допущения:

- 1) АЧХ рассматриваемых РТС и соответствующих ОСТ, КСТ, ССТ и ССВ являются идеальными (данное допущение позволяет не рассматривать флюктуационные колебания ТТХ);
- 2) старение ОСТ, КСТ, ССТ и ССВ не оказывает влияния на основные ТТХ этих образцов (данное допущение позволяет исключить из рассмотрения объективно существующее старение техники и упростить расчеты);
- 3) предполагается, что синергетика сложения эффективности ОСТ соответствует сложению выходных напряжений РТС (данное допущение позволяет строить многоканальные КСТ);
- 4) для всех работ и образцов спецтехники выполняется условие аддитивности, что позволяет применять аппарат ТАК без дополнительных преобразований;
- 5) предполагается, что учет нового системного свойства КСТ осуществляется применением АКП, обеспечивающего отсутствие кратного назначения целей различным ОСТ, согласование ресурсов всех и каждого ОСТ, а также равномерность применения ОСТ в процессе их конфликтного применения.

8. Алгоритм программы расчета параметров электротехнической схемы замещения образцов специальной техники

Алгоритм программы расчета параметров схемы представим в виде последовательности действий. При этом будем использовать данные [22; 23].

1. На первом шаге по данным вычисления k_{nep} по (8) определяется возможность использования номенклатуры только одного ОСТ:

$$k_{nep} = \frac{f_{вепx}}{f_{ниж}}, \quad (8)$$

где значения $f_{вепx}$ и $f_{ниж}$ - верхняя и нижняя частота ДРЧ КСТ - получаются из графиков, вид которых представлен на рисунке 1. Если рассчитанное значение не

превышает десяти, то для реализации КСТ могут использоваться ОСТ одной номенклатуры, так как КСТ имеет один ДРЧ. Если рассчитанное значение удовлетворяет условию $10 \leq k_{nep} \leq 20$, то для реализации КСТ необходимо использовать как минимум ОСТ двух типов номенклатуры. Если рассчитанное значение удовлетворяет условию $20 \leq k_{nep} \leq 30$, то для реализации КСТ необходимо использовать как минимум ОСТ трех типов номенклатуры. Если рассчитанное значение удовлетворяет условию $30 \leq k_{nep} \leq 40$, то для реализации КСТ необходимо использовать как минимум ОСТ четырех типов номенклатуры.

Результатом выполнения данного шага будет являться принятие решения об использовании в составе и структуре КСТ, соответственно, один - четыре и так далее типа ОСТ.

2. На втором шаге по требованиям к виду АЧХ в полосе пропускания и по требованиям к виду «прямоугольности АЧХ» определяют вид аппроксимирующего фильтра. При этом вычисляют значение коэффициента крутизны k_{kp} по (9) на основании данных рисунка 1:

$$k_{kp} = \frac{f_{U0,7}}{f_{U0,3}}, \quad (9)$$

где значения $f_{U0,7}$ и $f_{U0,3}$ - значения частоты на уровне напряжения 0,7 и 0,3, соответственно, от максимального уровня полосы пропускания ОСТ или КСТ - получаются из графиков, вид которых представлен на рисунке 1. Если в полосе пропускания и задержания допускаются всплески, то аппроксимация допустима с помощью фильтров Золотарева [22]. Если в полосе пропускания и задержания всплески не допустимы (что наиболее вероятно для перспективных КСТ), необходимо использовать аппроксимацию с помощью фильтров Баттервортса, Золотарева или Чебышева [22]. При этом выбор аппроксимирующей функции Баттервортса, Золотарева или Чебышева определяется значением k_{kp} [22-24]: если требования к крутизне фильтра высокие (то есть чем ближе к единице значение k_{kp}), то выбирается аппроксимация фильтра Золотарева; если требования к крутизне фильтра низкие, то выбирается аппроксимация фильтра Баттервортса; если требования к крутизне фильтра промежуточные, то выбирается аппроксимация фильтра Чебышева.

3. Фиксируется первый ОСТ из состава КСТ. Для него осуществляется расчет параметров аппроксимирующего полосового фильтра.

3.1. С помощью методик [22-24] или стандартных программ расчета (например, [25]), осуществляется вычисление номиналов и количества емкостей, индуктивностей, сопротивлений, составляющих аппроксимирующий полосовой фильтр.

3.2. По данным [20; 23; 24] осуществляется расчет интегральной емкости, индуктивности и сопротивления полосового фильтра, с помощью которого был аппроксимирован первый ОСТ.

3.3. В качестве характеристики по эффективности ОСТ (E) в Δf (смотри рисунок 1) или выходного напряжения полосового фильтра (U) рассматривается количество

скважного выполнения своих функций этим ОСТ. Например, ОСТ обеспечивает квазиодновременное воздействие на четыре объекта конкурирующей РТС, тогда его Е равно U и составляет четыре. Если в составе ОСТ имеется два выходных устройства, каждое из которых обеспечивает квазиодновременное воздействие на три объекта конкурирующей РТС, тогда его Е равно U и составляет шесть.

4. Шаги 3, 3.1 - 3.3 повторяются для всех ОСТ, используемых в составе КСТ, количество которых получено на первом шаге процедуры.

5. По требованиям, предъявляемым к КСТ (исходные данные по третьему пункту) и по (8) и (9), на основании методик [23; 24] рассчитываются показатели состава полосового фильтра, аппроксимирующего оцениваемый КСТ.

6. Осуществляется проверка выполнения требований по эффективности рассчитанного КСТ.

7. Если рассчитанный КСТ не удовлетворяет хотя бы одной характеристике из предъявленных требований, то повторяются расчеты по пунктам 2-6, в которых требования по k_{kp} ужесточаются. Если рассчитанный КСТ удовлетворяет всем характеристикам из предъявленных требований, то синтез КСТ завершен.

В настоящее время осуществлена разработка компьютерной программы расчета параметров схемы замещения ОСТ в интересах синтеза КСТ, что обеспечило возможность автоматизированного решения данной задачи. На рисунках 1-2 представлены описания ОСТ, с использованием матричных преобразований, в которых с использованием стандартных методов эконометрии произведено замещение реальных ОСТ их математическими аналогами. На рисунках 3-4 представлены эквивалентные схемы замещения существующих ОСТ схемами с полосовыми фильтрами, причем для каждого полосового фильтра рассчитаны значения индуктивностей, емкостей и активных сопротивлений. Это позволяет осуществлять синтез комплексов и систем специальной техники без привлечения экспертных оценок, но с использованием стандартных процедур синтеза сложных систем полосовых фильтров.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в соответствии с положениями [18]:

рассмотрена вводная часть, общие положения, исходные данные, ограничения и допущения методики синтеза КСТ на основе тензорного преобразования образцов специальной техники к виду электротехнических схем, и, как следствие, разработана методика синтеза КСТ на основе их тензорного преобразования к виду электротехнических схем;

разработан алгоритм программы расчета параметров схемы замещения ОСТ в интересах синтеза КСТ, который стал фундаментальной основой создания соответствующей программы; данная программа позволила автоматизировать методику синтеза КСТ на основе их тензорного преобразования к виду электротехнических схем;

проведены расчеты эквивалентных схем замещения элементарных ОСТ и КСТ, которые показали работоспособность предложенной методики, а также целесообразность

автоматизации расчетов для их применения в более сложных вариантах применения ОСТ и КСТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бугаев Ю.В. Автореферат на соискание ученой степени доктор физико-математических наук по теме «Синтез моделей выбора технологических решений на основе двухэтапных мажоритарных схем». Воронеж: ВГТА, 2005.
2. Беллерт С., Возняцки Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел. М.: Мир, 1972. - 334 с..
3. Мистров Л.Е. Метод координации решений при синтезе технических заданий. // Наукоемкие технологии, 2010, Т. 11, №3. - С. 37-52.
4. Мистров Л.Е. Сербулов Ю.С. Методологические основы синтеза информационно-обеспечивающих функциональных организационно-технических систем. Воронеж: Научная книга, 2007. - 232 с.
5. Нестругин А.С., Ничуговский В.Н. Синтез комплексов радиосвязи в условиях неопределенности. // Вестник ВГТУ, 2003, № 3.3. - С. 47-65.
6. Орловский Ю.Е., Исаев В.В., Бабусенко С.И. Синтез оптимального алгоритма вероятностного автомата в случайной системе. Воронеж: ВГУ, 1994. - 174 с..
7. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Советское радио, 1977. - 432 с.
8. Цвиркун А.Д. Основы синтеза структуры сложных систем. М.: Наука, 1982. - 386 с.
9. Амрахов И.Г. Автореферат на соискание ученой степени доктор технических наук по теме «Анализ и синтез технологической системы обработки деталей на основе динамической устойчивости». Воронеж: ВГТА, 1999.
10. Лавлинский В.В. Автореферат на соискание ученой степени доктор технических наук по теме «Научные основы синтеза виртуальной реальности для объектов проектирования радиационно-стойкой электронной компонентной базы специального назначения». Воронеж: ФГБОУ ВПО «ВГЛТА», 2015.
11. Вентцель Е.С. Теория вероятности. М: Высшая школа, 1998. - 575 с.
12. Плюта В. Сравнительный многомерный анализ в эконометрическом моделировании. М.: Финансы и статистика, 1989. - 175 с.
13. Лоули Д., Maxwell A. Факторный анализ как статистический метод. М.: Мир, 1967. - 144 с.
14. Павловский М.В. Модель применения тензорного анализа Крона в интересах синтеза сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения. // Сборник докладов на XXII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2016, Т. 3. - С.1523-1530.
15. Павловский М.В. Геометрическая теория иерархических построений сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения. // Сборник докладов на XXII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2016 Т. 3. - С. 1531-1546.
16. Павловский М.В. Проблемы физико-математического моделирования конфликтного взаимодействия сложных эргатических систем специального назначения. // Физико-математическое моделирование систем: материалы XXI Международного семинара; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2020. - С. 79-84.
17. Павловский М.В., Никульшин К.В. Математическое представление образцов специального назначения элементами электротехнических схем на основе матричного описания полосовых фильтров. // Сборник докладов на XXVI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2020, Т. 3. - С.1531-1542.
18. Методика определения допустимой стоимости разработки и серийного производства образцов вооружения и военной техники на начальных стадиях жизненного цикла образцов вооружения и военной техники и учета экономических факторов, оказывающих влияние на принятие решений при обосновании и формировании Государственной программы вооружений и Государственного оборонного заказа. М: ВНИИ автоматизации управления в непромышленной сфере, 2001. - 39 с.

19. Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Введение в системный анализ. М.: Высшая школа, 1989. - 320 с.
20. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1971. - 672 с.
21. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Советское радио, 1978. - 720 с.
22. Змий Б.Ф., Оксюк А.Г. Справочник по расчету линейных узлов РЭА. Воронеж: ВИРЭ, 1994. - 186 с.
23. Ананьев А.В., Змий Б.Ф., Янов В.И. Электротехника и электроника. Воронеж: ВУНЦ BBC «BVA», 2013. - 231 с.
24. Антипенский Р.В., Змий Б.Ф., Клочков Г.Л. Электроника и схемотехника. Воронеж: ВУНЦ BBC «BVA», 2016. - 227 с.
25. Онлайн расчет полосовых LC-фильтров. Калькулятор полосовых LC-фильтров Чебышева 3го, 5го и 7го порядков. <http://www.vpayem.ru/information6.html>, 11.03.2021.
26. Синтез. <http://www.wikipedia.org/wiki/синтез>, 11.03.2021.
27. Приложение №8 «Обозначения и сокращения, терминология» к «Методике определения допустимой стоимости разработки и серийного производства образцов вооружения и военной техники на начальных стадиях жизненного цикла образцов вооружения и военной техники и учета экономических факторов, оказывающих влияние на принятие решений при обосновании и формировании Государственной программы вооружений и Государственного оборонного заказа». М: ВНИИ автоматизации управления в непромышленной сфере, 2001. - 9 с.
28. Дружинин В.В., Конторов Д.С., Конторов М.Д. Введение в теорию конфликта. М.: Радио и связь, 1989. - 280 с.
29. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Основы военной системотехники. М.: МО СССР, войска ПВО, 1983. - 415 с.
30. Никульшин К.В. Постановка задачи на разработку методического обеспечения синтеза специальных эргодических систем специального назначения на основе оценок показателя эффективности и применения тензорного анализа. // Сборник докладов на XXVI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2020, Т. 3. - С. 1543-1550.
31. Mathcad. https://ru.wikipedia.org/wiki%D0%7%D0%B0%D0%B3%D0%BB%D0%B0%D0%B2%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%81%D1%82%D1%80%D0%B0%D0%BD%D0%82%D1%86%D0%B0, 30.09.2019.

REFERENCES

1. Bugaev Yu. V. Abstract for the degree of Doctor of Physical and Mathematical Sciences on the topic "Synthesis of models for choosing technological solutions based on two-stage majority schemes". Voronezh: VGTA, 2005.
2. Bellert S., Wozniacki G. Analysis and synthesis of electrical circuits by the method of structural numbers. M.: Mir, 1972. - 334 p.
3. Mistrov L. E. Method of coordination of solutions in the synthesis of technical tasks. // High-tech technologies, 2010, Vol. 11, No. 3. - pp. 37-52.
4. Mistrov L. E. Serbulov Yu. S. Methodological bases of the synthesis of information-providing functional organizational and technical systems. Voronezh: Scientific Book, 2007. - 232 p.
5. Nestrugin A. S., Nichugovsky V. N. Synthesis of radio communication complexes under uncertainty. // Vestnik VSTU, 2003, No. 3.3. - pp. 47-65.
6. Orlovsky Yu. E., Isaev V. V., Babusenko S. I. Synthesis of the optimal algorithm of a probabilistic automaton in a random system. Voronezh: VSU, 1994. - 174 p..
7. Repin V. G., Tartakovskiy G. P. Statistical synthesis under a priori uncertainty and adaptation of information systems. Moscow: Sovetskoe radio, 1977. - 432 p.
8. Tsvirkun A.D. Fundamentals of the synthesis of the structure of complex systems. Moscow: Nauka, 1982. - 386 p.
9. Amrakhov I. G. Abstract for the degree of Doctor of Technical Sciences on the topic "Analysis and synthesis of a technological system for processing parts based on dynamic stability". Voronezh: VGTA, 1999.

10. Lavlinsky V. V. Abstract for the degree of Doctor of Technical Sciences on the topic "Scientific foundations of virtual reality synthesis for design objects of radiation-resistant electronic component base for special purposes". Voronezh: VGLTA, 2015.
11. Wentzel E. S. Probability Theory. Moscow: Higher School, 1998. - 575 p.
12. Pluta V. Comparative multidimensional analysis in econometric modeling. Moscow: Finance and Statistics, 1989. - 175 p.
13. Lawley D., Maxwell A. Factor analysis as a statistical method. Moscow: Mir, 1967. - 144 p.
14. Pavlovsky M. V. Model of the application of Kron tensor analysis in the interests of the synthesis of complex special electronic weapons systems. // Collection of reports at the XXII International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication" RLNC-2016, Vol. 3. - p. 1523-1530.
15. Pavlovsky M. V. Geometric theory of hierarchical constructions of complex special electronic weapons systems. // Collection of reports at the XXII International Scientific and Technical conference "Radar, navigation, communication", 2016 Vol. 3. - pp. 1531-1546.
16. Pavlovsky M. V. Problems of physical and mathematical modeling of conflict interaction of complex ergodic systems of special purpose. // Physical and mathematical modeling of systems: materials of the XXI International Seminar; Voronezh State Technical University, 2020. - pp. 79-84.
17. Pavlovsky M. V., Nikulshin K. V. Mathematical representation of special-purpose samples by elements of electrical circuits based on the matrix description of bandpass filters. // Collection of reports at the XXVI International Scientific and Technical conference "Radar, navigation, communication", 2020, Vol. 3. - pp. 1531-1542.
18. Methodology for determining the acceptable cost of developing and mass production of weapons and military equipment samples at the initial stages of the life cycle of weapons and military equipment samples and taking into account economic factors that influence decision-making when justifying and forming the State Weapons Program and the State Defense Order. Moscow: Research Institute of Control Automation in the non-industrial sphere, 2001. - 39 p.
19. Peregudov F. I., Tarasenko F. P. Introduction to system analysis. Moscow: Higher School, 1989. - 320 p.
20. Gonorovsky I. S. Radio engineering circuits and signals. Moscow: Sovetskoe radio, 1971. - 672 p.
21. Kron G. Tensor analysis of networks. Moscow: Sovetskoe radio, 1978. - 720 p.
22. Zmiy B. F., Oksiuk A. G. Handbook on the calculation of linear nodes of REA. Voronezh: VIRE, 1994. - 186 p.
23. Ananyev A.V., Zmiy B. F., Yanov V. I. Electrical engineering and electronics. Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2013. - 231 p.
24. Antipensky R. V., Zmiy B. F., Klochkov G. L. Electronics and circuit engineering. Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2016. - 227 p.
25. Online calculation of LC bandpass filters. Calculator of Chebyshev band-pass LC filters of the 3rd, 5th and 7th orders. <http://www.vpayem.ru/information6.html>, 11.03.2021.
26. Synthesis. <http://www.wikipedia.org/wiki/синтез>, 11.03.2021.
27. Appendix No. 8 "Designations and abbreviations, terminology" to the "Methodology for determining the permissible cost of developing and mass production of weapons and military equipment samples at the initial stages of the life cycle of weapons and military equipment samples and taking into account economic factors that influence decision-making when justifying and forming the State Weapons Program and the State Defense Order". Moscow: Research Institute of Control Automation in the non-industrial sphere, 2001. - 9 p.
28. Druzhinin V. V., Kontorov D. S., Kontorov M. D. Introduction to the theory of conflict. Moscow: Radio and Communications, 1989. - 280 p.
29. Druzhinin V. V., Kontorov D. S. Fundamentals of military system engineering. Moscow: Ministry of Defense of the USSR, air Defense Troops, 1983. - 415 p.
30. Nikulshin K. V. Formulation of the problem for the development of methodological support for the synthesis of special ergodic systems for special purposes based on estimates of the efficiency indicator and the use of tensor analysis. // Collection of reports at the XXVI International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communications", 2020, Vol. 3. - pp. 1543-1550.
31. Mathcad. https://ru.wikipedia.org/wiki%D0%7%D0%B0%D0%B3%D0%BB%D0%B0%D0%B2%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%81%D1%82%D1%80%D0%B0%D0%BD%D0%B8%D1%86%D0%B0, 30.09.2019.

МЕТОДИКА СОСТАВЛЕНИЯ ГОДОВОГО ПЛАНА ЭКСПЛУАТАЦИИ И РЕМОНТА ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

М. В. Павловский¹, К. В. Никульшин¹, М. Д. Михайлов¹

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

Аннотация. На основании формализации действий, системотехнического рассмотрения необходимых работ по образцам, комплексам и системам специальной техники, а также минимизации времени составления годового плана эксплуатации и ремонта образцов специальной техники, разработана методика составления такого плана. Разработаны алгоритм и программа составления плана, позволяющие автоматизировать процесс его создания.

Ключевые слова: годовой план эксплуатации, ремонт, техническое обслуживание, образец специальной техники, система специального вооружения.

METHODOLOGY FOR DRAWING UP AN ANNUAL PLAN FOR THE OPERATION AND REPAIR OF SAMPLES OF SPECIAL EQUIPMENT

M. V. Pavlovsky¹, K. V. Nikulshin¹, M. D. Mikhailov¹

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

Abstract. Based on the formalization of action, system-technical consideration of the necessary work on samples, complexes and systems of special equipment, as well as minimizing the time for drawing up an annual plan for the operation and repair of samples of special equipment, a methodology for drawing up such a plan have been developed. An algorithm and a program for drawing up a plan have been developed that allow automating the process of creating it.

Keywords: annual operation plan, repair, maintenance, a sample of special equipment, a special weapons system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Планирование эксплуатации образцов специальной техники (ОСТ) осуществляется соответствующими организациями на основании требований руководящих документов. При этом целями планирования эксплуатации ОСТ являются:

- 1) поддержание в исправном и работоспособном состоянии ОСТ в течение всего периода ее эксплуатации за счет обеспечения запаса ресурса ОСТ на основе эффективного использования производственных возможностей предприятий промышленности, ремонтных предприятий и других сервисных организаций;
- 2) своевременное проведение установленных видов работ технического обслуживания (ТО): контроля технического состояния (КТС), различных видов ТО и ремонта ОСТ;
- 3) обеспечение рационального распределения объемов работ ТО и ремонта (ТОР) ОСТ между сервисными организациями.

В довольствующих органах для организации эксплуатации ОСТ разрабатываются:

- 1) перспективный план эксплуатации и выхода в ремонт ОСТ;
- 2) годовой план эксплуатации и выхода в ремонт ОСТ;
- 3) месячный план эксплуатации и выхода в ремонт ОСТ;
- 4) календарный план-график выполнения мероприятий сервисного обслуживания ОСТ;
- 5) расчет общего годового фонда рабочего времени на проведение мероприятий КТС и ТОР;
- 6) расчет фонда рабочего времени на планируемый месяц;
- 7) план мероприятий по поддержанию ОСТ в готовности к использованию по назначению на год;
- 9) план подготовки и проведения годового технического обслуживания №1 и №2 (соответственно, ТО-1 и ТО-2) ОСТ;
- 10) план мероприятий по подготовке ОСТ к летней (зимней) эксплуатации (так называемые сезонные обслуживания (СО), проводимые, обычно, совместно с ТО-1 или ТО-2);
- 11) план постановки ОСТ на длительное хранение (ДХ);
- 12) план-график ТО ОСТ, находящихся на ДХ;
- 13) план проведения среднего и текущего ремонтов (соответственно, СР и ТР).

Все указанные работы должны быть согласованы между собой по времени, цели и текущим задачам, исполнителям, потребным местам проведения и привлекаемым специалистам. Задача разработки годового плана эксплуатации (ГПЭ) ОСТ объединяет все указанные цели планирования, что позволяет говорить о комплексности и первоочередности составления ГПЭ ОСТ, но методического аппарата составления ГПЭ ОСТ нет, что определяет актуальность и новизну предлагаемой работы на основе применения методов исследования операций [1].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Организация планирования и проведения эксплуатации, технического обслуживания и ремонта ОСТ осуществляется на основании специальных документов, причем основным и более детальным документом организации эксплуатации ОСТ, на основании которого разрабатываются все остальные документы, является ГПЭ ОСТ. В ГПЭ ОСТ отражаются отдельно по каждому ОСТ помесячное распределение расхода ресурса согласно установленным годовым нормам, сроки проведения плановых видов КТС и ТО, СР и капитального ремонта (КР) в планируемом году. Общий вид ГПЭ ОСТ представлен на рисунке 1.

Для заполнения ГПЭ ОСТ в руководящих документах указана следующая последовательность действий.

В соответствующие графы ГПЭ ОСТ заносятся запас ресурса до очередного ремонта и ТО, вид ремонта и ТО, фактический помесячный расход ресурса в ходе эксплуатации, время проведения ТО-2, регламентного ТО (РТО) и СО, смотров ОСТ и время отправки в плановые ремонты. В графах 11, 12 указывается запас ресурса до очередного ремонта и ТО, а рядом сокращенно обозначаются вид ремонта и ТО. Выход

**ГОДОВОЙ ПЛАН
ЭКСПЛУАТАЦИИ И ВЫХОДА В РЕМОНТ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

				Годовая планка (наименование организации)										на 2021 год																			
назначение	марка машины (индекс образца)	Номера		Год выпуска	г.р.з.	Наработка					Запас ресурсов			Дата			По плану	Первое полугодие					Второе полугодие					Резерв в годовом отпуске земельного ресурса, %					
		запасной	рабочий			Группа измерительных ресурсов	а узлов и агрегатов	с началом ремонта	после ремонта	от послеслужебного ТО	до очередного ремонта	до очередного ТО	последнее ТО	поставок на РТО	фактически	декабрь	январь	февраль	март	апрель	май	Итого	июнь	июль	август	сентябрь	октябрь	ноябрь	Итого				
Организация	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
	OCT №1	7634567	—	2013	ч	1	1270	—	—	3730	KP	1803	TO-2	—	по плану фактич.	30	30	50	80	100	40	330	30	35	50	90	90	40	335	665	35		
	OCT №2	—	7834	2012	км	3	22300	—	3950	237700	KP	11050	2011	—	по плану фактич.	480	480	400	400	700	390	2850	480	390	700	400	400	480	2850	5700	300		
	OCT №3	—	5343	2012	км	3	22300	—	3950	267700	KP	11050	2011	—	по плану фактич.	480	480	400	400	700	390	2850	480	390	700	400	400	480	2850	5700	300		
	OCT №4	527420	—	2013	м/ч	3	2725	—	100	2275	KP	150	2609	—	по плану фактич.	40	40	50	55	150	45	380	40	40	45	150	55	50	380	760	40		
	OCT №5	031004	066	2014	ч	4	3151	—	—	1849	KP	1311	TOO	—	по плану фактич.	30	30	30	40	40	55	225	40	40	45	30	30	225	450	25			
	OCT №6	10ДВ45 38372	324	2013	км	2	4783	—	1350	1212	KP	110	1311	TOO	—	по плану фактич.	140	140	150	150	160	160	900	140	140	150	150	160	160	900	1800	90	
	OCT №7	64РПД 6378	—	2014	м/ч	1	320	—	112	4680	KP	138	1510	—	по плану фактич.	50	50	50	50	50	60	310	50	50	50	60	60	50	320	630	30		

Рис. 1. Структура и содержание ГПЭ образцов спецтехники.

ОСТ в плановый ремонт (KP, CP), проведение РТО, СО, смотров ОСТ указываются в графах соответствующих месяцев сокращенными обозначениями (KP, CP, РТО, СО). Для проведения итоговых проверок организации для каждой машины планируется 5 % резерва ресурса от установленной годовой нормы расхода ресурса.

В руководящих документах приведены сведения о заполнении ГПЭ ОСТ, однако структура этих данных не позволяет осуществить оптимальное планирование без привлечения специального математического аппарата или экспертных оценок, что во втором случае может привести к необоснованному расходу ресурса ремонтных органов без прироста эффективности организации, но с неразмерным расходом финансово-экономических ресурсов. В соответствии с этим, целью настоящего раздела является постановка задачи на разработку методики составления ГПЭ ОСТ.

В структуре специального математического аппарата есть раздел – исследование операций – научная дисциплина, занимающаяся разработкой и практическим применением методов наиболее эффективного управления различными организационными системами [1]. В рамках исследования операций изучаются модели линейного, целочисленного, динамического, выпуклого программирования, а также специальные модели исследования операций, к которым относятся модели сетевого планирования и управления, теория массового обслуживания, модели управления запасами. Задача составления ГПЭ ОСТ имеет ряд особенностей:

1) данная задача оптимизации может быть интерпретирована как n-шаговый процесс управления техническим состоянием специальной системы вооружения (CCB), где «n» равно числу месяцев или рабочих недель в году, для которого разрабатывается ГПЭ ОСТ;

2) целевая функция процесса управления техническим состоянием CCB равна сумме целевых функций каждого шага (на котором улучшается техническое состояние ОСТ), то есть процесс управления имеет аддитивный характер;

3) выбор управления на каждом шаге (в начале месяца или недели) зависит только от состояния CCB и ОСТ к этому моменту времени (к этому шагу) и не влияет на предшествующие (выполненные) шаги, то есть отсутствует обратная связь;

4) состояние ССВ после выполнения k-го шага управления зависит только от предшествующего состояния ССВ на (k-1)-м шаге и управления на k-ом шаге (то есть в управляемом воздействии отсутствует последействие);

5) на каждом шаге управление зависит от конечного числа управляемых переменных, а состояние после окончания k-го шага зависит от конечного числа параметров (процесс управления не является бесконечномерным).

Указанные особенности, а также не глобальность процесса управления позволяют предложить для решения задачи разработки методики составления ГПЭ ОСТ модели динамического программирования. Для облегчения реализации модели динамического программирования введем ряд обозначений:

1. Оптимизация ГПЭ ОСТ осуществляется либо на 12 (по количеству месяцев), либо на 52 (по количеству недель) шагах. Выбор единицы шага (значения t) осуществляется исходя из следующих рассуждений: если работы по ТОР могут быть выполнены в рамках дней регламентных работ, то в качестве шага целесообразно рассматривать одну неделю. Если же хотя бы для одного ОСТ из состава ССВ какая-то работа требует более длительного периода, то в качестве шага необходимо рассматривать один месяц. Тогда $t = \overrightarrow{1, T}$.

2. В качестве оптимизируемого показателя эффективности рассматривается величина целевого показателя эффективности (ЦПЭ) применения всей ССВ ($E(t)$). При этом считается, что на момент начала составления ГПЭ все образцы выработали свой ЦПЭ, а ССВ имеет ЦПЭ $E(t) = 0$, но в ходе проведения работ КТС, ТО и ТОР ОСТ возвращают свой ресурс к требуемому состоянию. По итогам проведения работ формируются заявки на восполнение запасного имущества и приборов, израсходованных при осуществлении ГПЭ ОСТ.

3. Все работы из ГПЭ ОСТ (КТС, ТО, ТОР) по всем ОСТ из состава комплекса специальной техники (КСТ) и ССВ выстраиваются в порядке уменьшения вклада в ЦПЭ всей ССВ (R) по виду (1):

$$R = \{r_{i-j}^k\} \mid k = \overrightarrow{1, 5}, i = \overrightarrow{1, N}, j = \overrightarrow{1, \mathcal{N}}, \quad (1)$$

где $k = \overrightarrow{1, 5}$ – вид работы, учитываемой в ГПЭ ОСТ (КТС, ТО, ТОР, СР, КР), $i = \overrightarrow{1, N}$ – порядковый номер ОСТ в составе ССВ или КСТ, N – количество ОСТ в составе ССВ или КСТ, $j = \overrightarrow{1, \mathcal{N}}$ – порядковый номер работы на конкретном ОСТ.

Для формирования в последующем методики составления ГПЭ ОСТ и конкретизации рассуждений будем считать, что с учетом правил решения задач динамического программирования на последнем шаге будет выполняться самая незначительная работа из перечня, построенного по (1), а расчет вклада в итоговый ЦПЭ будет определяться по (2):

$$E_t^{CCB}(t) = E_{t-1}^{CCB}(t-1) + \Delta E_t^{r_{i-j}^k}, \quad (2)$$

где $E_t^{CCB}(t)$ – итоговый показатель ЦПЭ всей ССВ, получаемый после выполнения ГПЭ ОСТ, $E_{t-1}^{CCB}(t-1)$ – показатель ЦПЭ всей ССВ, получаемый после выполнения предыдущего шага ГПЭ ОСТ, $\Delta E_t^{r_{i-j}^k}$ – прирост ЦПЭ, обеспечиваемый работой из состава ГПЭ ОСТ, проводимой на данном шаге.

С учетом (1) и (2), задача оптимизации ГПЭ ОСТ может быть представлена в виде (3):

$$P = \max_{t=1, \overrightarrow{T}, R(k,i,j)} \left(E_{t-1}^{CCB}(t) + \Delta E_t^{r_{i-j}^k} \right) \quad (3)$$

где оптимизация всего ГПЭ ОСТ (P) осуществляется на длительности всего периода ($t = \overrightarrow{1, T}$) и по всей номенклатуре работ ($R(k, i, j)$).

Таким образом, цель настоящего раздела достигнута, так как осуществлена математическая постановка задачи на разработку методики составления ГПЭ ОСТ.

3. НАЗНАЧЕНИЕ

Методика составления ГПЭ ОСТ, в соответствии с требованиями [2], предназначена для формализации действий при составлении данного планового документа в отдельной организации, что позволит осуществить его разработку в минимальные сроки, без потери частных работ (КТС, ТО, ТОР, СР, КР) как на отдельных ОСТ, так и на комплексах и системах специальной техники (КСТ и ССТ соответственно) и во всей ССВ в целом.

Данная методика обеспечивает увязку и согласование:

времени проведения как отдельных работ, так и всего объема мероприятий ТО ОСТ;

цели проведения мероприятий ТО ОСТ, которая заключается в обеспечении требуемой эффективности применения ССВ по ЦПЭ к концу планового периода;

текущих задач, стоящих перед ССВ, что обеспечивает корректировку на этапе составления и реализации месячных планов эксплуатации и ремонта ОСТ и их использования в процессе эксплуатации;

исполнителей работ всего объема мероприятий ТО ОСТ (с привлечением или без привлечения специалистов промышленных предприятий и заводов-изготовителей);

потребным местам проведения всего объема мероприятий ТО ОСТ (в ремонтных мастерских, на пунктах технического обслуживания и ремонта (ПТОР), на местах КТС);

привлекаемых специалистов (по агрегатам питания, по автомобильным или танковым шасси, по аккумуляторным батареям (АКБ) или по электротехническому обеспечению).

4. УСЛОВИЯ ПРИМЕНЕНИЯ

Условиями применения методики являются:

область распространения и применения методики – методика без доработки может быть использована только для планирования мероприятий ГПЭ ОСТ, имеющих

одинаковое предназначение (только для одного вида и типа ОСТ, но не для организаций с комплексным использованием указанных ОСТ);

специальные ограничения методики – методика не разделяет ОСТ по типам шасси, но позволяет учесть длительность работ, определяемых изменениями типов шасси (например, длительность работ СО для разных типов шасси различается временем зарядки автомобильных и тракторных АКБ);

общие условия ее использования – методика применима при наличии возможностей перевода всех работ в величины прироста ЦПЭ ССВ, что определяет оценки инфлюент ОСТ на итоговую эффективность ССВ по данным [3-9].

5. Общие положения

Для формализации задачи составления ГПЭ примем, что:

в составе ССВ имеется тринадцать ОСТ, то есть $N=13$, на каждом из них выполняется только одна работа ($i=j$) из состава ГПЭ ОСТ, каждая из которых длится один месяц в течении одного года (то есть $T=12$);

для каждой работы предварительно посчитан по данным [3-9] прирост ЦПЭ, обеспечиваемый работой из состава ГПЭ ОСТ, проводимой на данном шаге ($\Delta E_{t-j}^{i-k} = e_{6-6}^{10-11}$), который читается «прирост, обеспечиваемый работой на ОСТ №6 в период 10 – 11 месяцев года»;

все работы проранжированы в порядке уменьшения, причем работы на пункте управления ССВ обеспечивают максимальный прирост, то есть они выполняются в первую очередь.

Для формализации данной задачи рассмотрим рисунок 2, на котором для указанных исходных данных жирной линией показан один из вариантов ГПЭ ОСТ. Для примера в нескольких случаях показаны расчетные значения e_{i-i}^{t-t} , а ребра, к которым они относятся, – пунктирной линией.

В соответствии с положениями [1] решение задачи составления ГПЭ ОСТ методом динамического программирования начинается с последнего шага, приводящего в точку с координатами (12; 13). Согласно рисунку 2, таких работ имеется две, которые описываются оценками « e_{13-13}^{11-12} » и « e_{12-13}^{12-12} ». Следовательно, находя максимальный прирост ЦПЭ (что соответствует специфике решаемой задачи), обеспечиваемый работой из состава ГПЭ ОСТ, проводимой на данном шаге, вычисляется требуемая работа ГПЭ ОСТ:

$$\begin{aligned} p_{12-T} &= \max_{t=12, T, i(12, 13)} (E_{T-T}^{CCB}(t) + e_{i-i}^{t-t}) = \max_{t=11, 12, i(12, 13)} \left\{ \begin{array}{l} E_{T-T}^{CCB}(t) + e_{13-13}^{11-12} = \\ E_{T-T}^{CCB}(t) + e_{12-13}^{12-12} \end{array} \right. = \\ &= \max_{t=12, T, i(12, 13)} \left\{ \begin{array}{l} 0 + e_{13-13}^{11-12} \\ 0 + e_{12-13}^{12-12} \end{array} \right. = \max_{t=12, T, i(12, 13)} \left\{ \begin{array}{l} e_{13-13}^{11-12} \\ e_{12-13}^{12-12} \end{array} \right. , \end{aligned} \quad (4)$$

где $E_{T-T}^{CCB}(t)$ - итоговый, максимизируемый ЦПЭ.

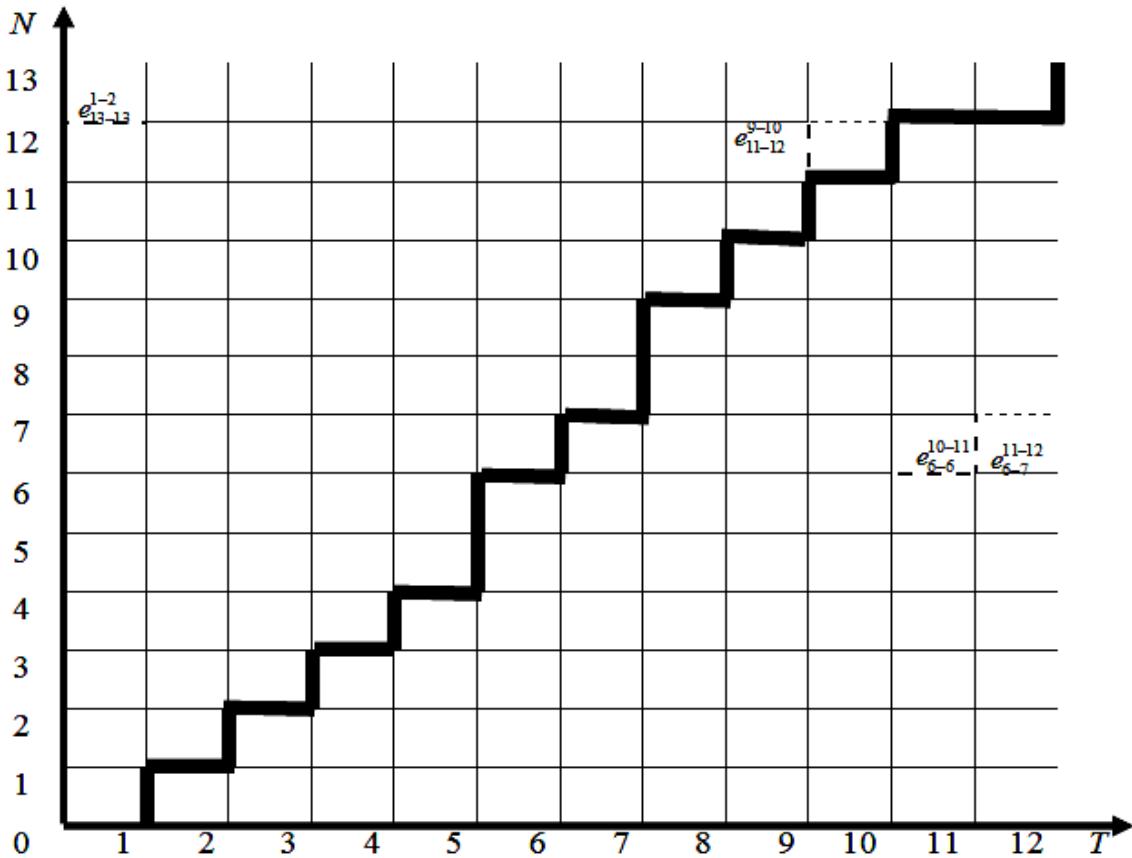


Рис. 2. Формализация задачи составления ГПЭ образцов специальной техники.

Согласно правилам решения задач динамического программирования [1], следующий оптимизируемый шаг заключается в нахождении оптимального (максимизирующего) пути с использованием двух шагов: « p_{11-12} » и уже оптимизированного « p_{12-T} », вычисляемого по (4). При этом необходимо учитывать, что попадание в точки с координатами (12; 12) и (11; 13) также возможно по двум путям:

$$p_{11-12} = \max_{t=11, T, i(11, 13)} (p_{12-T} + e_{i-i}^{t-t}) = \max_{t=11, 12, i(12, 13)} \begin{cases} p_{12-T} + e_{13-13}^{10-11} \\ p_{12-T} + e_{12-13}^{11-11} \\ p_{12-T} + e_{12-12}^{10-11} \\ p_{12-T} + e_{11-12}^{11-11} \end{cases} \quad (5)$$

Формула (5) позволяет провести рассуждения для любого шага на пути следования от конца планового периода к его началу и максимизировать итоговый ЦПЭ.

На третьем и последующих шагах решения задачи составления ГПЭ ОСТ осуществляется оптимизация с учетом двукратного увеличения числа решаемых уравнений. Следовательно, количество решаемых уравнений на каждом n -ом шаге (k_n) процесса расчета будет определяться рекурентной формулой (6):

$$k_n = 2^n \quad (6)$$

Решая данную задачу от конца к началу, то есть прокладывая путь от желаемого будущего к существующему началу, можно построить условно оптимальное управление на каждом шаге управления. Слова «условно оптимальное управление» обозначают оптимальное управление, максимизирующее ЦПЭ всей ССВ, при условии, что последующие шаги уже известны. Решение данной задачи обеспечивает результат (см. рисунок 2): в какой бы из фиксированных (узловых, событийных) точек мы ни находились, мы уже знаем, куда нам двигаться дальше, а численные значения, полученные по (4) – (6) позволяют достичь максимума ЦПЭ. Для простоты решения задачи можно порекомендовать в каждой узловой точке, в кружке, записывать достигаемое значение ЦПЭ, если двигаться по оптимальной траектории.

После построения условно оптимального управления при составлении ГПЭ ОСТ возможно построение безусловного оптимального управления – траекторию движения от начала программного (годового) периода до его конца. Для этого нужно только двигаться по слегка модифицированному графику, представленному на рисунке 3, на котором в качестве одного временного шага рассматривается полутора месячный интервал, в составе ССВ рассматривается только шесть ОСТ, каждому ребру указан его вес, в каждой узловой точке в кружке показан достигаемый ЦПЭ, если двигаться по оптимальной траектории. При этом большими стрелками показан пример оптимального ГПЭ ОСТ, а малыми стрелками – оптимальный путь, по которому необходимо следовать при попадании в ту или иную узловую точку.

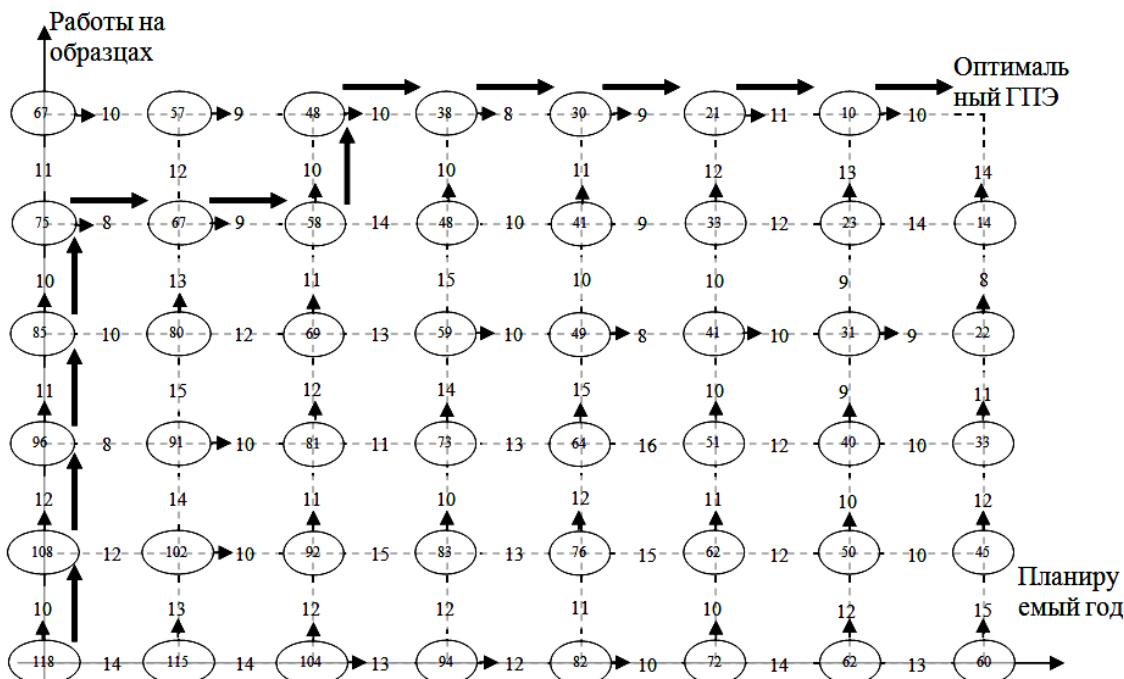


Рис. 3. Пример безусловно оптимального ГПЭ образцов специальной техники.

Безусловно, оптимальный ЦПЭ ОСТ, приведенный на рисунке большиими стрелками, обозначает, что если мы находимся в начале года, то необходимо соблюдать

указанный путь. Если же произошло нарушение ГПЭ ОСТ, мы попали в какую-то другую узловую точку, то данные рисунка позволяют решить задачу с меньшим эффектом, но рационально при данных условиях. То есть, в какой бы из узловых точек мы ни находились, мы уже знаем, куда идти (направление показывает маленькая стрелка) и какой выигрыш по ЦПЭ мы получим в конце выполнения ГПЭ ОСТ.

6. Исходные данные

В качестве исходных данных для работы данной методики, в соответствии с данными рисунка 3, необходимы:

- 1) сведения о количестве ОСТ, подлежащих учету в ГПЭ, представленные в виде ранжированного ряда в порядке уменьшения вклада в итоговый ЦПЭ;
- 2) данные о количестве работ, подлежащих учету в ГПЭ ОСТ также представленные в виде ранжированного ряда в порядке уменьшения вклада в итоговый ЦПЭ;
- 3) сведения о длительности каждой работы, подлежащей учету в ГПЭ ОСТ, что позволит определить величину шага;
- 4) расчетные значения вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении указанной работы, находящейся в узловой точке;
- 5) сведения о возможности комплексирования работ, что позволит в ГПЭ ОСТ осуществить переход от большого числа маленьких работ перейти к меньшему числу работ на заданном количестве ОСТ.

Данные по пунктам 1) и 2) представляют собой количественные оценки, получаемые по данным книг учета и движения ОСТ в составе ССВ. Сведения по пункту 3) обязательно приводятся в единицах времени, которые могут выражены в трудоднях, неделях, месяцах, часах, но для всех ОСТ в одинаковых величинах.

Значения вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении работы, находящейся в узловой точке рассчитываются с помощью методов инфлюентного анализа по данным [5; 7]. Но если рассматриваются только ОСТ, имеющие одинаковые объекты воздействия, то вместо оценок на уровне ЦПЭ могут использоваться методики нижнего уровня, например [10].

Сведения о возможности комплексирования работ определяются по данным технологического объединения нескольких взаимосвязанных или взаимодополняющих работ. Например, если осуществить модернизацию ОСТ путем установки нового специального математического и программного обеспечения в ходе текущего ремонта этого образца, то это может рассматриваться как одна комплексная работа, в которой параллельно осуществляются модернизация и текущий ремонт.

7. Ограничения и допущения

При формировании и расчетах по методике составления ГПЭ ОСТ принятые следующие ограничения и допущения:

- 1) финансово-экономический ресурс организации ограничен нормами довольствия, устанавливаемыми ежегодным установочным приказом;

2) временной ресурс ГПЭ ОСТ ограничен одним годом, а все работы приведены к сопоставимым единицам измерения;

3) расчетные значения вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении указанной работы, находящейся в узловой точке, определяются не в относительных единицах, а в абсолютных;

4) для всех работ и ОСТ выполняется условие аддитивности, что позволяет применять аппарат инфлюентного анализа [3] и аппарат динамического программирования [1];

5) предполагается, что учет нового системного свойства осуществляется применением управляющего органа, обеспечивающего отсутствие кратного назначения целей различным образцам, согласование ресурсов всех и каждого ОСТ, а также равномерность применения образцов спецтехники в процессе их применения;

6) в качестве оценок вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении указанной работы, находящейся в узловой точке, рассчитываются инфлюенты выделенного влияния при непосредственном влиянии ОСТ на итоговый ЦПЭ по методике [5] или инфлюенты косвенного влияния при отсутствии непосредственного влияния ОСТ на итоговый ЦПЭ по методике [7];

7) максимизация ЦПЭ при реализации оптимального плана ГПЭ ОСТ обеспечивается учетом необходимости поддержания заданного уровня исправности и работоспособности ОСТ в ходе его КТС и проведения необходимого ТО и текущего ремонта;

8) перечни работ по (1) выстраиваются следующим образом:

сначала выстраиваются работы СР и ТО-2 в порядке уменьшения вклада в ЦПЭ;

для каждой работы ТО-2, в соответствии с нормами временного разноса, левее ставится работа ТО-1;

для каждой работы ТО-1, в соответствии с нормами технического обеспечения, левее ставятся работы КТС, СО, ТОР, ТР;

для каждой работы из построенного перечня определяется её показатель экономической целесообразности.

8. АЛГОРИТМ МЕТОДИКИ СОСТАВЛЕНИЯ ГОДОВОГО ПЛАНА ЭКСПЛУАТАЦИИ И РЕМОНТА ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Для составления алгоритма методики составления ГПЭ ОСТ рассмотрим порядок его разработки. На первом этапе, этапе подготовки и сбора исходных данных для составления ГПЭ ОСТ, осуществляются следующие работы:

1.1) уточнение перечня ОСТ и номенклатуры работ, подлежащих учету в ГПЭ. При этом обязательно проводится сверка, а также уточняется техническое состояние каждого ОСТ в отдельности;

1.2) уточнение перечня работ (КТС, ТО, ТОР, СР, КР) на каждом ОСТ из состава ССВ;

1.3) расчет оценок вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении указанной работы, находящейся в узловой точке;

1.4) ранжирование работ и ОСТ на итоговый ЦПЭ ССВ с применением оценок экономической целесообразности, но при необходимости может быть использована шкала попарного сравнения Саати [11];

1.5) проверка выполнимости работ на ОСТ.

В ходе выполнения пункта 1.5 может получиться, что какая-то работа не может быть реализована в рамках ГПЭ ОСТ, или она не может быть осуществлена силами организации, или работа требует привлечения большой кооперации исполнителей. Тогда данная работа исключается из ГПЭ ОСТ, она включается в заявку ГПЭ вышестоящего органа, а ее доля, выполнимая силами организации, вводится в разрабатываемый ГПЭ ОСТ. Это определяет цикличность проведения работ по пунктам 1.1-1.4. Если же получено, что нереализуемых работ нет, то осуществляется переход ко второму этапу составления ГПЭ ОСТ.

На втором этапе, этапе получения условно оптимального ГПЭ ОСТ, осуществляются следующие работы:

2.1) по (4) осуществляется расчет условно оптимального ГПЭ ОСТ при условии выполнения последнего шага ($t = T - 1$);

2.2) по (5) осуществляется расчет условно оптимального ГПЭ ОСТ при условии выполнения двух последних шагов ($t = T - 2$);

2.3) осуществляется расчет условно оптимального ГПЭ ОСТ при условии выполнения трех последних шагов, при котором осуществляется увеличение числа рассчитываемых уравнений в системе, подобной (5), согласно данным (6) ($t = T - 3$);

2.4) повторение шага 2.3 для оставшихся не оптимизированных работ и ОСТ до начала оптимизации ГПЭ ОСТ, то есть до $t = T - n = 0$;

2.5) формирование условно оптимального ГПЭ ОСТ для условия движения от начала года к его концу.

При выполнении пунктов 2.1-2.4 осуществляется заполнение значений оценок вклада в увеличение итогового ЦПЭ при проведении указанной работы, находящейся в узловой точке, как на ребрах оптимизируемого пути, так и в узловых точках.

На третьем этапе, этапе получения безусловно оптимального ГПЭ ОСТ, осуществляются следующие работы:

3.1) по количеству прошедших шагов и выполненных работ на ОСТ определяется узловая точка, отображаемая на рисунке 4;

3.2) принимается решение о полученном нарушении ГПЭ ОСТ;

3.3) если нарушения ГПЭ ОСТ нет, то необходимо соблюдать вычисленный условно оптимальный ГПЭ ОСТ;

3.4) если же произошло нарушение ГПЭ ОСТ, то дальнейшее движение к концу ГПЭ ОСТ осуществлять в соответствии со стрелкой, выходящей из данной узловой точки;

3.5) полученный ГПЭ не будет оптимальным, позволяют решить задачу с меньшим эффектом, но данный ГПЭ будет рациональным при текущих условиях.

В настоящее время осуществлена разработка компьютерной программы составления оптимального ГПЭ ОСТ, что обеспечило возможность автоматизированного

решения данной задачи. На рисунке 4 представлена последовательность проведения работ на расчетных ОСТ из состава ССВ, обеспечивающая требуемый прирост ЦПЭ к концу года планирования.

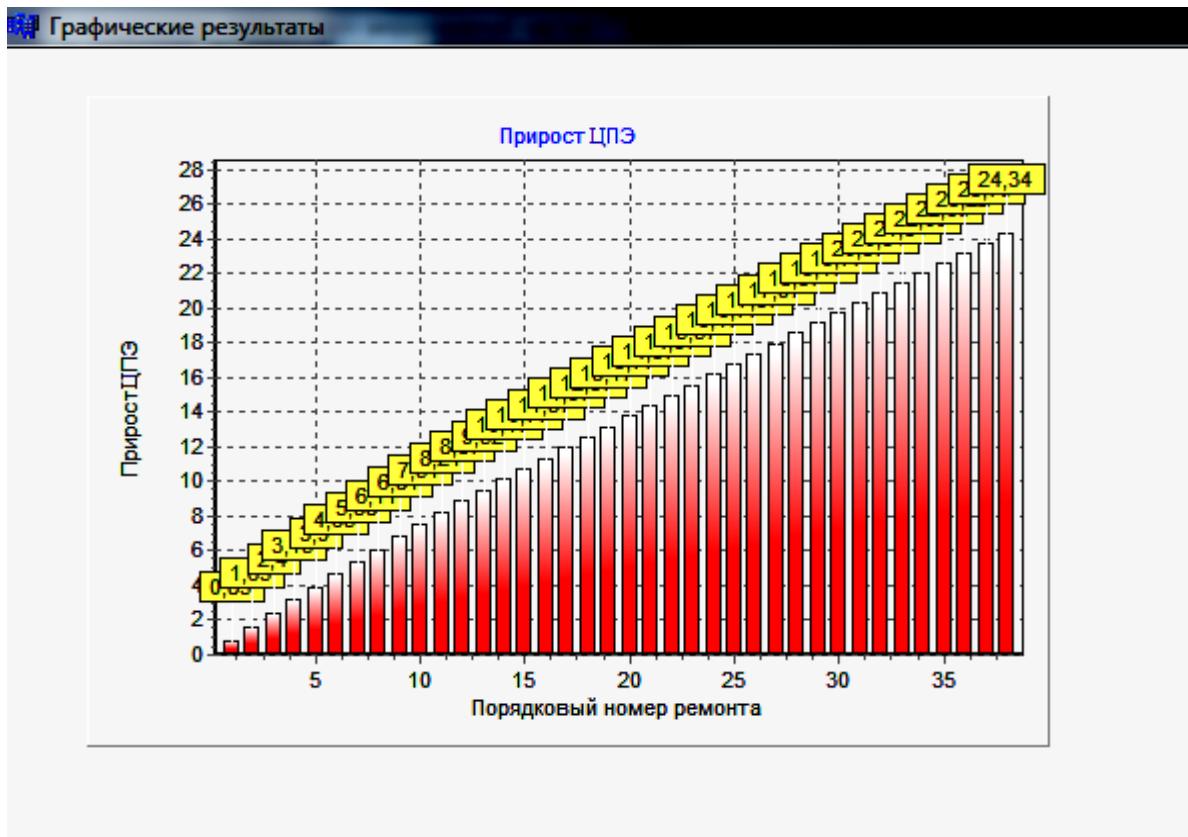


Рис. 4. Требуемый прирост ЦПЭ к концу года планирования.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье, в соответствии с положениями [2]:

рассмотрена вводная часть, общие положения, исходные данные (в интерпретации оцениваемых показателей и способов их получения), ограничения и допущения (в интерпретации взаимосвязи исходных данных и выходных результатов) методики составления годового плана эксплуатации и ремонта образцов специальной техники, и, как следствие, разработана методика составления годового плана эксплуатации и ремонта образцов специальной техники;

разработан алгоритм методики составления годового плана эксплуатации и ремонта образцов специальной техники и определен порядок последующих действий, который позволил реализовать данный алгоритм в виде законченного программного продукта;

разработана программа составления годового плана эксплуатации и ремонта образцов специальной техники, которая позволила сформировать для гипотетической ССВ, содержащей отвлеченные ОСТ, оптимальный годовой план эксплуатации и ремонта.

Указанная программа готовится к регистрации в Федеральном институте промышленной собственности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер Н.Ш., Путко Б.А., Тришин И.М., Фридман М.Н. Исследование операций в экономике. М: ЮНИТИ, 2001. - 407 с.
2. Приложение №8 «Обозначения и сокращения, терминология» к «Методике определения допустимой стоимости разработки и серийного производства образцов вооружения и военной техники на начальных стадиях жизненного цикла образцов вооружения и военной техники и учета экономических факторов, оказывающих влияние на принятие решений при обосновании и формировании Государственной программы вооружений и Государственного оборонного заказа». - М: ВНИИ автоматизации управления в непромышленной сфере, 2001. - 9 с.
3. Павловский М.В. Задачи инфлюентного анализа для обоснования специальных систем радиоэлектронного вооружения. // Сборник докладов на XVIII международной НТК «Радиолокация, навигация, связь», 2012, Т. 4. - С. 2099-2111.
4. Павловский М.В. Теорема представимости инфлюент образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2015, Т. 2. - С. 1000-1007.
5. Павловский М.В. Метод вычисления инфлюент выделенного влияния образцов специальной техники в составе сложных эргатических систем. // Сборник докладов на XXI международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2015, Т. 2. - С. 1008-1014.
6. Павловский М.В. Метод выбора координации сложных систем радиоэлектронного вооружения на основе применения теорем непрерывности и сепарабельности инфлюентного анализа. // Информационный конфликт в спектре электромагнитных волн, 2016, № 32. - С. 4-7.
7. Павловский М.В. Метод учета улучшения отдельных характеристик сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения на основе теоремы независимости инфлюент. // Сборник докладов на XXIII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2017, Т. 1. - С. 103-110.
8. Павловский М.В. Решение задачи деления процесса координации на этапы и правила применения инфлюентного анализа к проблеме координации сложных специальных систем радиоэлектронного вооружения. // Сборник докладов на XXIII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2017, Т. 1. - С. 111-116.
9. Павловский М.В. Модели и методы синтеза и координации специальных систем радиоэлектроники. // Сборник докладов на XXV международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2019, Т. 6. - С. 304-314.
10. Павловский М.В., Петров А.В. Методика расчета среднего времени задержки информации в линии радиосвязи. // Вестник Военно-воздушной академии, 2013, №3 (19). - С. 107-111.
11. Саати Т. Математические методы исследования операций. М.: Воениздат, 1963. - 420 с.

REFERENCES

1. Kremer N. S., Putko B. A., Trishin I. M., Friedman M. N. Research of operations in economics. Moscow: UNITY, 2001. - 407 p.
2. Appendix No. 8 "Designations and abbreviations, terminology" to the "Methodology for determining the permissible cost of developing and mass production of weapons and military equipment samples at the initial stages of the life cycle of weapons and military equipment samples and taking into account economic factors that influence decision-making when justifying and forming the State Weapons Program and the State Defense Order". - M: Research Institute of Control Automation in the non-industrial sphere, 2001. - 9 p.
3. Pavlovsky M. V. Problems of the influent analysis for substantiation of special systems of radio-electronic weapons. // Collection of reports at the XVIII International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication", 2012, Vol. 4. - pp. 2099-2111.
4. Pavlovsky M. V. The theorem of representability of influent samples of special equipment as part of complex ergatic systems. // Collection of reports at the XXI International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication", 2015, Vol. 2. - pp. 1000-1007.

5. Pavlovsky M. V. Method for calculating the influent of the selected influence of samples of special equipment as part of complex ergatic systems. // Collection of reports at the XXI International Scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", 2015, Vol. 2. - p. 1008-1014.
6. Pavlovsky M. V. Method of choosing the coordination of complex electronic weapons systems based on the application of the continuity and separability theorems of influent analysis. // Information conflict in the spectrum of electromagnetic waves, 2016, No. 32. - pp. 4-7.
7. Pavlovsky M. V. Method of accounting for the improvement of individual characteristics of complex special electronic weapons systems based on the independence theorem of the influent. // Collection of reports at the XXIII International Scientific and Technical conference "Radar, navigation, communication", 2017, Vol. 1. - pp. 103-110.
8. Pavlovsky M. V. Solving the problem of dividing the coordination process into stages and rules for applying the influent analysis to the problem of coordination of complex special electronic weapons systems. // Collection of reports at the XXIII International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", 2017, Vol. 1. - pp. 111-116.
9. Pavlovsky M. V. Models and methods of synthesis and coordination of special radioelectronics systems. // Collection of reports at the XXV International Scientific and Technical conference "Radar, navigation, communication", 2019, Vol. 6. - pp. 304-314.
10. Pavlovsky M. V., Petrov A.V. Method of calculating the average delay time of information in a radio communication line. // Bulletin of the Air Force Academy, 2013, №3 (19). - Pp. 107-111.
11. Saati T. Mathematical methods of operations research. Moscow: Voenizdat, 1963. - 420 p.

МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

С. М. Одоевский¹, П. В. Лебедев¹, В. О. Ключников¹

¹Военная академия связи им. С. М. Будённого (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной статье на основе принципа оптимальности Беллмана синтезируется вычислительный алгоритм централизованного распределения канального ресурса по типам трафика, оптимальный по временным затратам пребывания потоков пакетов в этих направлениях.

Ключевые слова: информационное направление связи, канальный ресурс, инфокоммуникационная сеть, принцип оптимальности Беллмана.

THE MODEL OF OPTIMAL DISTRIBUTION OF THE CHANNEL RESOURCE OF INFORMATION DIRECTIONS IN THE INFOCOMMUNICATION NETWORK

S. M. Odoevsky¹, P. V. Lebedev¹, V. O. Klyuchnikov¹

¹Military Academy of Telecommunications named after S.M. Budyonny

Abstract. In this article, based on the Bellman optimality principle, a computational algorithm for the centralized distribution of a channel resource by traffic types is synthesized, which is optimal in terms of the time spent by packet flows in these directions.

Keywords: information direction of communication, channel resource, infocommunication network, Bellman optimality principle.

1. ВВЕДЕНИЕ

Расчёт вероятностно-временных характеристик передачи пакетов по информационным направлениям связи (ИНС) при использовании различных методов организации обслуживания сообщений в инфокоммуникационных сетях (ИКС) позволил сделать вывод, что одним из наиболее эффективных путей достижения высоких показателей своевременности прохождения пакетов является динамическое управление ресурсом пропускной способности [1]. Данный процесс заключается в распределении пропускной способности по типам трафика с учётом интенсивности поступающей нагрузки, параметров ИНС, объёма передаваемых пакетов и дисциплин их обслуживания.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ИКС ПО ТИПАМ ТРАФИКА С УЧЕТОМ ИХ ПРИОРИТЕТОВ

Пусть на вершину ИКС поступает суммарный поток пакетов фиксированного объёма с суммарной интенсивностью Λ , причём

$$\Lambda = \sum_{i=1}^M \lambda_i, \quad (1)$$

где λ_i – интенсивность подпотока, предназначенного для передачи в i -ом типе трафика; M – число организуемых типов трафика с учетом приоритетов. Будем считать, что подпотоки являются произвольными, обслуживание прибывших в систему массового обслуживания (СМО) пакетов проводится в соответствии с технологией *WFQ* (*Weighted Fair Queuing*). С учётом сделанных предположений ИНС можно описать моделью СМО типа $G/G/1/\infty$.

Для пакетного трафика можно рассматривать общую задержку ($T_{\text{дост}}$) (время доставки пакета) как сумму транспортной задержки (T_{mp}), задержки распространения ($T_{\text{распр}}$) и задержки пребывания пакета в СМО ($T_{\text{зад}}$) [2]:

$$\bar{T}_{\text{дост} i} = \bar{T}_{\text{зад} i} + \bar{T}_{mp i} + \bar{T}_{\text{распр} i} \quad (i = \overline{1, M}), \quad (2)$$

В свою очередь время задержки пребывания пакета в СМО рассчитывается как сумма времени ожидая в очереди ($T_{\text{оч}}$) и времени обслуживания пакета ($T_{\text{обсл}}$):

$$\bar{T}_{\text{зад}} = \bar{T}_{\text{оч}} + \bar{T}_{\text{обсл}} \quad (3)$$

Под транспортной задержкой (*serialization delay*) подразумевается время, требуемое для передачи пакета при заданной пропускной способности, и зависит от размера пакета и ширины полосы пропускания канала. Транспортную задержку можно определить, как функцию от пропускной способности канала и длины пакета:

$$\bar{T}_{mp} = \frac{L_i}{C}, \quad (4)$$

где L - размер пакета, бит; C – пропускная способность канала, кбит/с.

Пропускную способность канала целесообразно представить, как сумму канальных единиц, выделенных на каждый тип трафика:

$$C = \sum_{i=1}^M N_i, \quad (5)$$

С учетом выражений (4), (5) транспортная задержка пакета для каждого типа трафика определяется:

$$\bar{T}_{mp_i} = \frac{L_i}{\sum_{i=1}^M N_i}, \quad (6)$$

Задержка распространения (*propagation delay*) зависит от используемой среды передачи и расстояния и может составлять десятки миллисекунд. Внедрение технологии *DWDM* позволяет принимать задержку распространения менее 1 мс.

Для расчета задержки пребывания пакета в СМО $G/G/m$ воспользуемся результатами теории диффузионной аппроксимации, полученными в [3]. Тогда для оценки среднего числа пакетов в системе $G/G/m$:

$$\bar{q} = P(\rho, m) \frac{\rho}{1-\rho} \frac{C_{t_{\text{ож}}}^2 + C_{t_{\text{обсл}}}^2}{2} + m\rho, \quad (7)$$

где $P(\rho, m)$ – вероятность того, что пакет, придя в систему, застанет все приборы занятыми;

$$C_i^2 = \left(\frac{\sigma}{M[i]} \right)^2 \text{ – квадратичный коэффициент вариации.}$$

Параметр $P(\rho, m)$ может быть рассчитан по приближенной второй формуле Эрланга:

$$P(\rho, m) \approx m(1-\rho) \frac{\rho^m}{1-\rho^m}, \quad (8)$$

С учетом выражения (7) задержки пребывания пакета в СМО для каждого типа трафика определяется:

$$\bar{T}_{\text{зад}} = P(\rho, m) \frac{\bar{T}_{\text{обсл}}}{m(1-\rho)} \cdot \frac{C_{t_{\text{ож}}}^2 + C_{t_{\text{обс}}}^2}{2} + \bar{T}_{\text{обсл}}, \quad (9)$$

Учитывая, что максимальная производительность современного обслуживающего прибора (коммутатора, маршрутизатора, межсетевого экрана и др.) составляет 20×10^{-6} пакетов/с, примем $\bar{T}_{\text{обсл}} = 1 \times 10^{-7}$ для канала с пропускной способностью 2 Мбит/с.

Таким образом, задержка в узле представляет собой функцию от коэффициента вариации, т.е. зависит от закона распределения длин пакетов и интервалов между их приходами.

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ИКС С УЧЕТОМ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

ИКС, включающая S ИНС ($i=1, S$), каждое из которых характеризуется весом $A_i(P_{\text{ИТВ}})$, подвержена информационному воздействию.

С точки зрения нарушителя решение задачи по информационно-техническому воздействию на ИНС ИКС сводится к распределению средств воздействия по взаимоувязанным элементам ИКС, таким образом, чтобы количество трафика, подверженного воздействию за заданное время было максимальным. Вероятность воздействия задана матрицей $\|P_{\text{возд}_vi}\|_{TS}$, где T – количество средств воздействия на ИКС ($v=1, T$).

Исходя из физической постановки задачи, определяется матрица назначения средств воздействия $X^0 = \|X_{vi}\|$, обеспечивающая максимальное значение целевой функции [4, 5] при условии $T < S$:

$$F(X^0) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S F_i(x_{vi}^0) = \max_{X^0} \sum_{i=1}^S A_i(P_{\text{ИТВ}}) \left\{ 1 - \prod_{j=1}^M \left[1 - \alpha_{ij}(P_{\text{ИТВ}}) \left(1 - \prod_{v=1}^T E_{vij}^{x_{vij}} \right) \right] \right\} \quad (10)$$

где

$$x_{vij} = \begin{cases} 1 & \text{если ИТВ назначено} \\ 0 & \text{в противном случае} \end{cases};$$

$E_{vij} = 1 - P_{\text{ИТВ}}$ – вероятность защиты j -го типа трафика i -го ИНС от информационно-технического воздействия v -м средством;

$$A_i = \frac{\rho_i}{\rho_{\text{sum}}} \text{ – вес } i\text{-го ИНС ИКС, при } 0 < A_i(P_{\text{ИТВ}}) \leq 1;$$

$$\alpha_{ij} = \frac{\lambda_{ij}}{\lambda_i} \text{ – вес } j\text{-го типа трафика в } i\text{-ом ИНС ИКС, при } 0 < \alpha_{ij}(P_{\text{ИТВ}}) \leq 1.$$

Принимая во внимание все обозначенные условия, задача оптимального распределения канальных единиц по типам трафика с учетом их приоритетов на ИНС ИКС может быть сформулирована следующим образом: определить вектор $N^* = \|N_1^*, \dots, N_i^*, \dots, N_M^*\|$, минимизирующий среднее время доставки пакетов:

$$\bar{T}_{\text{docm}}(N_i^*) = \sum_{i=1}^M P_{\text{ИТВ}_i} \frac{\lambda_i}{\Lambda} \bar{T}_{\text{docm}}(N_i) \rightarrow \min, \quad (11)$$

при ограничениях:

$$\sum_{i=1}^M N_i = C \quad (12)$$

$$L \leq C \quad (13)$$

где $\bar{T}_{\text{docm}}(N_i)$ – определяется из выражений (2), (3), (4), (6), (9).

Решение оптимизационной задачи (11) при ограничениях (12), (13) целесообразно произвести методом динамического программирования, суть которого заключается в поэтапном отыскании минимума целевой функции (11). Общее число этапов предполагается взять равным количеству типов трафика с учетом их приоритетов, а i -ым этапом считать выделение канальных единиц пропускной способности в i -й тип трафика. Изначально в целях отыскания минимума целевой функции производится условная поэтапная оптимизация распределения канального ресурса ИНС ИКС, начиная с M -го типа трафика и заканчивая первым. Затем на основе обратного поэтапного процесса оптимизации определяется искомый вектор распределения канальных единиц пропускной способности по типам трафика, соответствующий найденному минимальному значению (11).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтезируемый алгоритм позволяет производить оптимальное распределение пропускных способностей из дискретного набора их значений, что отражает реальную ситуацию использования типов трафика на каждом направлении связи. Помимо этого, учитываются характеристики ИНС, как каналов с отказами и восстановлением вследствие информационно-технического воздействия. Одной из основных

отличительных особенностей синтезируемого алгоритма является использование выражений для оценки вероятности своевременного прохождения пакетов между вершинами ИКС с учетом информационно-технического воздействия на данное направление связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Живодерников А. Ю., Яговитов Д. С., Трофимов А. Ю., Ашлапов М. В Оценка показателей качества обслуживания мультисервисной сети связи на основе имитационного моделирования // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып.5 – 2021. – С. 235-240.
2. Воробьев Л. В., Обердерфер В. Н. Анализ алгоритмов организации и обслуживания очередей потоков пакетов в мультисервисной сети связи специального назначения // Материалы IV научно-практической конференции «Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях», Том 1, СПб: ВАС, 2019. – С. 238-241.
3. Зелигер Н. Б., Чугреев О. С., Яновский Г. Г. Проектирование сетей и систем передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
4. Живодерников А. Ю., Чуйков В. Б. Анализ условий формирования и распределения трафика в мультисервисных сетях связи специального назначения // труды всеармейской научно-практической конференции «Инновационная деятельность в ВС РФ», СПб: ВАС, 2020. – С. 94-97.
5. Сатдинов А. И., Смирнов А. А., Дворовой М. О., Грибанов Е. В., Прасько Г. А. Повышение частотно-энергетической эффективности радиолиний спутниковой связи в режиме псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Альманах современной науки и образования. №4 (106), 2016. – С. 109-112.

REFERENCES

1. Zhivodernikov Y. A., Yagovitov D. S., Trofimov A. Y., Ashlapov M. V. Assessment of quality indicators of service of a multiservice communication network based on simulation // Bulletin of the Tula State University of Technical Sciences, Volume 5, 2019. Pp. 235-240.
2. Vorobyev L. V., Oberderfer V. N. Analysis of the algorithms for organizing and servicing queues of packet flows in a multiservice communication network for special purposes // Materials of the IV scientific-practical conference «Problems of technical support of troops in modern conditions», St. Petersburg, Military Academy of communication, Volume 1, 2019. Pp. 238-241.
3. Zalscher N. V., Chugresv O. S., Yanovskiy G. T. Design of networks and systems for the transmission of discrete messages. M.: Radio and communication, 1984. 176 p.
4. Zhivodernikov Y. A., Chuikov V. B. Analysis of the conditions for the formation and distribution of traffic in multiservice communication networks for special purposes // Proceedings of the All-Army Scientific and Practical Conference «Innovation Activity in the Armed Forces of RF», St. Peterburg: VAS, 2020. Pp. 94-97.
5. Satdinov A. I., Smirnov A. A., Dvorovoy M. O., Gribanov E. V., Prasko G. A. Increasing the frequency and energy efficiency of satellite radio links in the mode of pseudo-random tuning of the operating frequency / Almanac of modern science and education. №4 (106), 2016. Pp. 109-112.

О ТЕХНОЛОГИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В КОГНИТИВНОМ РАДИО

М. А. Белицкий, А. Н. Муравник, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе на основе анализа особенностей технологий когнитивного радио показано, что искусственный интеллект может быть использован на разных уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем. Представлен возможный состав технологий искусственного интеллекта в когнитивном радио.

Ключевые слова: когнитивное радио; краткий обзор технологий; комплекс технических решений.

ON THE TECHNOLOGIES OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE IN COGNITIVE RADIO

M. A. Belitsky, A. N. Muravnik, V. N. Povetko, K. V. Pyadukhova, P. S. Senin

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia Federation

Abstract. Basing on the analysis of distinctions in the technique of cognitive radio it was shown that artificial intelligence (AI) can be utilized at the different levels of reference model describing interaction of the open systems. Possible set of technologies of the artificial intelligence in the cognitive radio is presented.

Keywords: cognitive radio; brief review of technologies, set of technical solutions

1. ВВЕДЕНИЕ

Средства и системы радиосвязи специального назначения должны эффективно функционировать в сложной радиоэлектронной обстановке (РЭО). Как известно, для этого необходимы технологии когнитивного радио (КР) в широком смысле этого термина [1]. То есть средства и системы радиосвязи должны адаптироваться не только по рабочей частоте, но и по виду сигналов, параметрам протоколов канального, сетевого и других уровней. Причем это должно происходить быстро (в масштабе реального времени изменения РЭО). Человек-оператор в этих условиях оперативно решить задачу адаптации не может. Необходим специализированный искусственный интеллект (ИИ). Это убедительно показано в достаточно обстоятельном обзоре [1].

Технологии КР исследуются и развиваются уже около 20 лет. Результаты этих исследований публикуются в многочисленных изданиях. Однако с углублением знаний о технологиях КР возникает ряд новых вопросов, требующих своего решения. В частности, даже при оценке РЭО возникает вопрос о выборе альтернативных способов решения задачи. Еще больше вопросов возникает при выборе вида сигналов и протоколов информационного обмена. Целью настоящей работы является анализ технологий КР и задач ИИ для относительно простых случаев, позволяющий ответить на ряд актуальных вопросов.

2. КРАТКИЙ ОБЗОР ТЕХНОЛОГИЙ КР

Технологии КР предполагают оценку РЭО, выбор свободных или относительно свободных от помех участков радиочастотного спектра, выбор вида и параметров сигнала (мощности, длительности излучения, сигнально-кодовой конструкции и т. д.) для передачи информации.

Для оценки РЭО известно достаточно много способов и технологий. Любой из способов предполагает оценку занятости частотных каналов включая оценку вида и параметров излучений от внешних источников в каналах (узкополосное или широкополосное излучение, его мощность и т. д.). Для решения этой задачи известно много технологий. Если у средства радиосвязи малое число каналов, то относительно легко оценить их последовательно. Если у средства радиосвязи много каналов, то для решения задачи также известно много технологий. Наиболее развитыми технологиями являются технологии, используемые в средствах радио и радиотехнической разведки [3]. С их помощью поиск занятых каналов и оценку видов и параметров излучений можно осуществлять последовательно или параллельно. Можно осуществлять их комбинированным способом (последовательно-параллельно). Известна также природоподобная (основанная на устройстве глаза) технология [4], когда для решения задачи оценки РЭО используется специальный многоканальный энергетический приемник с достаточно широкими пересекающимися по амплитудно-частотным характеристикам спектрональными фильтрами. В этой технологии решается обратная задача, результатом решения которой является число занятых каналов, виды и параметры излучений в них. Алгоритм решения к настоящему времени до конца не отработан. Однако наиболее вероятным представляется генетический алгоритм поиска глобального максимума функции правдоподобия результатов наблюдения каналов многоканальным энергетическим приемником.

По результатам оценки РЭО для средства радиосвязи принимается решение о канале (рабочей частоте), который будет использован для связи, виде и параметрах сигнала (мощности, длительности излучения, сигнально-кодовой конструкции и т. п.). Для этого ИИ должен максимизировать некоторую целевую функцию, учитывающую прогнозируемую эффективность канала радиосвязи. Прогнозируемая эффективность канала радиосвязи в общем случае зависит от ряда факторов. Прежде всего от оценки РЭО. Однако оценка РЭО к моменту выхода передатчика в эфир может измениться. Поэтому существует вероятность того, что решение о выборе канала (рабочей частоты), который будет использован для связи будет неверным. Для снижения этой вероятности целесообразно несколько увеличить время оценки РЭО с целью проверки РЭО в выбранном канале.

Во-вторых, выбор вида и параметров сигнала (мощности, длительности излучения, сигнально-кодовой конструкции и т. д.) зависят не только от результатов оценки вида и параметров излучений от внешних источников, но и от условий распространения излучений. Поэтому целевая функция, учитывающая прогнозируемую эффективность канала радиосвязи может учитывать и этот фактор. Учет условий распространения излучений реализуется по-разному. Часто используются специализированные пакеты

программ или моделью (рекомендациями) МСЭ. Для этого в ряде работ предлагается использовать информацию о конкретном местоположении средств радиосвязи. Однако можно воспользоваться и пилот-сигналами, позволяющими оценить условия распространения излучений на конкретной трассе.

Таким образом, для обеспечения эффективного функционирования средств и системы радиосвязи в сложной радиоэлектронной обстановке известно много технологий и при их выборе есть место для технологий искусственного интеллекта.

3. ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ ПРИ ОЦЕНКЕ РЭО И РЕШЕНИИ ДРУГИХ ЗАДАЧ КР

Будем считать, что у средства радиосвязи достаточно малое число каналов (рабочих частот). Необходимо оценить, какой из каналов лучше для передачи информации.

Для решения этой задачи учтем, что инициатором передачи информации является вызывающая сторона, а прием должна осуществлять вызываемая. Но РЭО у вызываемой стороны может отличаться от вызывающей. Поэтому представляется целесообразным использовать оценку РЭО вызываемой стороной. Для этого вызывающая сторона может последовательно послать сигнал вызова на известных обеим сторонам каналам (частотах). Принимающая сторона выбирает лучший для нее канал и сообщает номер этого канала и при необходимости дополнительную информацию о необходимых параметрах сигнала вызывающей стороне. При этом выбор канала принимающей стороной учитывает все факторы, влияющие на его качество – наличие преднамеренных и непреднамеренных помех, а также условия распространения излучений на конкретной трассе.

Недостатками этой технологии являются:

- относительно длительное время установления связи (это время увеличивается прямо пропорционально числу используемых радиоканалов);
- пока устанавливается связь, может измениться РЭО;
- вызывающая сторона в ходе установления связи может создать другим радиостанциям непреднамеренные помехи.

Проведем анализ этих недостатков.

Время установления связи t_{ycm} в соответствии с описанной выше процедурой в первом приближении прямо пропорционально числу используемых радиоканалов N , умноженному на длительность формирования и передачи сигнала вызова T_{fc}

$$t_{ycm} = N T_{fc}. \quad (1)$$

Например, при числе каналов 100 и длительности формирования и передачи сигнала вызова 10^{-2} с время установления связи составит чуть больше одной секунды. Такая скорость выбора лучшего для радиосвязи канала представляется вполне приемлемой за исключение случая, когда средствам радиосвязи создаются преднамеренные помехи. Современные средства разведки и создания преднамеренных помех способны эффективно создавать помехи при скорости смены рабочих частот

порядка 300 скачков частоты в секунду. Поэтому скорость выбора лучшего для радиосвязи канала в этом случае должна быть выше.

Кроме того, определенная (1) величина вычислена в предположении о полной детерминированности процесса проверки качества радиоканалов и в предположении стабильности РЭО. Для более точной ее оценки введем величину p – вероятность того, что за время проверки всех каналов качество выбранного канала упадет ниже границы приемлемости. Тогда процесс проверки качества радиоканалов и, соответственно, выбора наилучшего канала, должен происходить следующим образом. После проверки всех частотных каналов выбранный канал должен быть проверен еще раз. Для этого передающая сторона должна послать сигнал вызова на выбранном канале. Далее должна быть реализована следующая процедура.

- Если после первой проверки всех каналов качество выбранного канала осталось приемлемым, то на этом процедура заканчивается – потребовалась одна полная проверка, связь установлена за время $N T_{\phi c}$; вероятность этого события равна $1-p$.
- Если после первой проверки всех каналов качество выбранного канала оказалось неприемлемым, то полная проверка выполняется еще раз. Если после второй проверки всех каналов качество выбранного канала осталось приемлемым, то на этом процедура заканчивается – потребовались две полные проверки, связь установлена за время $2N T_{\phi c}$; вероятность этого события равна $p(1-p)$.
- Если после второй проверки всех каналов качество выбранного канала оказалось неприемлемым, то полная проверка выполняется еще раз. Если после третьей проверки всех каналов качество выбранного канала осталось приемлемым, то на этом процедура заканчивается – потребовались три полные проверки, связь установлена за время $3N T_{\phi c}$; вероятность этого события равна $p^2(1-p)$.
- Вероятность того события, что связь установлена за время $m N T_{\phi c}$, равна $p^{m-1}(1-p)$, где m – произвольное натуральное число.
- И т. д.

Таким образом, время установления связи является (дискретной) случайной величиной со значениями $N T_{\phi c}$, $2 N T_{\phi c}$, $3 N T_{\phi c}$, ..., $m N T_{\phi c}$, ..., вероятности которых равны $(1-p)$, $p(1-p)$, $p^2(1-p)$, ..., $p^{m-1}(1-p)$, ... соответственно. Значит, математическое ожидание указанной случайной величины равно сумме ряда

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^{\infty} m N T_{\phi c} p^{m-1}(1-p) &= N T_{\phi c} (1-p) \sum_{m=1}^{\infty} m p^{m-1} = N T_{\phi c} \frac{1-p}{p} \sum_{m=1}^{\infty} m p^m = \\ &= \frac{N T_{\phi c} (1-p)}{p} \frac{p}{(1-p)^2} \end{aligned}$$

(см. [5, (5.2.2.4), с. 696]), что в итоге равно $\frac{N T_{\phi c}}{1-p}$. То есть при достаточно большой вероятности p (то есть высокой динамике изменения РЭО) время установления связи может быть достаточно большим. Очевидно, что вероятность изменения РЭО тем выше,

чем большее число радиостанций используют одни и те же частотные каналы. Если допустить, что интенсивность выходов в эфир каждой радиостанции примерно одинакова, то с увеличением числа радиостанций все каналы могут оказаться занятыми. То есть попытка выбрать свободный канал не приведет к успеху. Более того в системе связи возрастет уровень непреднамеренных помех от вызываемых радиостанций. Выходом из ситуации является увеличение числа используемых радиостанциями частотных каналов. Это приведет к увеличению времени установления связи, однако связь может быть обеспечена.

Вместе с тем более привлекательным решением является отказ от проверки всех каналов. Ведь существует вероятность того, что уже на первых этапах проверки может быть установлен приемлемый канал. Тогда проверку остальных каналов можно окончить. Как следствие сокращается время установления связи и вероятность создания работающим радиостанциям непреднамеренных помех.

Кроме того, радиостанции потенциально могут иметь сканеры занятости радиочастотного спектра на основе упомянутых ранее технологий, используемых в средствах радио и радиотехнической разведки. В этом случае вызывающей стороне можно посыпать сигнал вызова только на не занятых для нее каналах, а вызываемой стороне оценивать качество свободных для нее каналов. Это может уменьшить время установления связи и уровень непреднамеренных помех.

Необходимо отметить, что сканеры занятости радиочастотного спектра усложняют радиостанции. По ряду причин далеко не во всех радиостанциях (например, в портативных) такие сканеры могут быть реализованы. Поэтому целесообразно исследовать возможность создания специальных центров управления когнитивными радиостанциями и системами радиосвязи. Такие центры должны оценивать РЭО и по результатам ее оценки управлять остальными радиостанциями и системой радиосвязи. При этом специальное программное обеспечение может прогнозировать изменение РЭО на некоторое время вперед. Это позволит еще повысить эффективность когнитивной радиосвязи.

Специальные центры управления когнитивными радиостанциями и системами радиосвязи могут быть использованы и при выборе вида сигналов и протоколов информационного обмена. Например, вполне возможна ситуация, когда при оценке РЭО не окажется абсолютно сводных от помех частотных каналов. В этом случае для успешного доведения информации должен быть выбран помехоустойчивый вид сигнала. Если же специальное программное обеспечение центра управления на основе статистической информации сможет прогнозировать изменение РЭО на некоторое время вперед, то ИИ может принять решение не только по виду сигналов, но и параметрам протоколов канального, сетевого и других уровней, см. таблицу. Например, на основе оценки РЭО и с учетом информации о местоположении элементов системы радиосвязи могут быть спрогнозированы оптимальные или рациональные маршруты передачи информации, размеры пакетов и т. д.

Задача КР	Задача ИИ	Обеспечивающие средства	Примечания
Оценка РЭО	Решение о занятости радиочастотного спектра и параметрах помех	В зависимости от средства радиосвязи – различные (от собственных каналов до специализированных сканеров спектра)	
Выбор сигнала	Решение о виде и параметрах сигнала	То же	При отсутствии сети
Выбор маршрута	Решение о маршруте	То же плюс возможная информация о координатах элементов сети	При наличии сети
Выбор размера пакета	Решение о размере пакета	Решение о параметрах помех	

Как следует из таблицы, технологии ИИ действительно могут быть использованы в КР при решении различных задач. Причем облик технологий ИИ может зависеть от средства радиосвязи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработка технологий когнитивного радио представляет собой нетривиальную задачу. Анализ решения задач когнитивного радио даже для относительно простых случаев показал, что имеют место факторы, снижающие эффективность этих технологий. Помимо усложнения протоколов установления радиосвязи необходимо усложнение обеспечивающей оценку РЭО радиоаппаратуры и ее специального программного обеспечения. Это действительно требует совершенствования технологий ИИ и может быть предметом дальнейших исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhao Y., Morales-Tirado L. Cognitive Radio Technology: Principles and Practice // International Conference on Computing, Networking and Communications Invited Position Paper Track, 2012.
2. Крупнов А.Е. Скородумов А.И. Радиочастотный спектр: повышение эффективности использования и новые подходы к регулированию // Электросвязь, № 4, 2009.
3. Радзивский В.Г., Сирота А.А. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. М.: Радиотехника. 2001. – 456 с.
4. Кашкаров В.М., Пеленков И.И., Поветко В.Н. О природоподобной оценке рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений // Теория и техника радиосвязи, 2018, №4, с. 49-53.
5. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. Элементарные функции // М: Наука, 1981.

REFERENCES

1. Zhao Y., Morales-Tirado L. Cognitive Radio Technology: Principles and Practice // International Conference on Computing, Networking and Communications Invited Position Paper Track, 2012.
2. Krupnov A.E., Skorodumov A.I. Radio-frequency spectrum: enhancing of efficiency and new approaches to the regulation // Electrosvyaz', № 4, 2009
3. Radzievsky V.G., Sirota A.A. Informational provision of radio-electronic systems in the conflict conditions. Moscow, Radiotekhnika. 2001. – 456 p.
4. Kashkarov V.M., Pelenkov I.I., Povetko V.N. On the nature-like estimate of the operating frequency and radio signals spectrum by compressive sensing technique // Teoria i tekhnika radiosvyazi, 2018, № 4, P. 49-53.
5. Prudnikov A.P., Brychkov Yu.A., Marichev O.I. Integrals and series. Elementary functions // Moscow, Nauk, 1981.

ОСОБЕННОСТИ АРХИТЕКТУР СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. Н. Буренин, В.С. Артамонов,

АО НИИ «Рубин», г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются проблемные вопросы архитектурного построения систем управления современных мультисервисных сетей связи специального назначения

Ключевые слова. Автоматизированная система управления связью, мультисервисные сети связи специального назначения, протоколы обмена.

FEATURES OF CONTROL SYSTEMS ARCHITECTURES OF MODERN MULTISERVICE COMMUNICATION NETWORKS OF SPECIAL PURPOSE

A. N. Burenin, V. S. Artamonov,

JSC SRI "Rubin", St. Petersburg, Russia

Abstract. The article deals with the problematic issues of the architectural construction of control systems of modern multiservice communication networks for special purposes.

Keywords. Automated communication control system, multiservice communication networks for special purposes, exchange protocols.

1. ВВЕДЕНИЕ

Перспективы создания и развития современных систем инфокоммуникаций специального назначения, которые в соответствии с Законом ФЗ «О связи» предназначены для нужд обороны, безопасности страны и обеспечения правопорядка [1], связаны с концепциями глобальной информационной инфраструктуры (Global Information Infrastructure, GII) и сетей следующего поколения (NGN-сетей) или мультисервисных сетей связи специального назначения. Под «сетью связи следующего поколения» понимается концепция построения сетей связи, обеспечивающих предоставление неограниченного (наращиваемого) набора услуг с гибкими возможностями по их управлению, персонализации и созданию новых услуг за счёт унификации сетевых решений. Такую сеть связи предполагается реализовывать как многопротокольную транспортную сеть с распределённой коммутацией, обеспечивающей основную услугу переноса информации, вынесение функций предоставления услуг в оконечные сетевые узлы и интеграцию с традиционными (моносервисными) и существующими сетями связи с интеграцией сервиса (У-ЦСИС и Ш-ЦСИС) при выполнении требований безопасности [2-5].

Под мультисервисной сетью связи специального назначения (МСС СН) понимается сеть связи, построенная в соответствии с концепцией сети связи следующего поколения с инфраструктурой GII и обеспечивающая предоставление неограниченного (наращиваемого) набора услуг специзователям (должностным

лицам органов управления ведомств, комплексам средств информационных и управляющих систем, а также комплексам средств автоматизации).

2. СОВРЕМЕННЫЕ МУЛЬТИСЕРВИСНЫЕ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ КАК ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ

Основная архитектура, характерная для перспективных МСС СН, построенных в соответствии с концепцией NGN и инфраструктурой ГII, представлена на рис. 1.

Основу их составляет универсальная транспортная сеть, реализующая функции транспортного уровня и уровня управления коммутацией и передачей. В состав транспортной сети входят:

- транзитные узлы, выполняющие функции переноса информации и коммутации;
- окончательные (границочные) узлы, обеспечивающие доступ абонентов к услугам транспортной сети;
- контроллеры сигнализации, выполняющие функции обработки информации сигнализации, управления вызовами и соединениями;
- шлюзы, позволяющие осуществить подключение традиционных сетей связи.

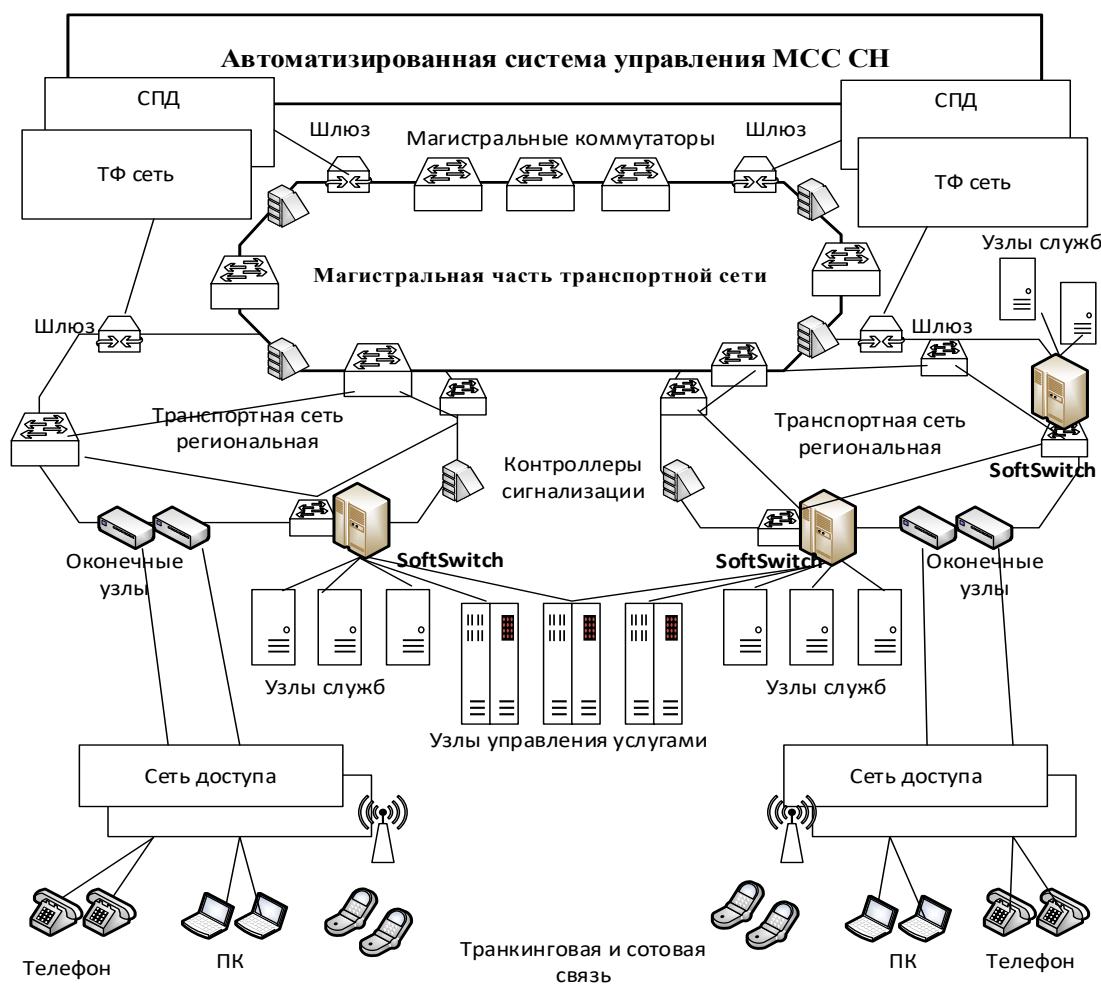


Рис.3. Основная архитектура МСС СН

Для доступа спецпользователей к услугам используются:

интегрированные сети доступа, подключенные к оконечным узлам МСС СН и обеспечивающие подключение спецпользователей как к самой сети, так и к традиционным сетям (например, ТФ связи);

традиционные сети (ТФ, СПД), абоненты которых получают доступ к услугам МСС СН через узлы, подключенные к шлюзам (Media Gateway).

На ТФ сети для доступа часто используется абонентский участок, для увеличения пропускной способности которого может использоваться технология xDSL, а на сетях подвижной связи – технологии 2G, 3G и 4G.

Для предоставления услуг телекоммуникаций в МСС СН с инфраструктурой ГИИ используются программно-аппаратные средства, позволяющие спецпользователям обмениваться требуемыми видами сообщений (речь, видео, данные) в любое время и с заданным качеством. Средства ГИИ позволяют унифицировать процедуры предоставления доступа к услугам связи для спецпользователей различных федеральных округов, а также организовать межсетевое взаимодействие различных сетей связи ведомств.

Структура ГИИ связывает между собой в единое целое сетевые ресурсы ведомственных сетей, устройства хранения и обработки данных ПУ, а также ресурсы промежуточного программного обеспечения (middleware) для того, чтобы предложить спецпользователям стандартные услуги и поддерживать их приложения каждого.

Спектр услуг, которые предлагаются в рамках ГИИ, достаточно широк и может динамически меняться вместе с изменением доступных ресурсов. Поэтому зачастую целесообразно классифицировать компоненты услуг, нежели сами услуги. При этом каждый компонент услуги зависит от ресурса, необходимого для ее поддержки. Различают несколько компонентов услуги.

Инфраструктурные компоненты услуги (infrastructural service components) предоставляют доступ к конечным информационным услугам (службам, телесервисам) для передачи речи через телефонную сеть, пересылки файлов данных через Интернет и т.п. Инфраструктурные компоненты также могут включать услуги компонент промежуточного и базового уровня (base ware).

Компоненты услуг промежуточного (middleware) уровня используются, прежде всего, для обеспечения межсетевого взаимодействия и совместного функционирования нескольких приложений. Они позволяют объединять компоненты услуг базового уровня и поддерживать инфраструктуру, которая необходима для предоставления всего набора услуг. Как правило, компоненты услуг, которые могут быть предоставлены конечному пользователю, включают в себя описание способов предоставления этих услуг, способов учета использования услуг, средства мониторинга и описание уровней качества услуги.

В целом глобальную информационную инфраструктуру составляет совокупность баз данных, средств обработки информации, взаимодействующих сетей связи и терминалов пользователя. Доступ к информационным ресурсам в ГИИ реализуется посредством услуг связи нового типа, получивших название инфокоммуникационных

услуг. Предполагается, что они будут преобладать на сетях связи перспективных систем связи министерств, ведомств и корпораций уже в ближайшем будущем.

3. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МСС СН

Особенностью МСС СН с точки зрения управления является то, что она состоит из большего числа разнотипных компонентов. Кроме того, в МСС СН будет поддерживаться большее число интерфейсов, чем в существующих сетях, разные системы сигнализации и более высокая пропускная способность. Всё это ведёт к необходимости пересмотра принципов и подходов к сетевому управлению для МСС СН по всему спектру задач управления.

Система управления МСС СН должна представлять собой набор решений, обеспечивающих управление сетями, реализованными на базе различных технологий (фиксированные и мобильные телефонные сети, сети передачи данных, сети сигнализации и т.д.), предоставляющих различные услуги и построенных на оборудовании различных производителей. Система управления будет строиться с использованием объектно-ориентированной распределённой структуры.

Одной из главных особенностей систем управления МСС СН является открытая модульная архитектура, позволяющая разрабатывать и внедрять новые модули, работать с существующими приложениями и модернизировать существующие модули. Для реализации интегрированного управления системами и сетями независимо от их производителя и технологии могут использоваться разнообразные стандарты и протоколы, такие как SNMP, SMIP, CORBA. Стандартом же управления в сетях в настоящее время де-факто является протокол SNMP. В последнее время активно развиваются и реализуются решения по организации управления на базе архитектуры CORBA, которая является весьма перспективной, особенно на верхних уровнях управления.

В МСС СН система управления будет в первую очередь нацелена на решение конкретных задач. Уровневая архитектура TMN, хотя и сохранится, уже не будет иметь первостепенное значение для всей МСС СН, и отойдёт на второй план. Причина этому заключается в том, что TMN ориентирована на управление одной телекоммуникационной сетью, а их в составе МСС СН несколько и разного рода с отличными функциональными задачами. Большую значимость приобретают вопросы управления сетями и управления услугами.

Интерфейсы систем управления должны быть открытыми. Отличительными чертами подобных интерфейсов являются:

- стандартизованные протоколы (например, CMIP, SNMP, FTP, FTAM и др.);
- использование формальных языков для описания стандартизованных интерфейсов (например, CORBA, IDL, JAVA, GDMO, ASN1 и др.);
- стабильность, которая позволяет вносить только те изменения, которые будут обратно совместимы.

Основными требованиями, предъявляемыми к системам управления МСС СН, являются:

– подготовленное решение по организации управления на практике должно реализовываться в кратчайшие сроки в связи с возможностью быстрого наращивания перечня услуг в случае изменения обстановки и возможности кибератак;

– структуры открытых систем должны обеспечивать гибкость реализации и совместимость с другими решениями, высокую надёжность и как результат – качество обслуживания;

– ДЛ должно иметь возможность модифицировать программное обеспечение систем управления для реализации специфических функций и вводить новые услуги через

изменение конфигурации, с учетом требований по информационной безопасности процессов управления;

– должны быть реализованы компонентные решения, которые упростят возможности оператора по введению новых специпльзователей и функций.

Таким образом, гибкость и масштабируемость решений, закладываемых в процедуры управления МСС СН, позволят легко адаптироваться к быстро появляющимся новым технологиям и продуктам, к изменяющимся потребностям пользователей, а также к возможным атакам и воздействиям противника.

С учетом вышеизложенного определена концептуальная структура, уровни управления, процессы (задачи) управления системы управления МСС СН (рис. 2).

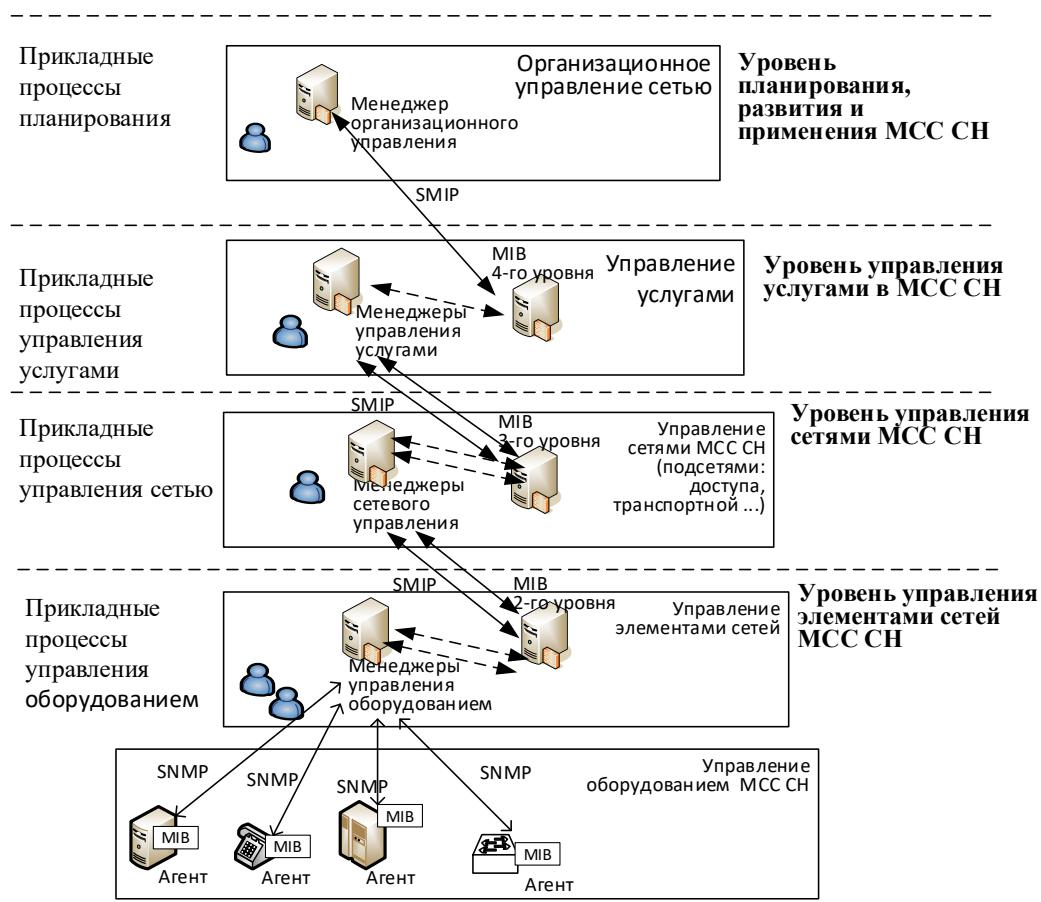


Рис. 2 - Комплексное использование технологий сетевого управления при управлении МСС СН

Основными функциями управления, которые выполняются подсистемой управления услугами, являются:

- контроль качества услуг связи (задержки пакетов, времена доставки сообщений, уровень потерь, оценка вероятности своевременной доставки и т.д.);
- распределение услуг по спецпользователям (кому, какие услуги, какого качества, параметры услуг);
- учет объема использования услуг связи отдельными спецпользователями;
- добавление и удаление спецпользователей в списки предоставляемых услуг;
- назначение сетевых адресов (если услуга предоставляется сетью) или адресов внутри службы, номеров телефонных аппаратов;
- сопровождение группы адресов или номеров.

Подсистема управления услугами (сервисами) МСС СН решает задачи управления, которые затрагивают непосредственные интересы спецпользователей, которым предоставляются эти услуги.

Управление услугами осуществляется на основе информации, которая предоставляется подсистемами управления сетями МСС СН. При этом подсистема управления услугами «не видит» детальную внутреннюю структуру каждой сети, т.е. структура каждой сети, входящей в состав МСС СН, скрыта от подсистемы управления услугами. Это означает, что маршрутизаторы, коммутаторы, автоматические телефонные станции, сервера и шлюзы IP-телефонии, системы передачи не могут непосредственно управляться из подсистемы управления услугами.

Управление услугами используется и при взаимодействии систем управления разных сетей МСС СН, например: две системы управления разными сетями обмениваются информацией по управлению для того, чтобы управлять своими взаимосвязанными сетями (межсетевое управление).

Несмотря на то, что практически единственным протоколом управления, применяемым на уровне управления сетевыми элементами, является протокол SNMP из стека протоколов TCP/IP, на других уровнях управления (сетями и услугами) его применение потребует соответствующей интерпретации параметров MIB верхних уровней управления. Кроме того, эффективность применения SNMP на уровнях управления сетью и услугами недостаточно высока, а функциональные возможности – ограничены. Все это приводит к актуальности использования на верхних уровнях управления МСС СН протоколов управления CMIP, определенных моделью управления OSI.

Данные протоколы управления (CMIP), осуществляя передачу информации управления, могут создавать экземпляры объектов управления одного и того же уровня, т.е. нет «главного» менеджера, однако из «интеллектуальности» агентов CMIP (при сравнении с SNMP-агентами) следует ответственность агентов за сбор информации на основании запросов. При этом, каждая программа-менеджер или программа-агент является достаточно «интеллектуальной». Протокол CMIP обеспечивает намного более мощные средства управления, чем протокол SNMP. Стандарты CMIS/CMIP позволяют в

рамках многоуровневой модели предлагать жизнеспособные стандарты для прикладных программ управления сетями связи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

CMIS/CMIP существенно превосходят протокол SNMP по уровню решений проблем информационной безопасности [3], имеют много функций контроля, управления и поддержки сложных инфраструктур современных сетей связи. Ориентация на объекты управления и объектно-ориентированный подход позволяет стандартам CMIS/CMIP оставаться базовыми в концепции TMN и применять их в практике управления сетями и услугами в МСС СН

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://freelance4.narod.ru/NCS.htm>
2. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб.: Питер, 2000.
3. *Зима В.М., Молдовян А.А., Молдовян Н.А.* Безопасность глобальных сетевых технологий. СПб.: СПбУ, 1999.
4. *Таненбаум Э.* Компьютерные сети. СПб.: Питер, 2002.
5. *Буренин А.Н., Курносов В.И.* Теоретические основы управления современными телекоммуникационными сетями. М.: Наука. 2011.

REFERENCES

1. <http://freelance4.narod.ru/NCS.htm>
2. Olifer V.G., Olifer N.A. Computer networks. Principles, technologies, protocols. SPb .: Peter, 2000.
3. Zima V.M., Moldovyan A.A., Moldovyan N.A. Security of global network technologies. SPb .: SPbU, 1999.
4. Tanenbaum E. Computer networks. SPb .: Peter, 2002.
5. Burenin A.N., Kurnosov V.I. Theoretical foundations of modern telecommunication networks management. M .: Science. 2011.

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ РАЗМЕЩЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В ЗАДАЧАХ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Е. Н. Зуев

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

Аннотация. В работе рассматривается применимость методов решения задач размещения устройств обслуживания к планированию сети подвижной радиосвязи специального назначения, а также осуществлена постановка задачи оптимального размещения ретрансляторов (базовых станций) с учетом некоторых условий распространения радиосигнала.

Ключевые слова: частотно-территориальное планирование; сеть радиосвязи специального назначение; зона покрытия сети радиосвязи; подвижная сеть радиосвязи.

PROBLEMAL ISSUES OF LOCATION OF BASE STATIONS IN THE PROBLEMS OF FREQUENCY-TERRITORIAL PLANNING OF MOBILE RADIO COMMUNICATION

E. N. Zuyeu

State institution “Research institute of the Armed Forces
of the Republic of Belarus” (SI “RI AF RB”), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The article considers the applicability of methods for solving the problems of placing service devices for planning a special-purpose mobile radio communication network, and also formulates the problem of optimal placement of repeaters (base stations) taking into account some conditions of radio signal propagation.

Keywords: frequency-territorial planning; special purpose radio communication network; radio network coverage area; mobile radio network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача оптимального размещения базовых станций является разновидностью *NP*-сложных задач комбинаторной оптимизации. В общем виде цель постановки задачи состоит в размещении определенного количества устройств обслуживания, которые предоставляют услуги определенного качества некоторому множеству клиентов при минимальной стоимости суммарных затрат. На современном этапе развития методов оптимизации не известны алгоритмы, обеспечивающие точное решение таких задач за полиномиальное время, равно как и не доказано, что они в принципе не существуют [1].

2. ОБЗОР МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ *NP*-ТРУДНЫХ ЗАДАЧ

Способы, используемые для повышения оперативности при решении задач класса *NP*, можно разбить на две общие категории. К первой категории относятся подходы, в которых делается попытка максимального сокращения объема перебора, хотя при этом и признается неизбежность экспоненциального времени работы. К наиболее широко используемым приемам сокращения перебора относятся методы отсечения Гомори, ветвей и границ, «неявного» перебора [2], Лагранжа [3]. Ко второй категории относятся подходы,

основанные на приеме, который можно назвать «снижение требований». Он заключается в отказе от поиска оптимального (точного) решения и нахождении вместо этого рационального (близкого к точному) решения за приемлемое время. Данный прием является эмпирико-эвристическим, поскольку он не является гарантированно точным. Однако он достаточен для повышения оперативности решения поставленной задачи в тех случаях, когда оно не может быть найдено за приемлемое время. Применение эвристических алгоритмов позволяет найти компромисс между точностью решения и временем, затраченным на его поиск.

Одним из наиболее эффективных алгоритмов, позволяющих быстро найти рациональное решение, является алгоритм роевого интеллекта [4] и его различные модификации [5], обладающие следующими положительными свойствами [6]:

гибкостью, поскольку могут быть применены для похожих разновидностей одной и той же задачи,

робастностью, так как на результат исследования не влияют различного рода выбросы, снижается их влияние и происходит исключение из выборки нежелательных результатов;

пригодны для параллельных вычислений в многопроцессорных системах.

В последние годы для решения задач класса NP применяют такие способы, как табу-поиск, имитация отжига, генетические алгоритмы [7]. Кроме того, благодаря развитию информационных технологий появилась возможность решать задачи большой размерности с использованием вычислительных средств.

В монографии [8] предложено решение задачи размещения базовых станций на основе процедуры Дэвиса – Патнема. Однако результаты вычислительных экспериментов, подтверждающие возможность и перспективность применения данной процедуры, в [8] не приведены. В [6] автор модифицировал постановку задачи оптимального размещения базовых станций [8] введением дополнительного коэффициента, учитывающего расстояние от базовой станции до клиента, и провёл соответствующие вычислительные эксперименты. Таким образом, формулировка, представленная в [8], была расширена с учетом канальной модели распространения для местности трех типов. В [9] рекомендовано для определения потерь при распространении сигнала учитывать как колебания относительно среднего уровня (медленные замирания), так и колебания относительно уровня сигнала, подверженного медленным замираниям (быстрые замирания). Отмечено, что необходим дополнительный запас уровня мощности сигнала на входе приемной антенны абонентского терминала, который определяется стандартными отклонениями сигнала по месту и времени, что напрямую влияет на надежность связи. Однако в [6] и [8] указанные характеристики потерь при распространении, несмотря на их важность, не учитываются, предлагается самостоятельно классифицировать тип местности и учесть в расчётах. Не учтены такие важные параметры, как: потери при распространении (включая затенение), изменение задержки при многолучевости, характеристика затухания, эффект Доплера, внутриканальная и межканальная интерференция. В свою очередь, вышеупомянутые параметры модели распространения сигналов зависят от местности, плотности деревьев, высоты антенны, скорости ветра, времени года.

Вследствие этого, учет всех факторов, влияющих на распространение радиоволн, является трудоемкой задачей. Поэтому для планирования СПРС зачастую применяют технологии геоинформационных систем, использующих представление информации в виде цифровых моделей местности (ЦММ). Применение ЦММ призвано улучшить качество прогноза, от которого, в свою очередь, зависит качество предоставляемой связи.

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАЗМЕЩЕНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ.

Осуществим постановку задачи оптимального размещения ретрансляторов (базовых станций) при создании сетей подвижной радиосвязи специального назначения, исходные данные которой будут учитывать отдельные параметры распространения сигналов, в частности величину напряженности электромагнитного поля для выбранных мест приема, рассчитанную с помощью ЦММ.

Постановка задачи. На заданной территории необходимо достичь минимизации количества размещаемых ретрансляторов (базовых приемо-передающих станций) при подключении к ним абонентов с обеспечением максимально возможного уровня сигнала. Другими словами, решение задачи должно соответствовать одновременно критериям достижения минимальной стоимости (опосредованно через количество ретрансляторов) и обеспечения максимального уровня напряженности электромагнитного поля.

Формализация задачи.

Пусть имеется M мест-кандидатов на размещение станций с известными координатами, N станций, K клиентов. Для каждой станции известно ограничение на суммарную ширину канала всех подключенных к станции клиентов (производительность) B_n . Задан максимальный потребляемый k -м клиентом трафик b_k . Напряженность электрического поля E_{mk} на месте k -го клиента от базовой станции, размещенной на m -м месте-кандидате, рассчитана на основе ЦММ с помощью одной из известных методик, например [10] или [11]. Если E_{mk} ниже уровня сигнала E_{tr} , необходимого для наличия устойчивой связи между клиентом и базовой станцией, то примем $E_{mk}=0$. Требуется минимизировать количество станций из N , размещаемых на местах-кандидатах M для K клиентов, максимизируя при этом суммарную напряженность электромагнитного поля E_{mk} .

Введем булевые переменные:

$$X_{mn} = \begin{cases} 1, & \text{если } n\text{-я станция размещена на } m\text{-м месте;} \\ 0, & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

$$Y_{km} = \begin{cases} 1, & \text{если } k\text{-й клиент подключен к станции, размещенной на } m\text{-м месте;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Ограничения задачи:

1. Каждый клиент должен быть подключен только к станции на одном месте-кандидате:

$$\sum_{m=1}^M Y_{km} = 1 \quad \forall k = \overline{1, K}. \quad (1)$$

2. На каждом из мест-кандидатов может быть размещено не более одной станции:

$$\sum_{n=1}^N X_{mn} \leq 1 \quad \forall m = \overline{1, M}. \quad (2)$$

3. Суммарный трафик всех клиентов, подключенных к станции, размещенной на m -м месте, не должен превышать производительность станции:

$$\sum_{k=1}^K b_k Y_{km} \leq B \quad \forall m = \overline{1, M}. \quad (3)$$

4. На месте-кандидате, к которому подключен клиент, должна быть размещена станция:

$$\sum_{1 \leq m=1}^M Y_{km} (\sum_{n=1}^N X_{mn}) = 1 \quad \forall k = \overline{1, K}. \quad (4)$$

Функция, выражающая суммарную напряженность электромагнитного поля, должна быть максимальна:

$$\Phi(X, Y) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_{mk} Y_{km} X_{mn} \rightarrow \max. \quad (5)$$

Кроме того, исходя из постановки задачи, количество станций на местах-кандидатах должно быть минимально, т.е. $N \rightarrow \min$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты вычислительных экспериментов [6] подтверждают нецелесообразность использования точных методов для решения задачи размещения в подобной постановке, а использование метода полного перебора приемлемо только при решении задач малой размерности.

Учитывая большую размерность исходных данных, жесткое ограничение временных и вычислительных ресурсов при планировании применения СПРС специального назначения, оперативное решение рассмотренной задачи оптимального размещения ретрансляторов целесообразно получать с применением эвристических методов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Neebe, A.W. An algorithm for the fixed-charge assigning users to sources problem / A.W. Neebe, M.R. Rao / Journal of the Operational Research Society. – 1986. – № 34. – Р. 1107–1113.
2. Береснев, В.Л. Алгоритм неявного перебора для задачи типа размещения и стандартизации / В.Л. Береснев // Управляемые системы. Новосибирск, Институт математики Сиб.отд. АН СССР. - Вып. 12. – С. 24-34.
3. Barcelo, J. A heuristic Lagrangean algorithm for the capacitated plant location problem / J. Barcelo, J. Casanovas / European Journal of Operational Research. – 1983. – № 15. – Р. 212-226.

4. Dorigo, M. Optimization, learning and natural algorithms (in italian) / M. Dorigo / Ph.D. dissertation, Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Milano, Italy. – 1992. – P. 140.
5. Stutzle, T. MAX-MTN Ant System / T. Stutzle, H.H. Hoos / Future Generation Computer Systems. - Vol. 16, № 8. - 2000. – P. 889-914.
6. Ермолов С.Ю. Разработка алгоритмов размещения базовых станций на основе методов оптимизации для сетей беспроводного доступа. – Самара, 2010. – 164 с.
7. Arostegui, M.A., Jr. An empirical comparison of tabu search, simulated annealing, and genetic algorithms for facilities location problems / M.A., Jr. Arostegui, S.N. Kadipasaoglu, B.M. Khumawala / International Journal of Production Economics. - 2006. - № 103. – P. 742-754.
8. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, И.В. Шахнович, С.Л. Портной. – Техносфера, 2005. – 456 с.
9. Бузов, А.Л. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учебн. пособие / А.Л. Бузов, М.А. Быховский, Н.В. Васехо и др. Под ред. д.т.н., проф. М.А. Быховского. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 376с.
10. ITU-R Recommendation P. 1546-5. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz.
11. ITU-R Recommendation P.1812-4. A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands.

REFERENCES

1. Neebe, A.W. An algorithm for the fixed-charge assigning users to sources problem / A.W. Neebe, M.R. Rao / Journal of the Operational Research Society. – 1986. – No. 34. – P. 1107-1113.
2. Beresnev, V.L. An Implicit Enumeration Algorithm for a Problem of Placement and Standardization Type / V.L. Beresnev // Controlled systems. Novosibirsk, Institute of Mathematics, Siberian Branch. Academy of Sciences of the USSR. – Issue. 12. – P. 24-34.
3. Barcelo, J. A heuristic Lagrangean algorithm for the capacitated plant location problem / J. Barcelo, J. Casanovas / European Journal of Operational Research. – 1983. – No. 15. – P. 212-226.
4. Dorigo, M. Optimization, learning and natural algorithms (in italian) / M. Dorigo / Ph.D. dissertation, Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Milano, Italy. – 1992. – P. 140.
5. Stutzle, T. MAX-MTN Ant System / T. Stutzle, H.H. Hoos / Future Generation Computer Systems. – Vol. 16, No. 8. – 2000. – P. 889-914.
6. Ermolaev S.Yu. Development of algorithms for the placement of base stations based on optimization methods for wireless access networks. - Samara, 2010 – 164 p.
7. Arostegui, M.A., Jr. An empirical comparison of tabu search, simulated annealing, and genetic algorithms for facilities location problems / M.A., Jr. Arostegui, S.N. Kadipasaoglu, B.M. Khumawala / International Journal of Production Economics. – 2006. – No. 103. – P. 742-754.
8. Vishnevsky, V.M. Broadband wireless networks of information transmission / V.M. Vishnevsky, A.I. Lyakhov, I.V. Shakhnovich, S.L. Tailor. – Technosphere, 2005 – 456 p.
9. Buzov, A.L. RF spectrum management and electromagnetic compatibility of radio systems. Training manual / A.L. Buzov, M.A. Bykhovsky, N.V. Vaseho et al. Ed. Doctor of Technical Sciences, prof. M.A. Bykhovsky. – M.: Eco-Trends, 2006 . – 376s.
10. ITU-R Recommendation P. 1546-5. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3,000 MHz.
11. ITU-R Recommendation P.1812-4. A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

Сборник трудов

*XXVII Международной научно-технической конференции,
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)*

Том 4

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 24.09.2021. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 25,2. Тираж 50. Заказ 516

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**