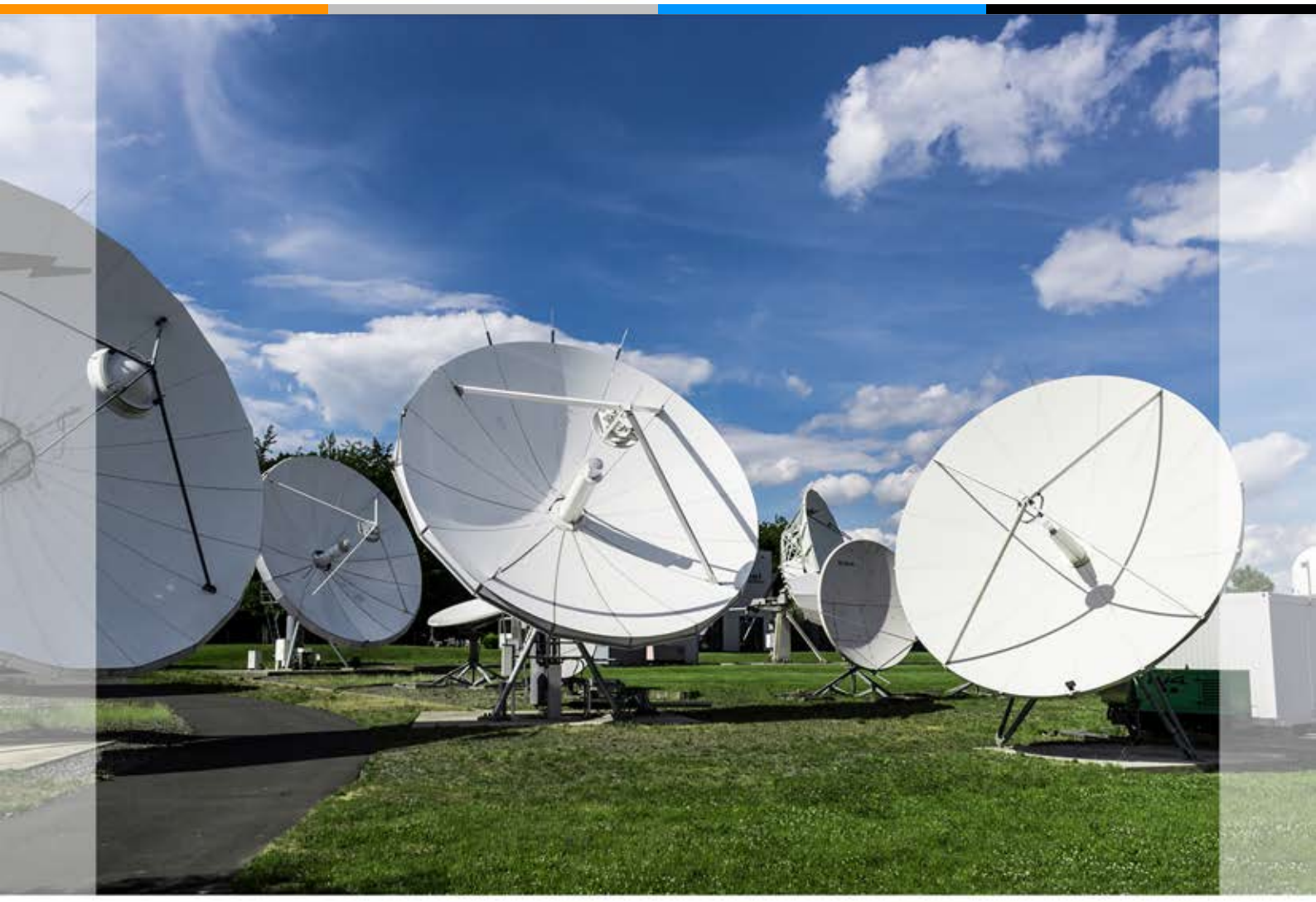


RLNC*2019

16–18 апреля 2019 г.

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова.

Том 5

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

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.)

Т о м 5

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2019

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2019.
ISBN 978-5-9273-2774-4

Т. 5. – 2019. – 470 с.
ISBN 978-5-9273-2779-9

В сборник вошли материалы XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019), посвященной 160-летию со дня рождения А. С. Попова. 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

© Воронежский государственный университет, 2019
© АО «Концерн «Созвездие», 2019
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2019

ISBN 978-5-9273-2779-9 (т. 5)
ISBN 978-5-9273-2774-4

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ВОЛНОВОДНЫЕ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА – НОВЫЙ ТИП ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, Д. А. Усанов. 1

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И МАТЕРИАЛЫ В ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКЕ: СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ
А. С. Багдасарян, Ю. В. Гуляев.....12

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДАРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ
К. В. Андреев, А. А. Воронин, Д. Ю. Карасев, А. Н. Леухин, А. А. Петухов. 26

НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ
В. И. Борисов. 35

НАУЧНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ ОБЩЕСТВА В РАМКАХ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИОРИТЕТОВ НАУЧНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РАЗВИТИЯ РОССИИ
А. А. Зацаринный.....43

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

МЕТОД ЗАЩИТЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, А. Ю. Живодерников, Ю. В. Ковайкин.....53

АНАЛИЗ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
М. А. Гудков, О. С. Лаута, С. М. Одоевский. 58

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ
В. Д. Ле, В. И. Парфенов. 63

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СХЕМ ЗАХВАТА СИГНАЛОВ С ППРЧ
В. Е. Прохоров. 71

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ АБОНЕНТОВ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ С РОКАДНЫМИ СВЯЗЯМИ ВНУТРИ И МЕЖДУ БАЗОВЫМИ СЕГМЕНТАМИ
А. А. Коробков, И. В. Реджепов, В. Е. Тоискин. 86

АНАЛИЗ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ УГРОЗ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИИ
А. А. Курило, О. М. Лепешкин, А. С. Шуравин. 90

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ
Д. А. Иванов, М. А. Коцыняк, А. Ю. Талденко. 94

ВОЗДЕЙСТВИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ПРИЕМНИК С ВХОДНЫМ ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ
И. Н. Маснев, Г. С. Нахмансон. 99

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ВНЕДРЕНИЯ И АТАК
Т. В. Арутюнян, Д. А. Кошелев. 106

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ОБЛАЧНЫХ И ТУМАННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ВОЕННОСЛУЖАЩИХ
Д. А. Кошелев, Т. В. Тимченко. 114

ВЫСОКОСКОРОСТНОЕ УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ С ИНТЕРФЕЙСОМ 100GB ETHERNET
А. А. Гармаш, Е. А. Гузняева, Н. И. Каргин, В. А. Клоков, Е. Б. Рослый. 124

ЗОНДИРОВАНИЕ КАНАЛА И АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В ПРОЦЕССЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО КВ КАНАЛУ
В. В. Егоров, М. Л. Маслаков. 136

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ДЕКОДЕРА ПО АЛГОРИТМУ С ПРОВОКАЦИЕЙ СТЕРТОГО ЭЛЕМЕНТА
М. А. Дамдам. 142

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕГМЕНТА СЕТИ ОПЕРАТИВНОЙ СВЯЗИ ФИКСИРОВАННОЙ ТОПОЛОГИИ
А. А. Гладких, С. Д. Данилов, Р. В. Климов. 147

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ
Т. М. Печень, Я. В. Поздняков, А. В. Сугако. 152

ИТЕРАТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ БЛОКОВЫХ КОДОВ
А. С. Аль-Месри. 160

К ВОПРОСУ О КВАЛИМЕТРИЧЕСКОМ ОЦЕНИВАНИИ ХАОТИЧЕСКИ ФУНКЦИОНИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ
И. В. Дементьев, В. Ф. Свердел, Д. Ю. Чаркин. 166

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ КВАЗИИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ДЕКОДЕРОМ ПРИ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ
Е. К. Карпухина, С. М. Наместников, Н. Ю. Чилихин. 177

КОРРЕЛОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОКОННОГО СГЛАЖИВАНИЯ И БИНАРНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ
А. В. Машков, В. Н. Якимов. 183

ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКАЯ КОГНИТИВНАЯ КАРТА ДЕКОДЕРА С НАВИГАЦИЕЙ
А. В. Борщевский, А. А. Гладких, Н. А. Пчелин. 192

МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ БИНАРНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОСНОВАННЫЙ НА АЛГОРИТМЕ ФАКТОРИЗАЦИИ МНОГОЧЛЕНОВ В GF(2)
В. И. Безродный, А. Н. Леухин. 199

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОДСИСТЕМ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк. 205

МЕТОДИКА ПРОВЕРКИ ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ НА НАЛИЧИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА
Т. Ю. Алмаев, О. М. Лепешкин. 210

МЕТОДЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЧАСТОТ СИГНАЛА С ППРЧ
Е. В. Григорьев. 217

МИНИМИЗАЦИЯ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ РЕСУРСОВ ПЛИС ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ МОЩНЫХ ПОМЕХ
А. Г. Студеникин. 230

МОДЕЛИРОВАНИЕ АППАРАТНОГО ОКРУЖЕНИЯ РАДИОКАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. Ф. Свердел. 239

МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА КИБЕРФИЗИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ
Т. В. Белякова, О. С. Лаута, Е. А. Хохлачева. 247

МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ
И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян, И. А. Сахаров.....252

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ЛВС
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, А. В. Дидиченко, Д. Г. Дубовой, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов. 257

О СТРУКТУРЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ШУМОВ
А. Г. Ильин, В. С. Юнусова. 263

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Ю. Э. Корчагин, А. О. Липатов, М. А. Смолина.....270

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ РЛС С ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ
А. А. Веселков, В. П. Лихачев, В. В. Семенов. 278

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РЕАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
М. А. Евсеев. 284

ОПТИМИЗАЦИЯ СПЕКТРА ШПС ДЛЯ РАДИОКАНАЛОВ, ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТРУКТУРНЫХ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ
А. В. Сезин.....290

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРЕТО
А. В. Бусыгин, А. К. Кочешков, С. М. Одоевский. 295

ОТ ПРОТОКОЛА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ ДИФФИ-ХЕЛЛМАНА К ПОЛНОСТЬЮ ХЕШИРОВАННОМУ ПРОТОКОЛУ МЕНЕЗИСА-КЬЮ-ВАНСТОУНА
Б. Н. Воронков. 303

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОМ ПРИЕМНИКЕ
А. А. Веселков, В. П. Лихачев, Н. Ч. Нхан. 309

ОЦЕНКА ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СИГНАЛА ПО СЖАТЫМ ДАННЫМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ COMPRESSIVE SENSING
Д. Ю. Голованов, В. И. Парфенов. 315

ОЦЕНКА ЗАЩИЩЕННОСТИ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ОСНОВЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПОЛНЕНИЯ РЕГЛАМЕНТА БЕЗОПАСНОСТИ
М. О. Лепешкин, Р. К. Шостак, А. С. Шуравин. 326

ОЦЕНКА СВОЕВРЕМЕННОСТИ ДОСТАВКИ ЦЕЛЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В ВИРТУАЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 331

ОЧИСТКА ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОЙ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ
И. С. Киреев, М. Г. Уланский. 337

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ НАБЛЮДЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СЦЕН НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ДОМИНАНТНОЙ ИНФОРМАЦИИ
А. И. Бобровский, А. В. Морозов, А. К. Цыцулин. 342

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ КОДОВ В СИСТЕМЕ КОГЕРЕНТНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
Д. В. Ганин, Г. М. Тамразян. 350

ПИРАМИДАЛЬНАЯ ФОРМА ПОСТРОЕНИЯ МНОГОСКОРОСТНОГО АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА
А. Ю. Линович. 356

ПОВЫШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА СИГНАЛА СВОБОДНОГО ОТ ГАРМОНИК ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С ЧИСЛОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ
И. Е. Кащенко. 368

ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ
Л. И. Аверина, А. Ю. Лафицкий, Ю. Н. Прибытков. 375

ПОГРАНИЧНЫЕ АНОМАЛИИ В ЗАДАЧАХ ПРИЕМА СИГНАЛОВ
А. В. Зюльков. 382

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОМ КОМПЛЕКСЕ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев, В. А. Середа. 386

ПРИМЕНЕНИЕ КОГНИТИВНОЙ МЕТАФОРЫ ПРИ ПОСТРОЕНИИ СИСТЕМ «РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ
А. А. Гладких, А. В. Меновщиков. 393

ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ НЕДВОИЧНЫХ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ КОДОВ ДЛЯ ЗАШУМЛЕНИЯ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. В. Шахтанов. 398

ПРИМЕНЕНИЕ ЭНТРОПИЙНОГО ПОДХОДА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ С ТИПОВЫМИ ПРОТОКОЛАМИ НА БАЗЕ КОНЕЧНЫХ МАРКОВСКИХ ЦЕПЕЙ
А. А. Коробков, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 407

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
А. В. Веденеев..... 414

ПРОБЛЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРИОРИТЕТНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РАЗНОРОДНОГО ТРАФИКА В СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Л. В. Воробьёв, В. Н. Обердерфер..... 423

Том 2

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

ПРОХОЖДЕНИЕ В СЕТИ СВЯЗИ ПОТОКОВОГО ТРАФИКА С ДВУМЯ И БОЛЕЕ ОПЕРАТОРАМИ, ИМЕЮЩЕГО ПРИОРИТЕТНЫЙ КЛАСС
А. А. Сенокососов, Е. Н. Чапурин, Д. А. Чепрасов. 1

РАБОТА ДЕКОДЕРА НА ОСНОВЕ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ПОДХОДА
Б. А. Саид..... 6

РАЗРАБОТКА ПРАВИЛ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА ПКМЦ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ПРОЦЕСС ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 10

РАНГОВЫЙ КРИТЕРИЙ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА ЛЧМ-ИОНОЗОНДА
А. Е. Недопекин. 17

РАСЧЕТ ЖИВУЧЕСТИ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Г. В. Бурло..... 24

РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С ПОМОЩЬЮ ВРЕМЕННОГО УПЛОТНЕНИЯ СИГНАЛОВ
Г. В. Никонова, А. С. Фатеева. 31

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ЭФФЕКТИВНОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ БЕЗОПАСНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ
Т. В. Белякова, Э. А. Бударин, И. В. Карасев. 40

СОВМЕСТНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ И ПОЛОЖЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО МАКСИМУМА РЕАЛИЗАЦИИ СТАЦИОНАРНОГО ГАУССОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА
А. В. Зюльков. 45

СОКРАЩЕНИЕ ПАМЯТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ ЛОГАРИФМОВ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА GF(P^2M)
В. В. Квашенников. 51

СПОСОБ ПЕРЕЗАПИСИ БИНАРНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
В. Е. Крехов, Е. В. Крехов, И. В. Крехов. 57

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ШИФРКЛЮЧЕЙ ДЛЯ СКЗИ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков. 69

СПОСОБЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦАР
Н. А. Кунаева, В. И. Парфенов. 74

СРАВНЕНИЕ СОЗВЕЗДИЙ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВИДОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПО ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ НА СИМВОЛ И НА БИТ
Ю. В. Алышев, М. Б. Мещерякова, Б. И. Николаев. 86

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКОВ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ ГЛУБОКИХ ИНС
А. Б. Муравник. 96

УЯЗВИМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
А. В. Веденеев. 102

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ
Т. В. Белякова, М. А. Гудков, Н. В. Сидоров. 108

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ, АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
К. С. Калашников, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов. 112

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА, ИСКАЖЕННОГО МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХОЙ, ПРИ СОВМЕСТНОМ РАЗЛИЧЕНИИ – ОЦЕНИВАНИИ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА
А. В. Захаров, В. К. Маршаков..... 123

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНОГО БЕЛОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА
В. И. Костылев, Ю. С. Левицкая. 138

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СОВМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТА С ЭТАЛОНОМ
Д. Ю. Дронов, С. А. Карпов, Е. А. Самойлин, К. Е. Скугоров. 150

АППРОКСИМАЦИЯ ПОЛИГОНОВ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБРАЗА ПОЛИНОМИАЛЬНЫМИ СПЛАЙНАМИ
Л. П. Коротких, А. В. Лубенцов. 157

ВЫДЕЛЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ И СМАЗАННЫМ СНИМКАМ МЕТОДОМ ГИСТОГРАММНОГО АНАЛИЗА
А. А. Васильченко, Г. А. Коптелов, Д. В. Савкин. 163

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МНОГОПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПЕРЕНОСА ГРАДИЕНТОВ И ЦВЕТОВОГО СИНТЕЗА
В. С. Конов, В. В. Шипко. 172

О НЕКОТОРЫХ СПОСОБАХ ОЦЕНКИ АНИЗОТРОПИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
О. А. Машарова, Ю. С. Радченко. 181

ПРИМЕНЕНИЕ ЛЕСТНИЧНОГО СПОСОБА ШИФРОВАНИЯ ПРИ СКРЫТИИ ИНФОРМАЦИИ В ИЗОБРАЖЕНИИ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов. 190

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАЦИОННОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ С АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ
И. Ю. Давыдов, Д. В. Климов, Р. В. Климов, Н. В. Маркеева..... 198

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПРИЗНАКАМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ
И. В. Зимин, А. А. Копылов, Е. Г. Паринов. 202

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

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ СХЕМ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА
Д. В. Мокринский, А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал. 212

ВЫРАВНИВАНИЕ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СИГНАЛУ И ПОМЕХЕ ПРИ ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ МАНИПУЛЯЦИИ
Е. О. Хабаров. 218

ЗАВИСИМОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ СВЯЗИ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОЛИНИИ С ДИФФУЗНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ ОТ ВЫБОРА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ
Д. П. Киселев, В. П. Пашинцев, М. А. Сенокосов, А. Д. Скорик. 227

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАЩИЩЕННОСТИ МОБИЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ
И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров. 239

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАДИОКАНАЛАХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ
Д. С. Махов, О. А. Финько. 245

МЕТОД БЫСТРОЙ ПЕРЕДАЧИ МНОГОРАЗРЯДНОГО ЦИФРОВОГО ВИДЕО С НАНО БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Е. П. Петров, Е. Д. Ржаникова, Н. Л. Харина. 258

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ УВЕЛИЧЕНИИ ЕЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПОСРЕДСТВОМ СТРУКТУРНОГО РАСШИРЕНИЯ
Ю. А. Тамм. 267

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ МИНИМАЛЬНО НЕОБХОДИМЫХ УСЛОВИЙ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ТРАНСПОРТНОГО ЯДРА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В ПРОЦЕССЕ ЕЕ РАЗВИТИЯ
Ю. А. Тамм. 271

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. Е. Потапов. 275

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСОВ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ РЕСУРСОСБЕРЕГАЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЙ
В. И. Курносов, А. В. Шестаков. 281

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ШАБЛОНОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЦЕНТРА ПОДВИЖНОГО УЗЛА СВЯЗИ НА МЕСТНОСТИ
С. В. Козлов, К. Г. Чупраков. 293

МЕТОДИКА СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
В. П. Пашинцев, В. А. Цимбал, А. Ф. Чипига. 305

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСУ С ДИСКРЕТНЫМ ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ И ВЕРОЯТНОСТНЫМ КАНАЛОМ СВЯЗИ С БПЛА
А. А. Журавлев, М. Н. Ивлиев, С. В. Куцов, С. Ю. Панов. 312

МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА КИБЕРФИЗИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ
Т. В. Белякова, О. С. Лаута, Е. А. Хохлачева. 320

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ
Ю. С. Ионенков. 325

О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ
Ч. Т. До, Г. В. Куликов, З. В. Нгуен. 334

ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ РАЗДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНО ЗАВИСИМЫХ СИГНАЛОВ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ПЕРЕНАСЫЩЕННЫХ СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ
Д. Л. Бураченко, Е. В. Лебеда, Н. В. Савищенко, А. К. Скворцов. 342

ОРГАНИЧЕСКИ НАДЁЖНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. В. Мержвинский, Б. М. Попов. 351

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО УЧАСТКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ ЕЕ СТРУКТУРНОМ РАСШИРЕНИИ
Н. Ф. Бух-Винер, Ю. А. Тамм. 357

ОЦЕНКА КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕДСКАЗАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ARIMA
А. Ю. Савинков. 361

ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ НАЗЕМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. Н. Гнездилов, А. С. Щеголеватых. 367

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ, ОПИСЫВАЕМЫМИ ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛЬЮ
Д. Л. Бураченко, Е. В. Лебеда, Н. В. Савищенко, А. К. Скворцов. 382

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНОГО МЕТОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ СВЯЗНОСТИ РАДИАЛЬНО-УЗЛОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ С РОКАДНЫМИ И ПЕРЕКРЕСТНЫМИ СВЯЗЯМИ
К. И. Гвозд, И. В. Реджепов. 393

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА БОУЗА-ЧОУДХУРИ-ХОКВИНГЕМА
И. С. Киреев, М. Г. Уланский. 402

СИСТЕМА OFDM-QPSK ДЛЯ КАНАЛА С ПАМЯТЬЮ
В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов. 413

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ
А. Н. Асосков, И. И. Малышев, А. И. Мордовин. 423

Том 3

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

ФАЗОВЫЕ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ ЗАДЕРЖКИ В ОДНОЧАСТОТНОЙ И ДВУХЧАСТОТНОЙ АППАРАТУРЕ, РАБОТАЮЩЕЙ ПО СИГНАЛАМ ГНСС
А. В. Гребенников, К. А. Куличков, Н. С. Куличкова. 1

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА ПРИ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ С УЧЕТОМ КВАДРАТУРНОГО ДИСБАЛАНСА
Л. И. Аверина, О. В. Бугров. 7

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ГРАНИЦ ПРИМЕНИМОСТИ ГИПОТЕЗЫ О БЛОКАХ
А. В. Борисенков, Д. В. Суханов. 15

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ТРОПОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗЛИЧНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
Л. И. Аверина, А. С. Малев, Д. Ю. Чаркин, Е. В. Аверина. 19

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

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРСОНАЛЬНОГО ДОСМОТРА
А. В. Журавлев. 28

ПАССИВНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕГО ЗОНДИРОВАНИЯ
С. М. Гудков, В. К. Клочко, Х. К. Нгуен. 41

СИНТЕЗ ЭЛЕМЕНТОВ ТРОИЧНОЙ ЛОГИКИ НА ОСНОВЕ ОБЪЕМНОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО ОРГАНИЧЕСКОГО RGB ДИОДА
А. М. Бобрешов, Е. В. Золотухин, А. Г. Кошелев. 51

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

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ОПТИМИЗАЦИИ СУРРОГАТНЫХ КВАДРАТИЧНЫХ ФУНКЦИЙ КАЧЕСТВА
А. А. Монаков.....68

АДАПТИВНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА В СЛЕДЯЩЕЙ АМПЛИТУДНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС
Н. А. Файзулин, И. Е. Чухломин. 82

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов. 102

БОРТОВАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА
А. П. Климова, А. А. Комаров. 116

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИСТРЕБИТЕЛЯ F-22 RAPTOR
Д. В. Амбросов, В. А. Кузнецов. 126

ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН
В. А. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева, Э. И. Шустов.....138

КОМБИНИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В ПРОСТРАНСТВЕ ИЗМЕРЕНИЙ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НА УКВ РЛС
Б. И. Всеволод, И. П. Назаренко, С. М. Савельев, А. И. Стучилин, Э. И. Шустов, А. В. Щербинко. 141

КОНСТРУКЦИЯ ТЕРМИНАЛА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ KU- ДИАПАЗОНА
М. А. Донских, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, К. С. Сафонов. 153

МАКЕТ МАЛОГАБАРИТНОЙ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ НА МУЛЬТИКОПТЕРЕ
А. В. Дмитриев, Д. С. Жарков, А. С. Половинкина, И. М. Ярцев. 164

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КОМПЕНСАЦИОННЫХ КАНАЛОВ ИНТЕГРИРОВАННЫХ В РАСКРЫВ КРУГЛОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРОХОДНОГО ТИПА
Р. В. Калашников, А. М. Лаврентьев. 181

МЕТОДИКА ВЫБОРА ТИПА ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ПОРОГА ДЛЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛА С ЛЧМ ПРИ ЗАДАННОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ
С. А. Зайцев, А. М. Лаврентьев. 191

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ АФАР
В. И. Гриднев..... 201

МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ И ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА
Е. С. Перевозов. 210

НАКОПЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ОТ ЦЕЛЕЙ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ЛОКАЦИИ «НА ПРОСВЕТ»
В. А. Гребенник, А. И. Назаров, И. В. Перцев, А. Б. Силантьев, Д. Д. Узденов. 216

О ПЕРСПЕКТИВАХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СОВРЕМЕННЫХ ДОСТИЖЕНИЙ ИОНОСФЕРНОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВОССОЗДАНИИ ЗГ РЛС ЭШЕЛОНА СПРН
А. О. Щирый. 226

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ
В. С. Костенников, Г. С. Нахмансон, А. О. Шмойлов. 235

ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РАДИОЛОКАТОРЕ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА
К. Н. Чугай. 240

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ МЕТОДЕ ЗОНДИРОВАНИЯ
Р. А. Воробьев, Д. А. Черепанов..... 245

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВАХ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов, А. Н. Мороз. 253

ОТОЖДЕСТВЛЕНИЕ ПЕЛЕНГОВ В УГЛОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ДЕЦЕНТРАЛИЗАЦИИ
Ю. Г. Булычев, А. Г. Кондрашов, А. А. Мозоль. 261

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНЫХ ТРАЕКТОРИЙ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ
Д. С. Акиньшин, Г. С. Нахмансон. 273

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ ПРИНЯТЫХ СИГНАЛОВ
В. А. Белокуров. 279

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ СО СЛУЧАЙНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ
В. В. Родионов. 284

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ МИНИМАЛЬНЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ РЕСУРСАМИ НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Е. П. Петров, Н. Л. Харина. 294

ПРИМЕНЕНИЕ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д» ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ПО БИСТАТИЧЕСКОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ В Р-ДИАПАЗОНЕ
О. В. Горячкин, Д. В. Лучин, И. В. Маслов. 305

ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ АЭРОКОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РНС
С. Ю. Сысуев, А. А. Филиппов. 311

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОБЪЕКТОВ
К. В. Татаренков. 318

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА В КАЧЕСТВЕ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Л. А. Овчаренко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов... 323

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РАДИООРИЕНТИРОВ
А. Д. Виноградов, Л. А. Минин, Е. Ю. Морозов, С. Н. Ушаков..... 337

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов. 345

СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКВИВАЛЕНТ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КАДРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
М. Ю. Нестеров..... 356

ТРЕБОВАНИЯ К БОРТОВОМУ КОМПЛЕКСУ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА В ЧАСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С РАДИОЛОКАТОРОМ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Е. Г. Спиридонов, А. В. Унковский. 361

ФОРМИРОВАНИЕ МАТРИЦЫ МНОГООБЗОРНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ В СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ХАФА
А. В. Голубев, Ж. С. Олим, А. Б. Силантьев, К. А. Фернанду. 367

ФУНКЦИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ, РАСПРОСТРАНЯЮЩЕЙСЯ ВДОЛЬ ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД, В УРАВНЕНИИ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАТОРА
А. А. Бархоткин, А. И. Кошелев, А. М. Парменов..... 376

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

АДАПТАЦИЯ КАДРОВОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ ОРБИТАЛЬНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
А. И. Бобровский, Д. Л. Горшанов, А. В. Девяткин, А. В. Морозов, В. А. Павлов, А. К. Цыцулин. 390

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ВОС СИГНАЛОВ
А. В. Алышев, П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный. 395

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА НЬЮТОНА-РАФСОНА В ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТОМЕТРИИ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов. 403

ДИНАМИЧЕСКОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. К. Васильев, Л. Ю. Королев. 412

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, А. В. Савин. 419

ИНФОРМАЦИОННО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В. В. Барановский, М. В. Барановский. 424

Том 4

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ В ПОМЕЩЕНИИ ПО СИГНАЛАМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Д. В. Царегородцев, А. А. Чугунов. 1

КОМБИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
А. А. Монаков..... 8

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РЕПЕРНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
А. Д. Виноградов, А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев.....17

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ МЕТОДОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМЕ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ ВОЕННОЙ АВИАЦИИ
А. В. Коровин.....33

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ГИБРИДНЫМ ПРИВОДОМ МЕХАТРОННОЙ СИСТЕМЫ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КИНЕМАТИКИ
В. В. Кузнецов. 37

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОГО СУДНА В ПОЛУАКТИВНОЙ СИСТЕМЕ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ПРИЕМНЫХ ПОЗИЦИЙ ПО ЗАПРОСНОМУ СИГНАЛУ
Н. С. Волков, В. В. Кирюшкин, А. М. Медведев. 46

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ ЗА СЧЁТ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
А. Ю. Былдин, В. Н. Жураковский. 55

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. В. Киселев, М. Ю. Селин, Г. К. Усков. 60

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ В ПРОЦЕССЕ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА.
Л. П. Вечканов, А. С. Гуторов, А. Е. Кукин, А. Н. Пифтанкин, М. Н. Суетин. 65

ПРОБЛЕМЫ ИНТЕГРАЦИИ МАГНИТНЫХ ДАТЧИКОВ В НАВИГАЦИОННУЮ СИСТЕМУ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МАЛОГО КЛАССА
Д. Д. Ишутин, Д. А. Ишутин, Д. В. Степанов. 81

ПРОЯВЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН НА ИНТЕРФЕРОГРАММАХ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ В МЕЛКОМ МОРЕ
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий. 87

РЕАЛИЗАЦИЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ОТСУТСТВИЕ ИНФОРМАЦИИ О ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ВОЛНОВОДА
Е. С. Казначеева, Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, С. А. Переселков. 97

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЯ ПСЕВДОДАЛЬНОСТЕЙ ДО НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ПРИ ОДНОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ДВУМЯ РАЗНЕСЕННЫМИ В ПРОСТРАНСТВЕ ПРИЕМНИКАМИ
А. В. Коровин, Д. И. Савин. 107

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВЕДЕНИЯ НА ДВИЖУЩУЮСЯ ЦЕЛЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА
Ю. О. Жуков, А. А. Костоглотов, А. А. Кузнецов, С. В. Лазаренко. 113

СРЫВ В СИСТЕМЕ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС ПРИ РАБОТЕ В РАЙОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Н. Д. Голомазов, В. А. Миронов, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис. 118

ТОЧНОСТЬ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ЗОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛНС
Н. Д. Голомазов, В. А. Миронов, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис. 126

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
Д. В. Костин, В. Д. Лукьянчиков, М. И. Паршин, А. А. Чаплыгин. 134

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ВИДА ГЛАДКИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ВЫБОРА ФОРМЫ ИМПУЛЬСА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
С. Ю. Иванов, А. А. Смирнова. 144

ВОЛНОВЫЕ ПРОЦЕССЫ ВО ФРАКТАЛЬНОЙ СРЕДЕ
А. В. Костин. 154

ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЙ ХАОС В СВЯЗАННЫХ ВЧ-ГЕНЕРАТОРАХ
С. П. Кузнецов, Е. П. Селезнев, Н. В. Станкевич. 158

КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ФАЗЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
М. С. Войнаровская, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов. 165

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ
С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова. 175

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЕМА ПАЧКИ СШП ИМПУЛЬСОВ
А. В. Андриянов. 185

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ
Т. В. Попова, П. А. Трифонов. 191

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ВЫСОКОТОЧНОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА
Т. В. Попова, П. А. Трифонов. 204

ТЕКСТУРЫ, ФРАКТАЛЫ, ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ И МЕТОДЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ В РАДИОФИЗИКЕ И РАДИОЛОКАЦИИ: 40 ЛЕТ НАУЧНЫХ РАЗРАБОТОК
А. А. Потапов. 214

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ХАОС В НЕАВТОНОМНОМ ОСЦИЛЛЯТОРЕ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ
Д. А. Крылосова, Е. П. Селезнев, Н. В. Станкевич. 243

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

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
А. С. Артюх, Н. В. Поваренкин, Н. К. Третьяков. 247

АНТЕННА МОБИЛЬНОГО КОНТРОЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО МОНИТОРИНГА ПОДКОНТРОЛЬНЫХ ЛИЦ
О. А. Андреева..... 260

БИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ
А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 267

ВАРИАНТ ПОДАВИТЕЛЯ SIC LATTICE REDUCTION ДЛЯ СХЕМЫ V-BLAST MIMO
Е. В. Гончаров. 272

ВЛИЯНИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ
Н. О. Левенков, Ж. В. Шапошникова. 279

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ИМПЕДАНСНЫМ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМ СЕГМЕНТОМ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ
В. В. Ахияров. 287

ДИФРАКЦИЯ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ И ПОЛУПРОЗРАЧНОМ ЭКРАНЕ ПРИ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ПАДАЮЩЕГО ПОЛЯ
В. В. Ахияров. 295

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ МЕТАСТРУКТУР С КИРАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ
В. М. Баннов, Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, О. В. Осипов. 305

МЕТОД КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ ГИБРИДНОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ
С. В. Землянский, Д. С. Махов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий..... 315

МЕТОД СИНТЕЗА РАЗРЕЖЕННОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ АФАР С ЗАДАННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ЗАПОЛНЕНИЯ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
В. В. Задорожный, Л. И. Стрельченко, С. А. Стрельченко. 330

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ФАЗОВЫХ ЦЕНТРОВ ГРУПП ПОДРЕШЕТОК
В. В. Задорожный, С. Е. Мищенко. 340

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ОБЪЕКТАХ В ВИДЕ УСЕЧЁННЫХ КОНУСОВ
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев. 350

НАКЛОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ В УСЛОВИЯХ МАГНИТНОЙ АКТИВНОСТИ В СЕНТЯБРЕ 2017 Г.
Ф. И. Выборнов, А. В. Першин, В. П. Урядов. 361

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
А. А. Безуглов, Д. Ю. Елисеев, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий. 369

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА ЧЕРЕЗ МАГНИТОАКТИВНЫЕ СРЕДЫ
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков. 381

ОГРАНИЧЕНИЯ НА ЭНЕРГИЮ ИЗЛУЧЕНИЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА В РЕЖИМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ
А. А. Волков, П. А. Трифонов. 393

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ АНТЕНН
И. Н. Медведев. 400

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАДИОСТАНЦИЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов. 404

ОЦЕНКА МЕТОДА РАСЧЁТА ИПХ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ КРУГЛОЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ
А. М. Бобрешов, Н. И. Кащеев, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Н. С. Скулкина, Г. К. Усков. 409

ОЦЕНКА НАВОДИМОГО В НАГРУЗКЕ ВИБРАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПРИЕМЕ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ
А. П. Алимов, Р. В. Антипенский, А. А. Волков. 417

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО АЗИМУТУ ИЛИ УГЛУ МЕСТА ПЛОСКИМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ФОРМЫ
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков. 423

Том 5

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

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
И. А. Кирпичева, А. В. Останков..... 1

ПЕЛЕНГАЦИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНСАМБЛЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
С. В. Козлов, К. В. Ле. 8

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МАКСИМАЛЬНЫХ ПРИМЕНИМЫХ ЧАСТОТ МОДОВ 1F2 И 2F2 В ГОРИЗОНТАЛЬНО-НЕОДНОРОДНОЙ ИОНОСФЕРЕ
KH. PH. Kieu, GI. MI. Nguyen, HU. HO. Nguyen, А. А. Амелин. 15

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФОРМОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ
А. М. Бобрешов, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 24

ПРИМЕНЕНИЕ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ВИВАЛЬДИ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МАТЕРИАЛЬНЫХ СРЕД И ОБЪЕКТОВ
Е. Л. Шошин. 31

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ФРОНТА СВЕРХЗВУКОВОЙ УДАРНОЙ ВОЛНЫ В ПЛАЗМЕ СПУСКАЕМОГО АППАРАТА
Е. Н. Злыднев, В. И. Тамбовцев, В. К. Усачев. 39

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ, ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ЛЬДА
В. В. Ахияров..... 48

СИНТЕЗ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР С КОНТРОЛИРУЕМОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ МЕТОДОМ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ
А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, М. П. Ряполов, Е. А. Сбродов, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 54

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ АКТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. С. Артюх, Н. В. Поваренкин. 61

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА, ВОЗНИКАЮЩИХ В СИСТЕМЕ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ, ДЛЯ РАДАРОВ С ФАР НА БАЗЕ КОМПАКТНОГО ПОЛИГОНА.
А. Е. Дорофеев, И. Е. Макушкин. 74

ТОНКОПРОВОЛОЧНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ЗЕРКАЛЬНО-ПОВОРОТНОЙ СИММЕТРИЕЙ
Д. А. Куприянов, А. Г. Майоров, С. В. Морозов, Д. П. Табаков. 82

УГЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТ НЕОДНОРОДНОГО СЛОЯ ДИЭЛЕКТРИКА
Я. М. Кузнецов, Д. Н. Панин. 89

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН С ПОДЛОЖКАМИ НА ОСНОВЕ БИАНИЗОТРОПНЫХ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, О. В. Осипов, Ю. В. Соколова.....98

ШИРОКОПОЛОСНАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ АНТЕННА
А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....104

ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА П-ВОЛНОВОДЕ
Г. Ф. Заргано, В. В. Земляков, А. О. Пелевин.....109

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ
Г. Г. Вертоградов, В. Г. Вертоградов, Е. Г. Чайка. 116

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

АЗИМУТАЛЬНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИДИСТАНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко. 134

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ И ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ МАНЕВРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПО ЧАСТОТНО-УГЛОМЕРНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ
Э. А. Кирсанов, С. А. Колесников. 145

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА БИТА В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА ФОНЕ ХАОТИЧЕСКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ С ПОСТОЯННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ РАДИОИМПУЛЬСА
В. В. Михалёв, А. В. Петров..... 155

ДЕВИАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАЗВИТИЯ СОБЫТИЙ В СЕТИ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ
А. С. Дубонос, С. И. Кузнецов, А. А. Куренков, Д. Н. Михайлец. 163

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАТУХАНИЯ НА ВОДОК В ТОКОПРОВОДЯЩЕЙ ЛИНИИ ВБЛИЗИ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. В. Усков. 167

ОБНАРУЖЕНИЕ И ПЕЛЕНГОВАНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
М. Л. Артемов, О. В. Афанасьев, О. А. Машарова. 172

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СТАНДАРТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ IEEE 802.11N
О. Н. Завалишина, А. О. Липатов, К. Д. Титов. 183

ПОСТРОЕНИЕ МЕАНДР-ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ
П. А. Глинка, С. В. Козлов. 194

ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА КОНТЕЙНЕРНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ КОРАБЕЛЬНОГО ВЕРТОЛЕТА
С. А. Мочалов, Д. Н. Швыряев. 199

УЛЬТРАЗВУК В ОФИСНОЙ СВЯЗИ: СЛУЖЕБНЫЕ КАНАЛЫ И ПОДАВЛЕНИЕ ДИКТОФОНОВ
Г. Д. Асяев, В. Н. Багаев, Б. Б. Саидов. 207

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВИАЦИОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА ИХ СИГНАЛОВ
Г. А. Газарбекьян, А. А. Строцев, М. В. Шаповалов. 212

АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА КАСКАДНО-ВКЛЮЧЁННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА АКТИВНЫХ ДВУХПОЛЮСНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ
А. А. Головков, В. А. Головков. 225

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УЧЕТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ КАНАЛОВ ПРИЕМНОГО ТРАКТА
М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин. 242

АНОДНЫЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ СТРУКТУРЫ СО ВСТРОЕННОЙ СИСТЕМОЙ АЛЮМИНИЕВЫХ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ДЛЯ СВЧ-ПРИМЕНЕНИЙ
Д. Л. Шиманович. 249

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА НА СПЕКТР ПОМЕХ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ С ДРОБНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, С. А. Попов, Е. В. Шаталов.... 254

ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕРНИЗАЦИИ СИСТЕМ ТРАНКИНГОВОЙ РАДИОСВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ МАТРИЦ
С. А. Литвинов, А. А. Парамонов, С. И. Струков. 265

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВОЙ ПЕЧИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТА РАДИОЗВУКА
И. Л. Железняк, В. И. Тамбовцев, С. Ю. Федосеев. 276

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
А. Ф. Васильев, В. Д. Захарченко. 280

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ЯЧЕЙКИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров..... 285

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ЕГО ИМПУЛЬСНОЙ НАКАЧКЕ
А. М. Бобрешов, А. Ю. Горяинова, А. С. Жабин, В. А. Степкин, Г. К. Усков. 291

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС «УНИВЕРСАЛЬНАЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМАЯ РАДИОСИСТЕМА»
О. В. Бойко, Д. В. Журавлев, М. А. Сиваш. 297

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БИФУРКАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИСН
А. А. Вороной, А. А. Кузьменко, Д. Л. Мясников. 302

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРИЙ ПОЛЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ИНТЕРЕСАХ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА
А. В. Богословский, М. И. Крутов, А. В. Усков. 311

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАНИЯ ФАЗОВОГО И РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО СПОСОБОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ПОДВИЖНЫМ И ОДИНОЧНЫМ СРЕДСТВОМ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ
С. В. Клинков, И. В. Коликов, В. В. Уткин. 319

МЕТОД ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ
А. А. Головков, В. А. Головков. 326

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРА С ДРОБНЫМ ДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ
А. Н. Голубинский, А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, В. Н. Тихомиров..... 337

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ АСТАТИЧЕСКОЙ ПО ФАЗЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, Е. В. Шаталов..... 347

МЕТОДИКА РАСЧЕТА РАДИОПЕРЕДАТЧИКА СИГНАЛОВ ПОДВИЖНЫХ УСТРОЙСТВ
М. Ю. Петровский, Т. М. Печень, Я. В. Трофимик..... 357

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОЛИНИИ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 364

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА ШУМОВ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В НЕПРЕРЫВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, Е. В. Шаталов..... 372

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЗОНАТОРА-ТЕРМОСТАТА ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕЦИЗИОННОГО КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА
В. И. Карагусов. 380

ОСОБЕННОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
И. М. Косачев, К. Н. Чугай. 387

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков. 393

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНТЕЗАТОРАХ С БЫСТРОЙ НАСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
А. Н. Голубинский, А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, В. Н. Тихомиров. 413

ПОВЫШЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АФАР
Н. А. Кушнерев, М. В. Родин. 422

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОДУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА В АКТИВНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ
И. Л. Железняк, В. И. Тамбовцев, С. Ю. Федосеев. 433

Том 6

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА В АКТИВНОМ НЕЛИНЕЙНОМ ЭЛЕМЕНТЕ С КУБИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ
Б. Б. Саидов, И. С. Следнев, В. И. Тамбовцев. 1

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. А. Жидков, Г. К. Усков. 7

ПРОБЛЕМА УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА
Н. Д. Бирюк, А. Ю. Кривцов, О. С. Хорпяков. 14

РАДИОСТАНЦИЯ СВЧ ДИАПАЗОНА
О. В. Бойко, А. В. Володько, В. А. Мальцев, М. А. Сиваш. 25

РАЗВИТИЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ АВИАЦИОННЫХ ПОЛИГОНОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ
А. Р. Бестугин, И. А. Киршина, В. П. Рачков, А. Д. Филин. 30

РАЗРАБОТКА КОМПАКТНЫХ СООСНЫХ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕХОДОВ ДЛЯ ВОЛНОВОДОВ НЕСТАНДАРТНОГО СЕЧЕНИЯ
Б. М. Кац, В. П. Мещанов, К. А. Саяпин. 40

РАСЧЕТ ПАРАЗИТНОГО ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ ИСТОЧНИКА СИГНАЛОВ ИЗ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВОГО ШУМА
А. В. Чадин.....45

РЕАЛИЗАЦИЯ ПЛАНАРНОГО ЭЛЕМЕНТА ТОПОЛОГИИ МИКРОПОЛОСКОВОГО УСТРОЙСТВА ПО ЗАДАННОЙ ЕМКОСТИ В СХЕМЕ ЗАМЕЩЕНИЯ
В. А. Мельник, А. В. Останков, Н. Н. Щетинин.....50

РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ В ПРОСТРАНСТВЕ ОПТИЧЕСКАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. А. Бедин, А. А. Васильченко, Д. В. Савкин.....56

СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УОЛША
А. Н. Асосков, Ю. В. Левченко, И. И. Малышев, И. Н. Малышева, А. И. Мордовин, Ю. А. Плахотнюк.....62

СЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ СУММАТОРА КОНСТРУКЦИИ УИЛКИНСОНА
А. М. Бобрешов, А. Е. Елфимов, А. С. Жабин, Г. К. Усков. 69

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СТАЦИОНАРНЫХ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО И ЗАРУБЕЖНОГО ПРОИЗВОДСТВА
А. В. Войнов, Н. Н. Плотников. 74

ТЕХНИКА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ И МОНИТОРИНГА РАЗЛИЧНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. С. Багдасарян, В. И. Николаев. 79

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ Х-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ НИТРИДГАЛЛИЕВОГО ТРАНЗИСТОРА
Н. И. Каргин, Ю. А. Порохонько, А. В. Слепенков, С. А. Шостаченко..... 90

ЧИСЛЕННОЕ ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СФЕРЫ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ НА СВЧ
К. М. Зейде. 94

ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ AL-AL2O3-NI-CU-СТРУКТУР ДЛЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СВЧ-ЛИНИЙ
Д. Л. Шиманович. 101

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОЛИНИИ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 106

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
О. В. Горячкин..... 115

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИНЖЕНЕРНОЙ ГЕОЛОГИИ НА ТЕРРИТОРИИ ТЮМЕНСКОЙ ОБЛАСТИ
Е. Л. Шошин. 124

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ МЕТОДОМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
С. В. Литвинов, Д. С. Мудрик..... 134

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

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АНАЛИЗ И ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев, В. А. Середа. 145

АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА ПИЛОТАЖНО-НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ
С. К. Киселев, Е. И. Степнова..... 150

АЛГОРИТМ ВЫБОРА АРХИТЕКТУРЫ ПОЛНОСВЯЗНОЙ СЕТИ В ЗАДАЧАХ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
А. Н. Голубинский, А. А. Толстых..... 156

АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ
А. В. Бусыгин, А. Ю. Живодерников, Ю. В. Ковайкин, П. В. Лебедев. 164

АРХИТЕКТУРА СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОТКРЫТЫХ СИСТЕМ
А. В. Бесков, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, А. В. Мамай, И. Р. Муртазин..... 173

БЛОКЧЕЙНЫ ЦИФРОВОЙ ЭКОНОМИКИ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ СИТУАЦИОННЫХ ЦЕНТРОВ И ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО КОНСЕНСУСА
А. А. Грушо, А. А. Зацаринный, Е. Е. Тимонина..... 183

ГИПЕРКОНВЕРГЕНТНАЯ ГИПЕРСИНЕРГЕТИЧЕСКАЯ АГРЕГИРОВАННАЯ НЕЙРОМОРФНАЯ РАДИОПЛАТФОРМА - КАК БУДУЩЕЕ РАДИОСВЯЗИ
С. В. Карамов..... 192

ИНВЕРСНО-ПРЯМОЙ НЕЙРОКОНТРОЛЛЕР ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОРОГА РЕШАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИСТОЧНИКА ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков. 198

ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ И СИНТЕЗЕ СТРУКТУРЫ СЛОЖНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЕЕ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
В. В. Алексеев.....205

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ГОСУДАРСТВЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОСФЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТЬЮ РЕГИОНА
В. Г. Бурлов, М. О. Лепешкин..... 216

КЛАССИФИКАЦИЯ УРОВНЯ ФОРМИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, К. В. Пядухова, Н. М. Рябков. 222

КОМПОЗИЦИОННАЯ ОНТОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ В СИСТЕМАХ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Д. В. Котов, А. А. Молявко..... 230

КОНТРОЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ГРАДИЕНТА ИЗМЕНЕНИЯ ИХ СОСТОЯНИЙ
И. А. Елфимов, М. П. Ляхненко, К. В. Цыганков, А. А. Чурсина.....236

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СТРУКТУРНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. М. Межуев, Д. Л. Стуров. 242

МЕТОДИКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПЛИС АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ
М. И. Спажакин, А. Б. Токарев..... 248

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ПОДСИСТЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИАЦИОННОЙ СЕТЬЮ СВЯЗИ
М. И. Бабкова, К. А. Смирнов. 256

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ РЕСУРСА В РЕЖИМЕ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
К. В. Пядухова, Н. Н. Толстых. 270

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ СТРУКТУР СИСТЕМ ОПЕРАТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ
А. В. Боговик, О. А. Кривов. 283

МЕТОДЫ И ПРИНЦИПЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ОПТИМИЗАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
А. В. Боговик, О. А. Кривов. 289

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ СИНТЕЗА И КООРДИНАЦИИ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
М. В. Павловский. 304

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ КОНФЛИКТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
М. П. Иванкин, В. В. Сафронов, В. Ф. Свердел, Н. Н. Толстых. 315

МОДЕЛЬ ГРУППОВОЙ АТАКИ АВТОНОМНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ
А. В. Мефедов. 321

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АППАРАТА НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ
А. Ф. Латыпова. 327

ОБОБЩЁННАЯ ОРТОГОНАЛИЗАЦИЯ ГРАМА-ШМИДТА И ПОДАВЛЕНИЕ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ В СЕТЯХ КОГНИТИВНОГО РАДИО
С. В. Карамов, А. В. Харин. 335

ОБОСНОВАНИЕ КОНЦЕПТУАЛЬНОГО ОБЛИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ СИСТЕМ СВЯЗИ
В. С. Артамонов, А. В. Винниченко. 341

ОСНОВЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСОВ ГЕОИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, В. А. Васильев. 352

ОСНОВЫ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА К ОРГАНИЗАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМИ СЕТЯМИ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин. 365

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КЛАСТЕРНОЙ MESH-СЕТИ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В СРЕДЕ ANYLOGIC
М. В. Богатырев, А. А. Ерыгин, С. А. Житенев, А. М. Сепкин. 375

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПО ПОКАЗАТЕЛЮ ОПЕРАТИВНОСТЬ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ТРАКТОВ УПРАВЛЕНИЯ
Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, А. А. Ерыгин, С. А. Житенев, В. П. Пустовит. .. 382

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАССАЖИРОВ НА БАЗЕ АЛГОРИТМА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ С ЭЛЕМЕНТАМИ КОГНИТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ
А. К. Волков, А. К. Волков, А. А. Гладких. 388

ПОДХОДЫ К МАШИННОМУ ОБУЧЕНИЮ В КОГНИТИВНОМ РАДИО
Е. А. Балашова, С. В. Карамов..... 394

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ И ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ МПЧ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ В ЕВРОАЗИАТСКОМ РЕГИОНЕ
Ф. И. Выборнов, А. В. Першин, В. П. Урядов. 403

ПРОЦЕССНЫЙ ПОДХОД В УПРАВЛЕНИИ СИСТЕМАМИ ТЕХНОСФЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ РЕГИОНА
В. Г. Бурлов, М. О. Лепешкин..... 414

СИСТЕМЫ СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ В КОНТЕКСТЕ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
М. П. Иванкин, В. В. Сафронов, В. Ф. Свердел, Н. Н. Толстых..... 420

СПОСОБ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. Н. Кривоногов, Л. Ю. Лобанова, С. Е. Потапов, А. А. Потапова, М. В. Сагиров, В. В. Храмогин. 425

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

И. А. Кирпичева, А. В. Останков

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Обеспечение постоянного уровня мощности на входе приёмников абонентов в условиях сложного рельефа земной поверхности может потребовать наличия у антенны базовой станции специальной диаграммы направленности. Для синтеза линейной антенной решётки со специальной направленностью в работе предлагается численно решать оптимизационную задачу. Функцию цели следует определять средневзвешенным отклонением фактической диаграммы направленности от ожидаемой диаграммы. Поиск минимума целевой функции, соответствующего оптимальному амплитудно-фазовому распределению поля на раскрыве решётки, рекомендуется выполнять с помощью генетического алгоритма. Представлены оригинальные результаты параметрического синтеза линейной антенной решётки с двойной косекансной диаграммой направленности, адаптированной по форме под трассу ступенчатого типа. Выявлена необходимость оптимизации сглаживания ожидаемой диаграммы направленности для улучшения её аппроксимации.

Ключевые слова: антенная решётка; синтез; диаграмма направленности; целевая функция.

PARAMETRIC SYNTHESIS OF THE LINEAR ARRAY ANTENNA WITH THE SPECIAL RADIATION PATTERN

I. A. Kirpicheva, A. V. Ostankov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. Ensuring of a constant power level on an input of subscriber receivers in the conditions of a complex terrain of an earth surface may require the special radiation pattern of base station antenna. Synthesis of the linear array antenna with the special radiation pattern in article it is proposed to implement out by the numerical solution of the optimization task. The goal function should be defined as the weighted average deviation of the actual radiation pattern from the expected radiation pattern. It is recommended that search of a minimum of goal function and the corresponding optimal amplitude-phase distribution of the field on the array aperture be performed by means of genetic algorithm. Article contains original results of parametric synthesis of the linear array antenna with double cosecant radiation pattern with a shape adapted to the route of the stepped type. The need to optimize the smoothing of the expected radiation pattern for improving of its approximation also identified.

Keywords: array antenna; synthesis; radiation pattern; goal function.

1. Введение

На трассах распространения радиоволн со сложным рельефом подстилающей поверхности, характерной, например, для горной местности, одной из часто возникающих проблем является нестабильная связь. Нестабильность заключается в её ситуационном пропадании или полном отсутствии. Связано это может быть с тем, что в горной местности базовые станции размещены значительно реже, чем в городской зоне.

Для решения данной проблемы существует ряд способов, один из которых заключается в обеспечении специальных направленных свойств антенн базовых станций, обеспечивающих вне зависимости от рельефа подстилающей поверхности фиксированный уровень мощности на входе приёмников абонентов в любой точке зоны обслуживания [1]. Аналогичное требование также характерно для активных или пассивных систем радиолокации объектов на сложной трассе, специализированных радиосистем дистанционного зондирования.

Для синтеза антенной решётки с диаграммой направленности (ДН), зависящей от рельефа подстилающей поверхности, используется метод парциальных диаграмм [2]. Однако в связи с появлением эффективных оптимизационных вычислительных алгоритмов такой подход к синтезу не является единственным.

Цель работы заключается в демонстрации результативности основанного на эволюционном алгоритме параметрического синтеза линейной антенной решётки с ДН, адаптированной под рельеф подстилающей поверхности на примере трассы ступенчатого типа.

2. Математическая формализация параметрического синтеза

Пусть антенна базовой станции представляет собой линейную вертикально ориентированную антенную решётку, размещённую на высоте $h_{\text{А}}$ относительно поверхности земли. Предположим, что обслуживаемая антенной зона характеризуется рельефом ступенчатого типа с одним уступом высотой $h_{\text{У}}$. Геометрия рельефа трассы показана на рис. 1, из которого следует, что зона обслуживания включает в себя соответствующие разным секторам зенитного угла два горизонтальных участка, по отношению к поверхности которых высота подвеса антенны базовой станции различна.

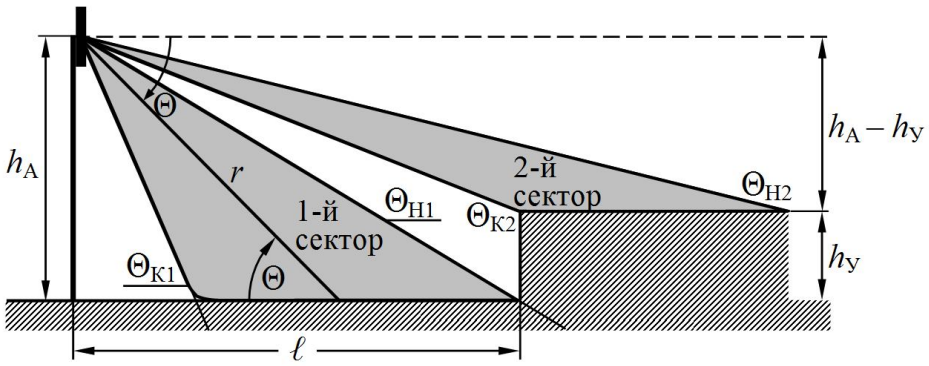


Рис. 1. Геометрия поверхности трассы ступенчатого типа

Требуется обеспечить такую ДН антенны, чтобы плотность потока энергии в любой точке двух участков зоны обслуживания была бы одинаковой. Из рис. 1 следует, что в пределах первого $[\Theta_{\text{Н1}}; \Theta_{\text{К1}}]$ и второго $[\Theta_{\text{Н2}}; \Theta_{\text{К2}}]$ угловых секторов ДН должна быть существенно разной, так как расстояние от фазового центра антенной решётки до поверхности трассы при переходе от луча с угловым направлением $\Theta_{\text{Н1}}$ к лучу, ориентированному под углом $\Theta_{\text{К2}}$, за счёт разной высоты изменяется скачком.

Известно, что мощность на входе приёмника с изотропной антенной в зоне обслуживания обратно пропорциональна квадрату расстояния r от антенны передатчика до антенны приёмника и прямо пропорциональна ДН по мощности $F^2(\Theta)$:

$$P_{\text{вх}} = c \cdot F^2(\Theta)/r^2, \quad (1)$$

где Θ – угловое (зенитное) направление на точку расположения приёмника в системе координат, привязанной к антенне базовой станции;

c – константа, величина которой зависит от мощности передатчика и КПД антенны приёмника.

Если приёмник располагается в первом секторе зенитного угла ($\Theta \in [\Theta_{\text{Н1}}; \Theta_{\text{К1}}]$), то наклонное расстояние от фазового центра антенной решётки до абонента составляет:

$$r = h_{\text{А}}/\sin\Theta. \quad (2)$$

Подставив в (1) вместо r величину, определяемую (2), получаем:

$$P_{\text{вх}} = c \cdot F^2(\Theta) \cdot \sin^2\Theta/h_{\text{А}}^2. \quad (3)$$

Потребовав равенства мощностей на входах приёмников с произвольным зенитным углом Θ в пределах первого сектора $[\Theta_{\text{Н1}}; \Theta_{\text{К1}}]$, получаем, что ДН антенны по напряженности поля должна описываться косекансной функцией [4]:

$$F(\Theta) = \operatorname{cosec}\Theta,\ \Theta \in [\Theta_{\text{Н1}}; \Theta_{\text{К1}}]. \quad (4)$$

Если приёмник располагается на участке зоны обслуживания, соответствующем второму угловому сектору ($\Theta \in [\Theta_{\text{Н2}}; \Theta_{\text{К2}}]$), то наклонное расстояние до него от фазового центра антенной решётки составляет:

$$r = (h_{\text{А}} - h_{\text{У}})/\sin\Theta. \quad (5)$$

Подставив в (1) вместо r аналогичную величину из соотношения (5) и приравняв полученную мощность к мощности, определяемой выражением (3), в котором ДН является косекансной ($F(\Theta) = \operatorname{cosec}\Theta$, так что $F(\Theta) \cdot \sin\Theta = 1$), имеем:

$$c \cdot F^2(\Theta) \cdot \sin^2\Theta/(h_{\text{А}} - h_{\text{У}})^2 = c/h_{\text{А}}^2. \quad (6)$$

Откуда получаем ДН антенной решётки для второго углового сектора:

$$F(\Theta) = [(h_{\text{А}} - h_{\text{У}})/h_{\text{А}}] \cdot \operatorname{cosec}\Theta,\ \Theta \in [\Theta_{\text{Н2}}; \Theta_{\text{К2}}]. \quad (7)$$

Таким образом, в условиях показанного на рис. 1 рельефа подстилающей поверхности трассы требуется ДН антенны по напряженности поля вида:

$$F(\Theta) = \begin{cases} \operatorname{cosec}\Theta,\ \Theta \in [\Theta_{\text{Н1}}; \Theta_{\text{К1}}], \\ [(h_{\text{А}} - h_{\text{У}})/h_{\text{А}}] \cdot \operatorname{cosec}\Theta,\ \Theta \in [\Theta_{\text{Н2}}; \Theta_{\text{К2}}]. \end{cases} \quad (8)$$

Будем полагать, что элементы линейной антенной решётки базовой станции расположены вдоль вертикально ориентированной оси Ox, расстояние между k-м и (k+1)-м элементами одинаково и равно d (рис. 2), так что абсцисса k-го элемента определяется как $x_{\text{k}} = (k-1)d$. Общее число элементов решётки составляет N. Угол направления Θ на точку наблюдения отсчитывается от горизонтальной оси Oz по часовой стрелке. Длина волны излучения λ задана и определяет волновое число свободного пространства: $k_0 = 2\pi/\lambda$.

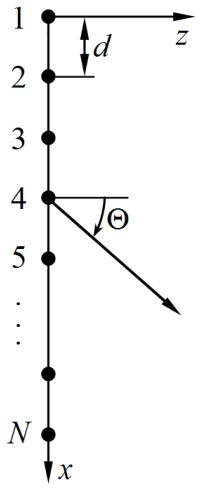


Рис. 2. Схема антенной решётки

Будем считать, что элементы антенной решётки возбуждаются несинфазно токами (полями) разной амплитуды. Тогда расчёт множителя решётки производится по формуле [3]:

$$F_N(\Theta)=\sum_{k=1}^{N} A_k \cdot \exp(j\Phi_k)\cdot\exp(-jk_0 x_k \sin(\Theta)), \qquad (9)$$

где A_k , Φ_k – амплитуда и начальная фаза тока (поля) на k-м элементе.

Будем также полагать, что все элементы антенной решётки идентичны и изотропны, поэтому ДН такой решётки будет совпадать со множителем, определяемым соотношением (9).

Для расчета амплитуд A_k и начальных фаз Φ_k токов (полей) на элементах антенной решётки, обеспечивающих максимальное соответствие фактической ДН по напряжённости поля (9) ожидаемой ДН вида (8), на основе представленных выше соотношений в системе математического моделирования MathCAD разработан вычислительный алгоритм для синтеза специальной ДН решётки.

В качестве специальной ДН взята двойная косекансная функция (8), определенная для двух секторов зенитного угла. Для улучшения результатов параметрического синтеза и снижения проявления эффекта Гиббса переход в идеализированной (ожидаемой) ДН (8) от секторов нулевого излучения к секторам с косекансной направленностью сглажен. Также реализован плавный линейный переход в ожидаемой ДН от верхней границы первого углового сектора к нижней границе второго сектора.

В качестве целевой функции взято среднеквадратическое отклонение между ожидаемой и фактической диаграммами направленности, рассчитываемое на множестве зенитных углов, включающих первый и второй угловые секторы, а также частично секторы нулевого излучения. Так как антенная решётка с обратной стороны будет экранирована, то гарантировать близкую к нулю ДН для всех зенитных углов секторов нулевого излучения необязательно. Для учёта с одинаковым весом значений двойной косекансной ДН, соответствующих разным угловым направлениям, рассчитываемое в пределах обоих секторов среднеквадратическое отклонение умножалось на $\sin\Theta$.

В качестве критерия нахождения оптимальных амплитуд и начальных фаз токов (полей) элементов антенной решётки взят минимум целевой функции. Для отыскания минимума целевой функции использован модифицированный генетический алгоритм [4], подтвердивший свою эффективность при решении задачи оптимизации линейной неэквидистантной разреженной равноамплитудной антенной решётки по критерию максимума коэффициента направленного действия [5], а также при расчёте минимаксных уровней боковых лепестков ДН равноамплитудной антенной решётки [6].

Представленные ниже результаты получены на основе реализованного вычислительного алгоритма.

3. Результаты параметрического синтеза

Пусть число элементов антенной решётки равно 16-ти, а расстояние между соседними элементами составляет половину длины волны. Зададим следующие границы второго сектора двойной косекансной ДН: $\Theta_{H2} = 15°$, $\Theta_{K2} = 45°$. Пусть высота горизонтального уступа составляет 1/3 от высоты размещения антенны: $h_У = h_А/3$, тогда $\Theta_{H1} = 50°$, а Θ_{K1} возьмём равным 75°. При таких условиях ожидаемая ДН с учётом реализации плавных переходов к секторам нулевого излучения, имеет вид, показанный штрихом на рис. 3.

Сплошной на рис. 3 приведена полученная в результате параметрического синтеза фактическая ДН. Из рис. 3 следует, что в пределах обоих угловых секторов имеют место отличия значений фактической ДН от ожидаемой. Однако, в целом, они вполне допустимы. Так, максимальная относительная разница фактической ДН и ожидаемой ДН в пределах первого углового сектора соответствует зенитному углу $\Theta = \Theta_{K1} = 75°$ и составляет 17 %. Относительная разница, рассчитанная для первого и второго угловых секторов и усредненная по угловым направлениям каждого сектора, составляет 5,4 и 7,4 % соответственно.

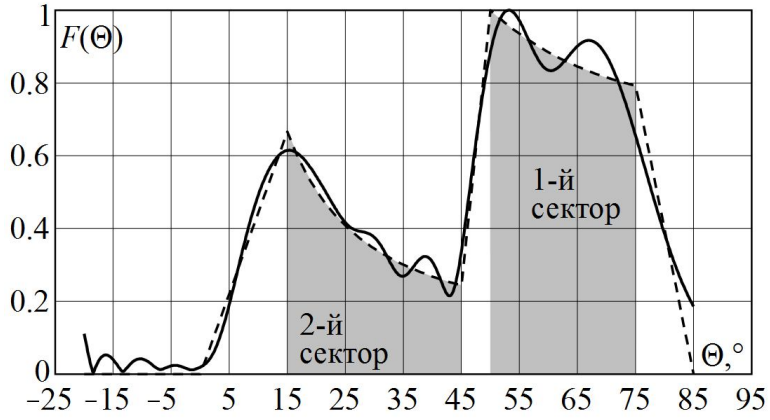


Рис. 3. Синтезированная двойная косекансная ДН антенной решётки с 16-ю элементами

Амплитуды и начальные фазы токов (полей) на элементах антенной решётки с ДН, показанной на рис. 3, приведены в таблице.

Распределение на раскрыве оптимизированной антенной решётки

k	A_k	Φ_k	k	A_k	Φ_k	k	A_k	Φ_k
1	0,36925	–52,4	7	0,74176	98,7	13	0,37572	–106,1
2	0,66884	138,9	8	0,55455	131,1	14	0,61157	–3,2
3	0,42924	–8,6	9	0,34792	–48,8	15	0,62381	174,3
4	0,55100	–133,2	10	0,37662	–156,7	16	0,36769	25,7
5	0,44678	47,4	11	0,45221	–143,8			
6	0,65875	–57,0	12	0,40081	48,8			

На рис. 4 представлена синтезированная ДН антенной решётки с 32-мя элементами. Относительная разница фактической и ожидаемой ДН, рассчитанная для первого и второго секторов и усредненная по всем их угловым направлениям, составляет 4,4 % и 12 % соответственно.

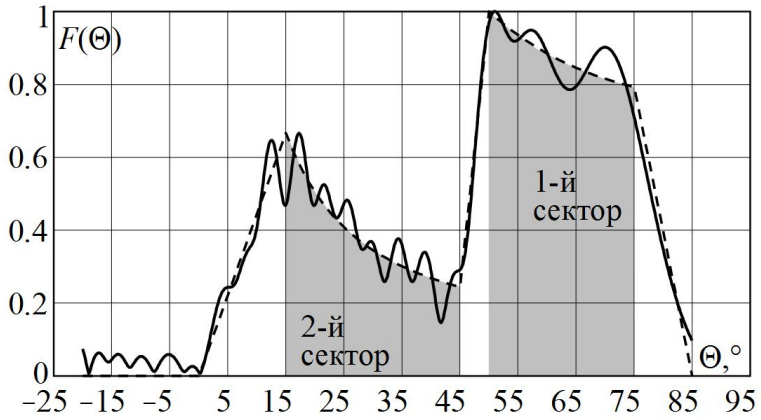


Рис. 4. Синтезированная двойная косекансная ДН антенной решётки с 32-мя элементами

Заметим, что приращение погрешности аппроксимации ожидаемой ДН в пределах второго углового сектора, возникающее при увеличении числа элементов антенной решетки от 16-ти до 32-х, по всей видимости, обусловлено неоптимальным сглаживанием разрывов в идеализированной диаграмме на границах сектора [7]. Так, из рис. 4 видно, что в пределах перехода от полосы нулевого излучения к косекансной ДН второго сектора наблюдаются три всплеска аппроксимирующей ДН функции (9), что свидетельствует о затянутости перехода по угловой координате. Последнее означает, что в целях улучшения качества аппроксимации ДН антенной решетки с заданным числом элементов и специальной формой следует непременно оптимизировать параметры сглаживания переходов ожидаемой ДН от секторов нулевого излучения к секторам со специальной направленностью.

4. Заключение

Таким образом, продемонстрирована результативность разработанного оптимизационного алгоритма, позволившего выполнить параметрический синтез

линейной антенной решётки с разным числом элементов и ДН, адаптированной под рельеф подстилающей поверхности в виде трассы ступенчатого типа. Показано, что при реализации линейного перехода от секторов нулевого излучения к секторам с косекансной направленностью усредненная по всем рабочим угловым направлениям относительная разница адаптации ДН не превышает 7 - 12 %. Верхняя граница найденной погрешности может быть снижена за счёт оптимизации сглаживания указанных переходов.

Литература

1. Трефилов Н. А. Повышение эффективности антенн базовых станций сотовой связи для загородных трасс / Н. А. Трефилов, И. Б. Козловский, А. В. Малафеев, В. И. Нефедов // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии, 2016, № 1. – С. 585-587.
2. Козловский И. Б. Синтез антенн базовых станций для загородных трасс / И. Б. Козловский, О. В. Васильев, А. В. Малафеев, В. И. Нефедов // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии, 2016, № 1. – С. 594-597.
3. Хансен Р. С. Фазированные антенные решётки. М.: Техносфера, 2012. – 558 с.
4. Interactive graphic illustration of the basic network of numerical algorithms for solving mathematics. http//twt.mpei.ac.ru/ochkov/Mathcad_12/3_31_genetic.mcd, 20.01.2019.
5. Останков А. В., Кирпичева И. А. Оптимизация направленных свойств линейных неэквидистантных антенных решеток // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 4. – С. 8-11.
6. Останков А. В., Антипов С. А., Сахаров Ю. С. Минимаксный уровень бокового излучения равноамплитудной неэквидистантной антенной решетки // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 6-3. – С. 10-12.
7. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика, 2016, № 6. – С. 1-13.

References

1. Trefilov, N. A. Improving the efficiency of base stations antennas of cellular communication for country regions / Trefilov N. A., Kozlovsky I. B., Malafeev A. V., Nefedov V. I. // Innovative, information and communication technologies, 2016, No. 1. – Pp. 585-587.
2. Kozlovsky, I. B. Improving the efficiency of base stations antennas of cellular communication for country regions / Kozlovsky I. B., Vasiliev O. V., Malafeev A. V, Nefedov V. I. // Innovative, information and communication technologies, 2016, No. 1. – Pp. 594-597.
3. Hansen, R. C. Phased array antennas. M.: Technosphere, 2012. – 558 p.
4. Interactive graphic illustration of the basic network of numerical algorithms for solving mathematics. http//twt.mpei.ac.ru/ochkov/Mathcad_12/3_31_genetic.mcd, 20.01.2019.
5. Ostankov, A. V., Kirpicheva I. A. Optimization of the directional properties of linear nonequidistant antenna arrays // The Bulletin of Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 4. – Pp. 8-11.
6. Ostankov, A. V., Antipov S. A., Sakharov Yu. S. Minimax level of side radiation of the nonequidistant antenna array with the uniform amplitude distribution // The Bulletin of Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 6-3. – Pp. 10-12.
7. Mitrokhin, V. N., Propastin, A. A. Synthesis of the radiating system to form the flat-topped radiation pattern for phased array antennas with minimizing Gibbs phenomenon // Radio Engineering, 2016, No. 6. – Pp. 1-13.

ПЕЛЕНГАЦИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНСАМБЛЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

С.В. Козлов, Ле Ван Кыонг

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

Аннотация. Применительно к задаче пеленгации источника полезного сигнала на фоне мощной помехи предложено применение ансамбля нейронных сетей (НС), ведущая из которых обучается для пеленгации мощной помехи, а ведомые – для пеленгации источника полезного сигнала в заданном секторе при различных фиксированных угловых положениях мощной помехи. Результирующая оценка формируется путем выбора результатов одной из ведомых НС по результатам оценивания углового положения источника помехи в ведущей. Приводятся результаты анализа точности пеленгации полезного сигнала и ориентировочного выигрыша в размерности НС и времени их обучения.

Ключевые слова: антенная решетка; корреляционная матрица; ансамбль нейронных сетей; пеленгатор; пространственная компенсация помех.

DIRECTION FINDING OF THE USEFUL SIGNAL ON THE BACKGROUND OF STRONG INTERFERENCE IN A MULTI-CHANNEL RECEIVING SYSTEM USING ENSEMBLE NEURAL NETWORKS

S.V. Kozlov, Le Van Cuong

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. As applied to the problem of useful signal source direction finding against the background of powerful interference, the application of neural network ensemble is proposed, the leading of which is trained for powerful interference direction finding, and the slaves – for useful signal source direction finding in a given sector at different fixed angular positions of powerful interference. The resulting assessment is formed by selecting the results of one of the slave neural network based on the results of the estimation of the angular position of the interference source in the host. The results of the analysis of the accuracy of the useful signal direction finding and the estimated gain in the dimension of the neural network and the time of their training are presented.

Keywords: antenna array; correlation matrix; ensemble of neural networks; direction finder; spatial noise compensation.

1. Введение

Задача высокоточной пеленгации источников полезных сигналов является одной из основных в радиолокации, радиомониторинге и в некоторых радионавигационных приложениях. В значительном числе случаев пеленгация слабых полезных сигналов должна быть обеспечена на фоне внешних помех, мощность которых на десятки дБ превышает мощность полезного сигнала. Это предполагает реализацию комбинированных алгоритмов пространственной обработки с последующим оцениванием угловых координат источника полезного сигнала. Ввиду предельной

сложности как алгоритмов пространственной обработки, так и пеленгования растет интерес к применению для решения указанной задачи искусственных нейронных сетей [1-5].

В работе [6] предложен алгоритм пеленгации источника полезного сигнала в малоэлементном моноимпульсном пеленгаторе на базе квадрантной антенной решетки на основе многослойного персептрона. Отличительной особенностью алгоритма является использование в качестве входной информации модулей и фаз элементов нормированной обратной корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов. Алгоритм [6] обеспечивает качество пеленгации, сравнимое со статистические оптимальными алгоритмами. К его основному недостатку относится необходимость увеличения числа нейронов в скрытых слоях при расширении области возможного нахождения источника мощной помехи с соответствующим увеличением времени обучения. Это обстоятельство существенно ограничивает возможность практического применения [6]. В работе [7] предложен двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети, предполагающий последовательное определение сектора углов возможного нахождения источника единственного полезного сигнала с использованием НС первого уровня и точных оценок пеленга с использованием НС второго уровня.

Целью настоящей работы является развитие подхода [6] с учетом [7] в направлении обеспечения возможности его практической реализации для типовых условий функционирования пеленгационных систем.

2. Обоснование алгоритма и структуры ансамбля нейронных сетей

При обосновании алгоритма ограничимся случаем наличия на входе пеленгатора в заданной полосе частот слабого полезного сигнала в заданном угловом секторе и единственной мощной помех. Указанный случай охватывает значительное число пространственно-энергетических ситуаций в средствах радиомониторинга, навигации и радиолокации.

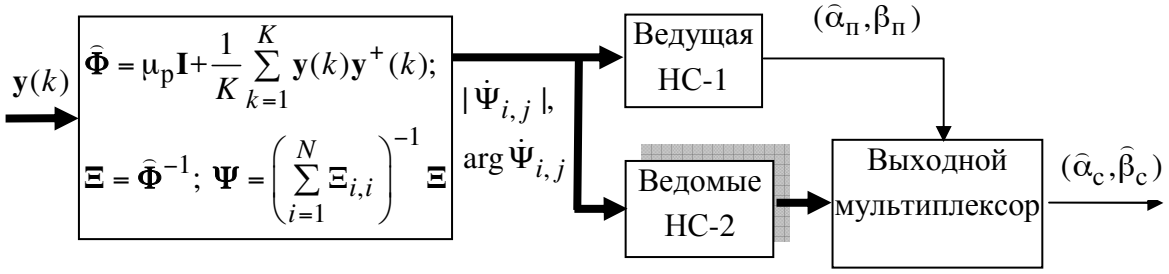
Основная идея построения предлагаемой процедуры во многом аналогична [7] и заключается в естественном разделении двух этапов:

на первом этапе оцениваются угловые координаты источника мощной помех, при этом влиянием слабого полезного сигнала на результаты оценивания можно пренебречь;

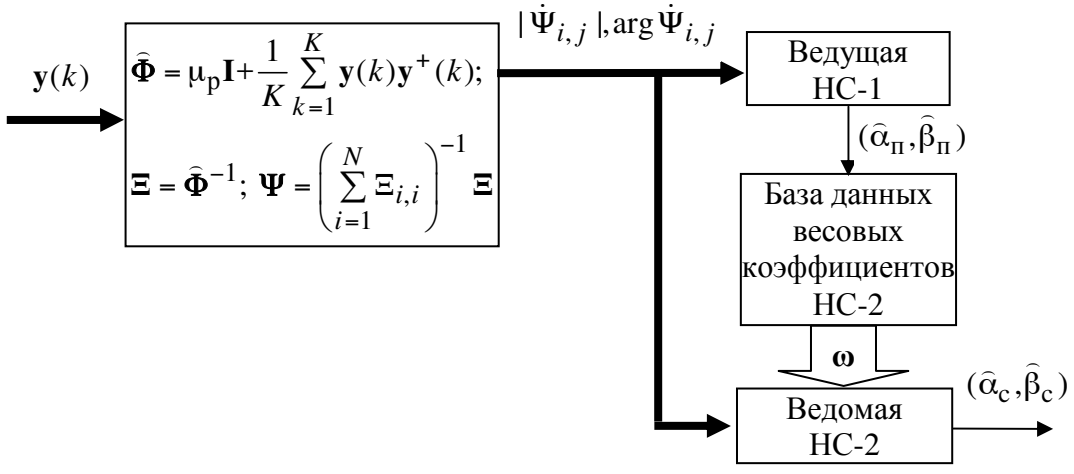
на втором этапе для оцененного углового положения источника мощной помехи оцениваются угловые координаты полезного сигнала.

Возможные структуры ансамблей нейронных сетей приведена на рисунке 1. Там же приведены основные расчетные соотношения для формирования входных данных для ансамбля нейронных сетей. Входная НС-1 является ведущей и обучается для пеленгации мощной помехи. Формируемые оценки $(\widehat{\alpha}_{\text{п}},\widehat{\beta}_{\text{п}})$ угловых координат источника помехи используются для выбора результатов обработки входной реализации ведомыми НС-2.1… НС-2.*N*, где *N* – число возможных угловых положений помехи. Вся информация пространственно-энергетических характеристиках воздействующих

источников излучения «сжата» в выборочную корреляционную матрицу $\hat{\mathbf{\Phi}}$ процессов на выходах приемных каналов. Матрица $\hat{\mathbf{\Phi}}$ формируется из $k=\overline{1,K}$ отсчетов сигналов $\mathbf{y}(k) = (y_1(t_k), y_2(t_k),..., y_N(t_k))^{\mathrm{T}}$ на выходах приемных каналов в моменты времени $t_k = k\Delta t$. Сформированная оценка регуляризуется путем прибавления к ней матрицы $\mu_{\mathrm{p}}\mathbf{I}$, где μ_{p} - параметр регуляризации; $\mathbf{I}$ - единичная матрица. Указанная операция регуляризации введена в дополнении к алгоритму [6] на основе известных закономерностей [8, 9], заключающихся в резком увеличении скорости сходимости статистически оптимальных алгоритмов пространственной обработки при использовании выборочных корреляционных матриц при числе отсчетов в выборке, менее и сравнимом с числом приемных каналов. Аналогичные закономерности, но только в части скорости обучения нейронной сети и требуемого числа нейронов в скрытых слоях, наблюдаются по результатам моделирования и для рассматриваемого случая.



а)



б)

Рис 1. Структуры ансамблей НС для пеленгации

Далее, в соответствии с [6], регуляризованная КМ обращается, нормируется, выделяются модули и фазы ее элементов, которые и используются в качестве входной информации ансамбля НС.

В структуре на рисунке 1б используется одна ведомая НС-2, весовые коэффициенты которой загружаются из банка данных в соответствии с оценками угловых координат $(\hat{\alpha}_{\mathrm{п}},\hat{\beta}_{\mathrm{п}})$ источника мощной помехи.

Основным преимуществом применения предлагаемого ансамбля нейронных сетей в сравнении с единственной НС [6] является резкое сокращение требуемой размерности ведомых НС при из обучении для одного фиксированного или нескольких соседних угловых положений источника помех.

В этой связи основным содержанием исследований по оптимизации структуры НС является определение минимально необходимой размерности НС-2 и их числа.

3. Результаты обучения нейронной сети и моделирования

Для обучения одиночной НС и ансамбля НС использовался инструмент NNTool пакета MathLab. Входные сигналы НС формировались для антенной решетки, включающей 3 на 3 элемента с межэлементным расстоянием, равным половине длины волны. Элементы решетки принимались изотропными.

Входные данные, используемые для обучения сети, формировались путем последовательного перемещения углового положения источника полезного сигнала в сетке по азимуту и углу места от –3° до 3° с шагом 1° для нормированной (к мощности внутренних шумов приемных каналов) мощности источника полезного сигнала на выходе изотропной приемной антенны $P_{\text{с}} = 1;\ 10;\ 100$ и последовательного перемещения углового положения источника помехи в сетке по азимуту и углу места от $\alpha(\beta)_{\text{п}}^{\min}$ до $\alpha(\beta)_{\text{п}}^{\max}$ с шагом $\delta\alpha(\beta)_{\text{п}}$ для нормированной мощности источника помехи $P_{\text{п}} = 30;\ 40;\ 50$ дБ. Для обучения использовался стандартный метод Левенберга-Марквардта при числе эпох обучения 100-200 (для ансамбля нейронных сетей) и 5000 (для одиночной НС). Полезный сигнал, помеха и внутренние шумы приемных каналов представляли собой независимые гауссовские случайные процессы. Число независимых отсчетов входного процесса при формировании выборочной КМ выбиралось в шесть раз больше, чем число приемных каналов. Параметр регуляризации составлял $\mu_{\text{р}} = 10\sigma_{\text{ш}}^2$, где $\sigma_{\text{ш}}^2$ - мощность внутренних шумов приемных каналов.

При проведении моделирования для исходной одиночной НС [6], имеющей по 24 нейрона в каждом из двух скрытых слоев, для случая $\alpha_{\text{п}}^{\min} = 20^\circ$; $\beta_{\text{п}}^{\min} = 15^\circ$; $\alpha_{\text{п}}^{\max} = 24^\circ$; $\beta_{\text{п}}^{\max} = 18^\circ$; $\delta\alpha(\beta)_{\text{п}} = 1^\circ$ (всего 20 угловых положений источника помех) время обучения НС на современном персональном компьютере составило около 8 часов при среднеквадратической ошибке пеленгации по тестовой выборке с параметрами источника полезного сигнала и помехи (1000 значений) в пределах диапазона изменения соответствующих параметров в обучающей выборке, равной 0,34°. Попытки дальнейшего увеличения числа угловых положений источника помех при сохранении числа нейронов в скрытых слоях приводят к существенному увеличению ошибки обучения, которая не может быть скомпенсирована увеличением времени обучения. Аналогично, при увеличении числа нейронов в скрытых слоях резко, до нереализуемых на практике значений, увеличивается время обучения.

Таким образом, возможности практической реализации предложенной в [6] нейронной сети при пеленговании источника полезного сигнала на фоне мощной помехи ограничены случаем, когда угловая область возможного нахождения источника помехи относительно невелика.

При использования ансамбля нейронных сетей обучение НС-1 проводилось для случая использования в каждом из двух скрытых слоев НС-1 по 12 нейронов, а в каждом из двух скрытых слоев НС-1 по 3, 5 и 8 нейронов. Обучение каждой из НС-2 проводилось для случая нахождения источника помехи в угловой области размером $1^\circ \times 1^\circ$ при четырех положения источника помех в указанной области. Таким образом, для перекрытия, например, области возможного нахождения источника помех $30^\circ \times 30^\circ$ потребуется 900 обученных ведомых НС-2.

На рисунке 2 приведены результаты работы обученного ансамбля НС (по 5 нейронов в скрытых слоях ведомых НС) при пеленговании источника полезного сигнала. Угловые положения азимута α_c источника полезного сигнала изменялись в пределах –3°…3° (20 значений, пунктирная кривая). Число обученных для иллюстрации результатов НС-2 составило 30 (угловой сектор нахождения помехи $10^\circ \times 3^\circ$). Соответствующим маркерами на рисунке 2 показаны оценки $\hat{\alpha}_c$ азимута полезного сигнала, формируемые ансамблем НС для двух угловых положений источника помехи, выбранных в пределах диапазона изменения угловых положений источника помех при обучении, но несовпадающих с ними. Оценки $(\hat{\alpha}_п, \hat{\beta}_п)$ угловых координат источника помех, формируемые НС-1, во всех случаях приводили к правильному выбору ведомой НС-2. Результаты пеленгации в угломестной плоскости аналогичны.

Достаточное число эпох обучения ведомых НС-2 составило 100 при времени обучения около 1 минуты.

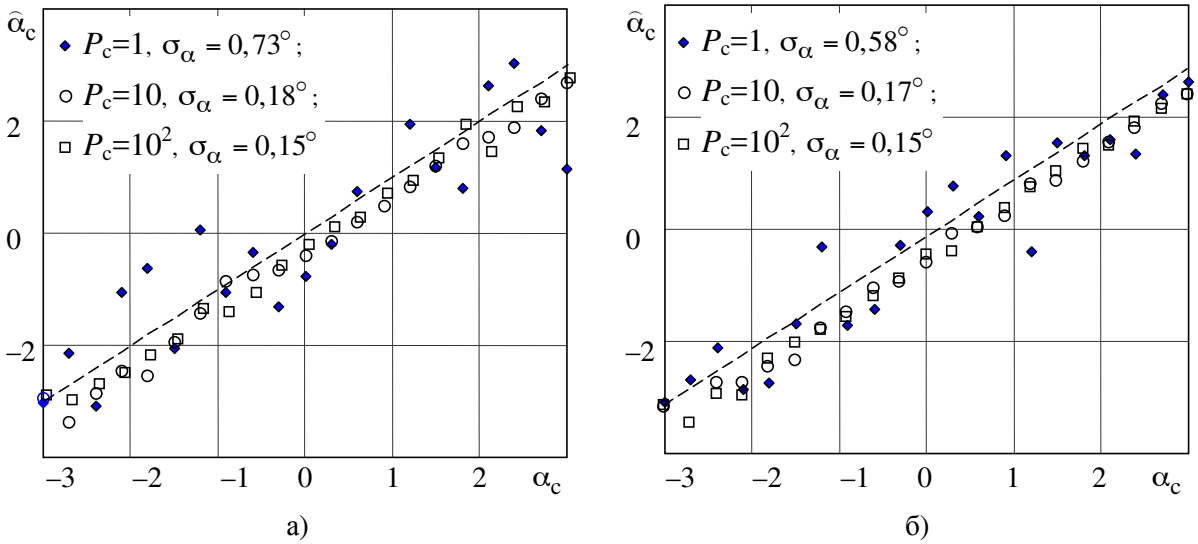


Рис 2. Оценки углового положения полезного сигнала, формируемые ансамблем НС для двух (а,б) различных угловых положений источника помехи

При увеличении числа нейронов в скрытых слоях ведомых НС до 8 ошибка пеленгации уменьшается примерно на 30%. В то же время, при уменьшении числа

нейронов в скрытых слоях до 3 ошибка пеленгации увеличивалась не более чем на 20%, то есть за счет выбора числа нейронов в скрытых слоях может быть достигнут определенный компромисс между аппаратурными затратами и точностью пеленгации.

С учетом относительно большого числа ведомых НС-2 предпочтительным является вариант реализации ансамбля НС в соответствии со структурной схемой на рис. 1б, предполагающей использование базы данных весовых коэффициентов ведомых НС-2 и выбор требуемых наборов весовых коэффициентов в соответствии с получаемыми от НС-1 оценками угловых координат источника мощной помехи.

4. Заключение

Проведенные исследования подтверждают возможность построения двухэтапного нейросетевого алгоритма пеленгации полезного сигнала на фоне мощной помехи без ограничений на угловые размеры области возможного нахождения источника помехи и могут быть использованы, например, при построении малоэлементных пеленгаторов средств радиомониторинга.

Литература

1. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов / Под ред. Ю.В. Гуляева и А.И. Галушкина. М.: Радиотехника, 2003. – 344 с.
2. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. М.: Радиотехника, 2009. – 432 с.
3. Гаврилов К.Ю., Богословская М.А. Применение нейронных сетей в задачах пеленгации радиолокационных целей // Информационно-аналитический журнал «Фазотрон», 2007, № 3-4.
4. Морозова Е.О, Овчинников П.Е., Семенова М.Ю. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Радиофизика, 2013, № 6. – С. 62-66.
5. Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Филимонова Д.В., Воскресенский Д.И. Оценка направления прихода сигнала с использованием искусственных нейронных сетей максимального правдоподобия // Цифровая обработка сигналов, 2017, № 2. – С. 59-64.
6. Козлов С. В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2018, № 5. – С. 31-37.
7. Аверьянов А.В., Строцев А.А. Двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018, т. 4, № 1. – С. 185-190.
8. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника, 1981, т. 26, № 3. – С. 543-551.
9. Абрамович Ю.И., Качур В.Г., Михайлюков В.Г. Сходимость коэффициента направленного действия и его стабилизация в быстродействующих процедурах адаптивной настройки пространственных фильтров // Радиотехника и электроника, 1981 т. 34, № 2. – С. 1438-1446.

References

1. Neurocomputers in signal processing systems / Ed. Yu.V. Gulyaev and A.I. Galushkina. M .: Radio Engineering, 2003. - 344 p.
2. Tatooz A.L. Neural networks in radar tasks. M .: Radio engineering, 2009. - 432 p.
3. Gavrilov K.Yu., Bogoslovskaya MA The use of neural networks in tasks of finding radar targets // Information and analytical magazine "Phazotron", 2007, № 3-4.

4. Morozova E.O., Ovchinnikov P.E., Semenova M.Yu. Neural network signal processing of single-pulse location // Bulletin of Nizhny Novgorod University. N.I. Lobachevsky. Radiofizika, 2013, № 6. - p. 62-66.
5. Shevgunov T.Ya., Efimov E.N., Filimonova D.V., Voskresensky D.I. Evaluating the direction of signal arrival using maximum-likelihood artificial neural networks // Digital Signal Processing, 2017, No. 2. - P. 59-64.
6. Kozlov SV. Signal processing of a low-element monopulse direction finder under conditions of powerful interference using artificial neural networks // Reports of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 2018, No. 5. - P. 31-37.
7. Averyanov A.V., Strocev A.A. A two-stage algorithm for the operation of the direction finder using an artificial neural network // DSPA: Issues of application of digital signal processing. 2018, vol. 4, no. 1. - p. 185-190.
8. Abramovich Yu.I. The regularized method of adaptive filter optimization according to the maximum signal-to-noise ratio // Radio Engineering and Electronics, 1981, Vol. 26, No. 3. - P. 543-551.
9. Abramovich Yu.I., Kachur V.G., Mikhailyuk V.G. Convergence of the directional coefficient and its stabilization in high-speed procedures for adaptive adjustment of spatial filters // Radio Engineering and Electronics, 1981 t. 34, No. 2. - P. 1438-1446.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МАКСИМАЛЬНЫХ ПРИМЕНИМЫХ ЧАСТОТ МОДОВ 1F2 И 2F2 В ГОРИЗОНТАЛЬНО-НЕОДНОРОДНОЙ ИОНОСФЕРЕ

Н. М. Жанг[1], Н. Г. Хоанг[1], К. К. Фыонг[1], А. А. Амелин[2]

[1]Технический университет имени Ле Куй Дон, Ханой, Вьетнам
[2] Иркутский национальный исследовательский технический университет (ИРНИТУ), Иркутск, Россия

Аннотация. В статье представлен метод расчета максимальных применимых частот (МПЧ) модов 1F2 и 2F2. Метод расчета учитывает неоднородность ионосферы. С целью повышения точности расчетов МПЧ используемая модель ионосферы корректируется по измеренным МПЧ на опорной трассе. При сравнении расчетных МПЧ с экспериментальными данными показано, что представленный метод расчета существенно повысит точность расчетов.

Ключевые слова: *МПЧ*; ионосфера; максимальная применимая частота; распространение радиоволн.

IMPROVING THE ACCURACY OF CALCULATING MAXIMUM USABLE FREQUENCIES MODES 1F2 AND 2F2 IN THE HORIZONTALLY INHOMOGENEOUS IONOSPHERE

N.M. Giang[1], N. H. Hoang[1], K. K. Phuong[1], A. A. Amelin[2]

[1]Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Viet Nam
[2]Irkutsk national research technical university , Irkutsk, Russia

Abstract. In this paper the method of calculating the maximum usable frequency (MUF) of modes 1F2 and 2F2 is presented. The method takes into account the inhomogeneous of the Ionosphere. In order to improve the accuracy of the calculations of the MUF, the using ionosphere model will be adjusted according to the measured MUFs on the reference path. When comparing the calculated MUF with experimental data, it has shown that the proposed method significantly increases the accuracy.

Keywords: MUF; The ionosphere; Maximum Usable Frequency; propagation of radio waves.

1. Введение

Повышение точности прогнозирования максимальных применимых частот (*МПЧ*) имеет важное значение для коротковолновой системы радиосвязи. В настоящее время существуют методы прогнозирования максимальных применимых частот для односкачковых трасс и многоскачковых трасс, например, метод нормальных волн [1], метод характеристик [2]. Методы [1], [2] достаточно точно рассчитают значения *МПЧ*. Несмотря на это, при использовании этих трудоемких методов требуется много времени расчета, так как эти методы основаны на вычислительном интегрировании дифференциальных уравнений для построения траектории радиоволн в ионосфере. Кроме этого, при расчете *МПЧ2F2* этими методами рассчитанные *МПЧ* часто ниже измеренных значений максимальных наблюдаемых частот (*МНЧ)*. Это занижение объяснится наличием случайных неоднородностей в среде распространения радиоволн, которые не рассмотрены в этих методах [3].

Цель настоящей работы заключается в развитии приближенного метода оперативного прогнозирования *МПЧ* модов 1F2 и 2F2 с повышенной точностью расчетов.

2. Метод расчета *МПЧ* с учетом регулярных неоднородностей ионосферы

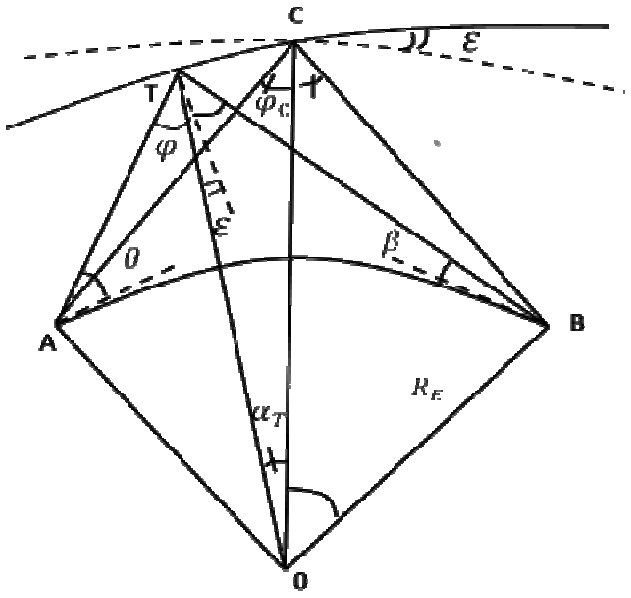


Рис. 1. Геометрия отражения радиоволн от эквивалентного наклонного зеркала

Для учета влияния горизонтально-неоднородностей ионосферы на *МПЧ* используется метод в работе [3]. Следуя этому методу, в горизонтально-неоднородной ионосфере точки отражения радиоволн смещаются от середины трассы в области более высоких критических частот f0F2. Это фактор приводит к увеличению *МПЧ* по сравнению с расчетами в горизонтально-однородной ионосфере. Для учета влияния смещения точки отражения на расчетные *МПЧ* мы используем рисунок 1 и формулу для расчета значения МПЧ трассы с заданной длиной D (км):

$$МПЧ(D) = K(D)\cdot(0{,}9\cdot f0F2)\cdot\sqrt{1+tan^2(\varphi)} \qquad (1)$$

В (1) K(D) – это коэффициент коррекции на сферичность ионосферы, K(D) = $1+a^2+\frac{a}{4}$, a = $\frac{D}{2\cdot R_E}$ [4], R_E – радиус Земли, f0F2 – критическая частота слоя F2 в точке отражения, φ - угол, под котором радиоволна подает на эквивалентную зеркальную отражающую поверхность. С учетом изменения параметров f0F2 и M (коэффициент для определения МПЧ на дальности 3000 км) вдоль трассы, выражение расчета *МПЧ(D)* можно уточнить путем уточнения значения φ. Для этого, мы рассчитываем угол наклона эффективного зеркала отражающего слоя ε по выражению:

$$tan(\varepsilon) = \frac{h_{02}-h_{01}}{D_0}$$

Где D_0 = 200 км, h_{01} и h_{02} – действующие высоты в точках, удаленных от середины трассы на одинаковое расстояние 100 км. Значение h_{01}, h_{02} мы получим с использованием прогностической модели ионосферы [5]. Угол смещения точки отражения от середины линии в сторону уменьшения действующей высоты определится по выражению:

$$\alpha_T \approx tan(\varepsilon) \cdot \frac{\left[1 + A_0^2 - 2 \cdot A_0 \cdot cos(\alpha)\right]}{A_0 \cdot cos(\alpha) - 1}$$
$$tan(\varphi) \approx \frac{sin(\alpha) \cdot cos(\alpha_T)}{A_0 - cos(\alpha) \cdot cos(\alpha_T)} \qquad (2)$$

Где $A_0 = 1 + \frac{h_0}{R_E}$, h_0 – действующая высота отражающего слоя в середине трассы.

Подставляя значение φ из (2) в (1), мы можем рассчитать значение *МПЧ(D)* с учетом регулярных неоднородностей ионосферы. Из рисунка 1 также найдутся углы излучения θ и приема β для дальности D (км) когда рабочая частота равна МПЧ для этой трассы. В треугольнике ОТВ имеем:

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \alpha - \phi - \alpha_T - \varepsilon \qquad (3)$$

В треугольнике ОАТ имеем:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \alpha - \phi + \alpha_T + \varepsilon \qquad (4)$$

Из (3) и (4) следует, что с учетом смещения точки отражения радиоволн в регулярной неоднородной ионосфере углы приема и излучения отличаются на величину $2 \cdot |\alpha_T + \varepsilon|$.

3. Метод коррекции модели ионосферы

Один из источников ошибок расчета *МПЧ* это недостаточная точность в определения параметров среды распространения радиоволн в момент проведения расчетов. Для устранения этой ошибки мы представляем метод адаптации используемой модели ионосферы к текучему состоянию ионосферы по измеренным данным *МПЧ* на опорной трассе. Для модели ионосферы [5] числа Вольфа (W) – являются единственными входными параметрами модели ионосферы, которые можно менять при фиксации трассы и времени. Числа W косвенно характеризуют потоки ионизирующего излучения Солнца в рентгеновской и ультрафиолетовой областях спектра. Можно предложить ряд методик определения W в зависимости от конкретных условий. Общим в этих методиках является изменение W для исходной модели ионосферы и расчет *МПЧ* до совпадения измеренных *МНЧ* и рассчитанных значений *МПЧ* на опорной трассе. В итоге получают индекс W, который корректирует использованную в расчетах модель ионосферы.. По индексам W можно рассчитать *МПЧ* для данной опорной трассы в

интервале до следующих измерений, а также для других трасс, не обеспеченных средствами наклонного зондирования.

4. Метод расчета МПЧ2F2

Для расчета *МПЧ2F2* мы используем два метода: метод равных скачков [4] и метод равных *МПЧ* [3]. Метод равных скачков заключается в разделении трассы длины D на две части одинаковой длины D/2 и проводится расчет *МПЧ 1F* для каждой части. Наименьшее значение *МПЧ* из двух полученных значений *МПЧ* – это *МПЧ 2F2* для всей трассы. Метод равных *МПЧ* представлен в работе [3]. Это метод косвенным образом учитывает случайные неоднородности ионосферы на *МПЧ*. Алгоритм расчета *МПЧ* по методу равных *МПЧ* представлены на рисунке 2.

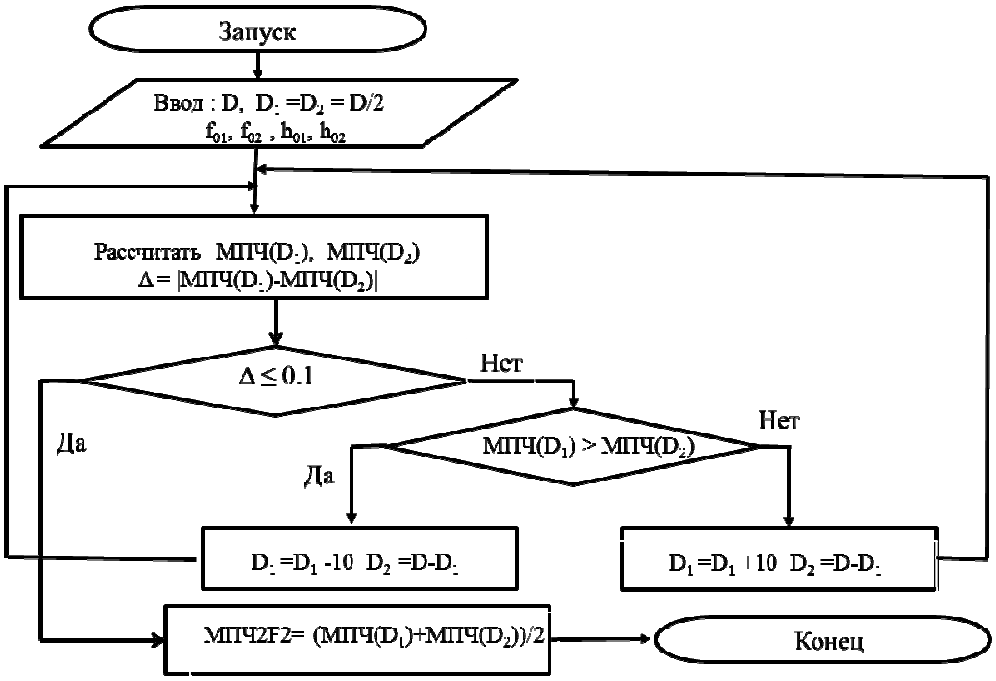


Рис. 2. Алгоритм расчета *МПЧ 2F2* по методу равных *МПЧ*

5. Результаты расчета и обсуждение

Для оценки точности расчетов представленного метода мы проводим пример расчета *МПЧ* на трех трассах: Хабаровск – Иркутск, Норильск – Иркутск и Магадан – Иркутск и сравниваем результаты расчета с экспериментальным данными на этих трассах в работе[6].

Входные данные для расчета *МПЧ*: географические координаты пунктов приема и передачи: Хабаровск ($48{,}5^0$ ш., $135{,}1^0$ д.), Норильск ($69{,}2^0$ ш., $88{,}26^0$ д.), Магадан (60^0 ш., 151^0 д.), Иркутск ($52{,}5^0$ ш., 104^0 д.); дата проведения расчётов - 17.3.2015 г.; число Вольфа (W) в день проведения расчета – 62 по данным из [7]. Для оценки точности расчета *МПЧ* мы рассчитываем средние ошибки расчета относительно измеренных *МПЧ* δ_m. Значение δ_m рассчитано по формуле:

$$\delta_м = \frac{1}{n}\left(\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{МПЧ_{Эi} - МПЧ_i}{МПЧ_{Эi}}\right)\cdot 100\%\right), \qquad (5)$$

где $МПЧ_{Эi}$, $МПЧ_i$ - соответственно значения *МПЧ* по измерениям и по расчету во времени i. (i = 1,2..24).

Значение среднеквадратичного отклонения отдельных значений δ_i от $\delta_м$ рассчитано по формуле :

$$S_м = \sqrt{\frac{1}{n}\cdot\left(\sum_{i=1}^{n}(\delta_i - \delta_м)^2\right)}, \qquad (6)$$

где $\delta_i = \frac{МПЧ_{Эi} - МПЧ_i}{МПЧ_{Эi}}\cdot 100\%$

а. Сравнение результатов расчета и измерений *МПЧ1F2* и *МПЧ2F2*

В таблицах 1 и 2 показаны характеристики ошибки расчета *МПЧ 1F2* и *МПЧ 2F2* с учетом горизонтально-неоднородности ионосферы.

Таблица 1. Характеристики ошибки расчета *МПЧ1F2*

Трассы	L	С учетом горизонтальной неоднородности ионосферы		Без учета горизонтальной неоднородности ионосферы	
		$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)	$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)
Хабаровск – Иркутск	0,14	16,3	7	16,5	6,9
Норильск – Иркутск	0,26	5,3	16,8	5,6	17
Магадан – Иркутск	0,27	10,6	11,6	11,4	11,3

Таблица 2. Характеристики ошибки расчета *МПЧ2F2*

Трассы	L	Метод равных МПЧ с учетом горизонтальной неоднородности ионосферы		Метод равных скачков без учета горизонтальной неоднородности ионосферы	
		$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)	$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)
Хабаровск – Иркутск	0,14	17	6,8	20	7,4
Норильск – Иркутск	0,26	7,8	11,2	14,5	9,8
Магадан – Иркутск	0,27	15,4	12,7	21,2	12,6

Параметр L – характеризует степень изменения МПЧ вдоль радиотрассы и определяется по формуле:

$$L = \frac{|\Delta МПЧ|}{МПЧ_0},$$

где $|\Delta МПЧ|$ - разность *МПЧ,* рассчитанных на двух концах трассы, $МПЧ_0$ - значение *МПЧ* в середине трассы.

Таблицы 1 и 2 показывают, что учет неоднородностей ионосферы позволяет повысить точность расчетов *МПЧ1F2* и *МПЧ2F2* и влияние неоднородности ионосферы на двухскачковое распространение коротких радиоволн гораздо сильнее, чем на односкачковое. При параметре L мало (L≈ 0,14) два метода расчёта дают практически одинаковую точность расчетов.

б. Сравнение результатов расчета с коррекцией числа Вольфа с результатами измерений *МПЧ1F2* и *МПЧ2F2*

Мы представим пример определения *МПЧ2F* на трассу Магадан – Иркутск с коррекцией числа Вольфа по измеренным данным *МПЧ* на опорной трассе. В качестве опорной трассы мы используем трассы Хабаровск – Иркутск и Норильск – Иркутск. В таблице 3 показаны значения чисел W, полученные при использовании измеренных *МПЧ* на трассе Хабаровск – Иркутск (Х – И) и Норильск – Иркутск (Н – И).

Таблица 3. Значения чисел Вольфа, полученных по опорной трассе

Время	W (Х – И)	W (Н – И)	Время	W (Х – И)	W (Н – И)
1	156	65	13	99	107
2	156	82	14	102	94
3	163	105	15	74	100
4	144	100	16	108	76
5	165	110	17	120	81
6	133	118	18	69	66
7	128	122	19	84	49
8	127	122	20	115	58
9	134	121	21	70	39
10	139	109	22	83	16
11	114	129	23	147	23
12	105	110	24	169	50

Полученные значения W в таблице 3 используются для прогнозирования МПЧ2F2 на трассе Магадан – Иркутск. В таблице 4. и рисунке 3 показаны результаты расчета МПЧ2F2 на трассе Магадан – Иркутск с коррекцией числа Вольфа по измеренным данным МПЧ на опорной трассе Хабаровск – Иркутск и Норильск – Иркутск.

Таблица 4. Характеристики ошибки расчета *МПЧ2F2* с коррекцией числа W

Трассы	Опорные трассы для коррекций W	Характеристики ошибки расчета с коррекций W		Характеристики ошибки расчета без коррекция W	
		$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)	$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)
Магадан – Иркутск	Норильск – Иркутск	8,9	11,4	15,1	9,8
	Хабаровск – Иркутск	-0,7	10,2		

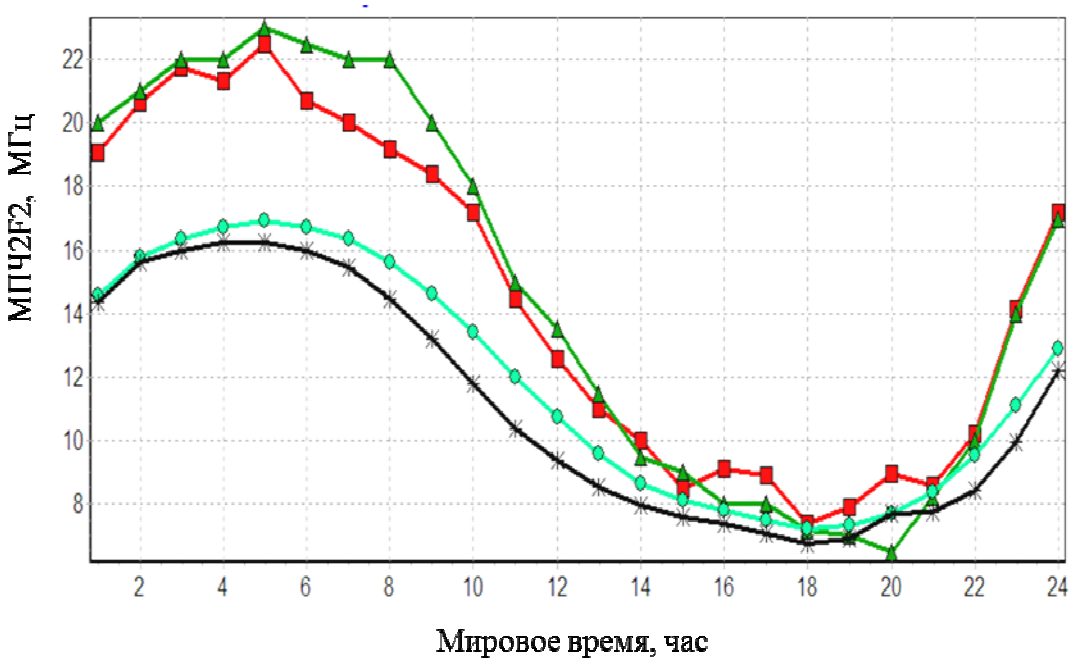


Рис. 3. Суточные вариации расчётных и измеренных *МПЧ2F2* на трассе Магадан – Иркутск: треугольники – измеренные, квадратики – расчет с использованием измеренных *МПЧ* на трассе Х-И, кружки – расчет с использованием измеренных МПЧ на трассе Н-И, звездочки – расчет без коррекции значения числа Вольфа

Из рисунка 3 нам видно, что, при использовании измеренных МПЧ2F2 на опорной трассе для коррекции значения числа Вольфа существенно увеличивается точность расчетов *МПЧ2F2*. Статистические расчеты по формулам (5) и (6) показали, что, при выборе опорной трассы Хабаровск – Иркутск для коррекции числа Вольфа средняя ошибка расчета *МПЧ2F2* относительно измеренных *МПЧ2F2* составляет -0,7 % , а среднеквадратическое отклонение - 10,2%. В случае выбора трассы Норильск – Иркутск в качестве опорной трассы средняя ошибка расчета *МПЧ2F2* относительно измеренных МПЧ2F2 составляет 8,9 % , а среднеквадратическое отклонение 11,4%. Очевидно, что точность расчетов зависит от расположения опорной трассы относительно рассмотренной трассы. Чем ближе опорная трасса к рассмотренной трассе, тем точнее результаты расчетов. Мы оценим расстояние между двумя трассами по расстоянию

между их серединами. При расчете показано, что расстояние между серединами трасс Магадан – Иркутск и Хабаровск – Иркутск составляет 830 км, что наполовину меньше расстояния между серединами трасс Магадан – Иркутск и Норильск – Иркутск -1518 км. И это объяснение, почему расчет МПЧ2F2 по опорной трассе Хабаровск – Иркутск дает лучшую точность расчетов.

Аналогично, мы получим результаты расчета *МПЧ1F2* с коррекцией числа Вольфа, ошибки расчета *МПЧ1F2* показаны в таблице 5.

Таблица 5. Характеристики ошибки расчета *МПЧ1F2* с коррекцией числа W

Трассы	Опорные трассы для коррекций W	Характеристики ошибки расчета с коррекцией W		Характеристики ошибки расчета без коррекции W	
		$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)	$\delta_м$ (%)	$S_м$ (%)
Магадан – Иркутск	Норильск – Иркутск	9	11,1	11,4	11,3
	Хабаровск – Иркутск	-5,4	13,2		

Из таблицы 5 видно, что с коррекцией W по данным измерений *МПЧ1F2* на опорной трассе Хабаровск – Иркутск и Норильск – Иркутск уменьшаются ошибки расчетов *МПЧ1F2* на трассе Магадан – Иркутск на 20 % и 52 %, соответственно.

6. Заключение

В статье представлен метод расчета *МПЧ1F2* и МПЧ2F2 с повышенной точностью расчетов путем учета неоднородностей ионосферы и использования измеренных *МПЧ* на опорной трассе для коррекции значения числа Вольфа. Предлагаемый метод расчета возможен к применению в системах радиосвязи с подвижными объектами, поскольку в этом случае отсутствуют данные статистической обработки измеренных значений за предшествующий период, что не позволяет прогнозировать *МПЧ* по регрессионным зависимостям.

Литература

1. Куркин, В.И. Метод нормальных волн в проблеме коротковолновой радиосвязи/ В.И. Куркин В.И., И.И. Орлов, В.Н. Попов. – М.: Наука, 1981. – 124 с.
2. Хазельгров Дж. Лучевая теория и новый метод расчёта траектории // Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн – М. : Наука, 1980. – 304 с.
3. Агарышев А.И., Агарышев В.А. Прогнозирование характеристик дальнего распространения радиоволн в неоднородной ионосфере: монография. – Иркутск: Иркутский филиал МГТУ ГА, 2018. – 303 с.
4. Davies, K. Ionospheric radio. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 1990. – 580 p.
5. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.

6. N.M. Polekh, N.A. Zolotukhina, E.B. Romanova, S.N. Ponomarchuk, V.I. Kurkin, A.V. Podlesnyi. Ionospheric Effects on Magnetospheric and Thermospheric Disturbances on March 17 – 19, 2015 // Geomagnetism and Aeronomy. — 2016. — V. 56, N 5. — Pp. 557–571.
7. http://meteo-dv.ru/geospace/AverageMonthW.

REFERENCES

1. Kurkin V. I. Normal waves method in shortwave radio communication / V. I. Kurkin, I. I. Orlov, V. N. Popov. M. : Nauka, 1981. – 124 p.
2. Hazelgrov DZ. Ray-path theory and a new method of calculating a trajectory // Ray approximation and issues of radio waves propagation. M. : Nauka, 1980. – 304 p.
3. Agarushev A.I., Agarushev V.A. Prediction of the long-range propagation characteristics of radio waves in the inhomogeneous ionosphere: monograph. – Irkutsk: Irkutsk branch of MSTU GA, 2018. – 303 p.
4. Davies, K. Ionospheric radio. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 1990. – 580 p.
5. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.
6. N.M. Polekh, N.A. Zolotukhina, E.B. Romanova, S.N. Ponomarchuk, V.I. Kurkin, A.V. Podlesnyi. Ionospheric Effects on Magnetospheric and Thermospheric Disturbances on March 17 – 19, 2015 // Geomagnetism and Aeronomy. — 2016. — V. 56, N 5. — Pp. 557–571.
7. http://meteo-dv.ru/geospace/AverageMonthW.

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФОРМОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

А. М. Бобрешов[1], Г. К. Усков[1], К. В. Смусева[1], Н. С. Сбитнев[1]

[1] ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен способ изменения формы диаграммы направленности антенны путем использования заполнения с переменной диэлектрической проницаемостью. Результаты моделирования, выполненные для сверхширокополосного ТЕМ-рупора, представлены в работе. Анализ полученных результатов указывает на целесообразность применения предложенного способа в некоторых областях сверхширокополосной техники, в частности, при синтезе элементов фазированных антенных решеток.

Ключевые слова: ТЕМ-рупор, линзовая антенна, фазированная антенная решетка.

APPLICATION OF DIELECTRIC FILLING FOR CONTROLLING THE FORM OF AN ANTENNA PATTERN

A. M. Bobreshov[1], G. K. Uskov[1], K. V. Smuseva[1], N. S. Sbitnev[1]

[1] Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract.. A method for changing the shape of the antenna pattern by using a filling with a variable dielectric constant is proposed. The results of modeling performed for the ultra-wideband TEM-horn are presented in the work. Analysis of the results indicates the feasibility of applying the proposed method in some areas of ultra-wideband technology, in particular, in phased antenna arrays

Keywords: TEM-horn; lens antenna; phased antenna array.

1. Введение

ТЕМ-рупор в наше время достаточно широко применяется в сверхширокополосной (СШП) технике. Достаточно большое число работ [1,2] посвящено улучшению свойств направленности таких рупоров с помощью добавления диэлектрического заполнения в их раскрыв. Иными словами, в этих работах заполнение использовалось для расширения частотного диапазона и увеличения коэффициента усиления рупора с одновременным сужением главного лепестка диаграммы направленности (ДН).

В некоторых же ситуациях, например при синтезе элементов фазированных антенных решеток, требуется обратное: необходимо расширить главный лепесток ДН таким образом, чтобы он соответствовал углам сканирования ФАР [3]. В данной работе предлагается способ расширения главного лепестка ДН путем введения в раскрыв ТЕМ-рупора диэлектрического заполнения, схожего по своей структуре с предложенным в [1]. В перспективе, использование подобных конструкций с уникальным распределением диэлектрической проницаемости позволит создавать антенны с произвольной формой ДН.

2. Формирование диаграммы направленности ТЕМ-рупора как элемента ФАР.

Как было упомянуто выше, целью настоящей работы являлось получение ТЕМ-рупора с расширенным главным лепестком ДН. Если для сужения лепестка требовалось выровнять волновой фронт [2], то логичным выглядит предположение, что для его расширения необходимо выполнить обратную операцию. Полагая, что в исходной антенне в плоскости ее раскрыва фронт является сферическим (или близким к таковому), необходимо «искривить» его еще сильнее, сделав, например, эллипсоидальным.

Сразу стоит уточнить, что форма эллипсоида была выбрана в качестве тестовой и, безусловно, не является оптимальной для поставленной задачи. Но, тем не менее, она показывает обоснованность наших предположений. Поиск оптимальной формы волнового фронта для требуемой ДН является нетривиальной задачей и, зачастую, требует решения сложных интегральных уравнений.

На рисунке 1 изображен ТЕМ-рупор (в профиль) и предлагаемая форма волнового фронта внутри него. Эллипс с центром в точке (X_0, Y_0), большой и малой полуосями *a* и *b* соответственно выбран в качестве требуемой формы волнового фронта. Так же пунктиром между лепестками рупора показана исходная сферическая форма волнового фронта.

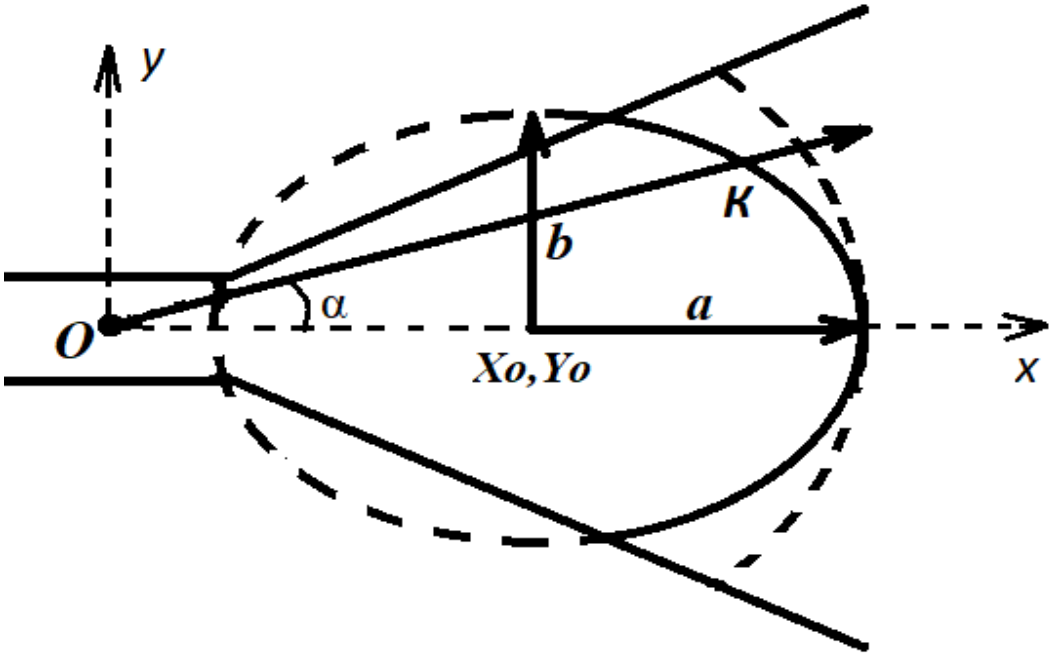


Рис. 1. Схематичное изображение ТЕМ-рупора и эллиптического волнового фронта внутри него.

Чтобы вывести закон распределения диэлектрической проницаемости внутри рупора, воспользуемся рассуждениями, сходными с представленными в [1]. Учитывая синфазность лучей, исходящих из волнового фронта, можно записать:

$$\rho(\alpha) = v(\alpha)\, t = {ct}\Big/{\sqrt{\varepsilon(\alpha)}}. \qquad (1)$$

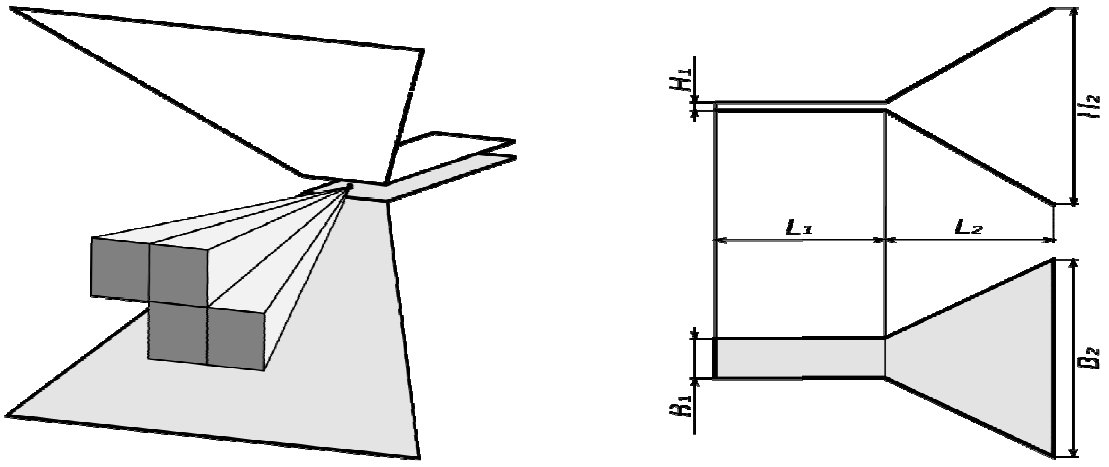
Здесь $\rho(\alpha)$ – путь луча, выходящего под углом α к оси x, от фазового центра (точка O) до пересечения с эллипсом в точке K; $v(\alpha)$ – скорость распространения этого луча, которую можно выразить через c – скорость света, и ε – диэлектрическую проницаемость среды. Предполагая, что диэлектрическая проницаемость заполнения рупора будет меняться в зависимости от угла распространения относительно главного направления, можно установить, что наименьшая диэлектрическая проницаемость будет наблюдаться именно в главном направлении. Исходя из физических соображений, примем эту проницаемость минимально возможной, т.е. равной 1. Тогда:

$$\rho(0) = {ct}/{\sqrt{\varepsilon(0)}} = ct, \qquad (2)$$

$$\varepsilon(\alpha) = {c^2t^2}/{\rho(\alpha)^2} = {\rho(0)^2}/{\rho(\alpha)^2}. \qquad (3)$$

Таким образом мы избавились от параметров времени и скорости света в формуле для диэлектрической проницаемости и свели все расчеты к нахождению простых геометрических величин. В (3) $\rho(0)$ является постоянной величиной и зависит только от размеров рупора, а $\rho(\alpha)$ зависит и от выбранных параметров эллипса.

В качестве модели для проверки был использован ТЕМ-рупор, изображенный на рисунке 2а. Размеры, указанные на нем, были выбраны следующими: L_1 = 30 мм, L_2 = 30 мм, B_1 = 10 мм, B_2 = 50 мм, H_1 = 2 мм, H_2 = 50 мм. Аналогично описанному в [1],



а) б)

Рис. 2. Проекции ТЕМ-рупора, использованного в работе (а), изображение пирамидальных элементов диэлектрического заполнения (б).

заполнение пространства между лепестками антенны производилось при помощи блоков в форме косой пирамиды с прямоугольным основанием, причем вершинами всех таких пирамид являлся фазовый центр, а основания образовывали прямоугольную сетку в излучающей поверхности рупора. Каждой пирамиде назначался материал с проницаемостью, вычисленной по (3). Получившаяся структура изображена на рисунке 2б.

Наиболее интересным является вопрос выбора параметров эллипса, форму которого должна принять проекция волнового фронта. Очевидно, что координата Y_0 на

рисунке 1 равна 0. X_0 была выбрана на половине расстояния от фазового центра до плоскости раскрыва и равнялась 15,625 мм, а большая и малая полуоси *a* и *b,* соответственно – 14,375 мм и 16 мм. Можно заметить, что именно параметр *b* определяет кривизну волнового фронта.

Учитывая симметрию использованного рупора, и, опуская геометрические расчеты, связанные с нахождением расстояния от фазового центра до эллипса, представим зависимость диэлектрической проницаемости от угла распространения внутри рупора, изображенную на рисунке 3. Видно, что максимальная диэлектрическая проницаемость наблюдается при наибольшем отклонении луча от главного направления и принимает значение ~2,09.

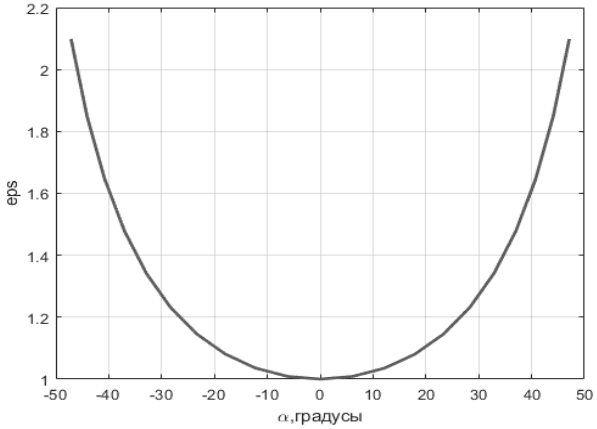


Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости заполнения рупора от угла распространения лучей в нем.

Исходя из вышесказанного, были построены модели ТЕМ-рупоров с соответствующим заполнением и без него и произведено электродинамическое моделирование при помощи метода конечных разностей во временной области (FDTD) [4]. Были найдены диаграммы направленности на наборе частот, а также коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН).

3. Результаты электродинамического моделирования.

На рисунке 4 представлены диаграммы направленности рупоров с диэлектрическим заполнением (сплошная линия) и без заполнения (пунктирная линия) на частотах 5, 10, 12,5, 15, 17,5 и 20 ГГц соответственно. Видно, что на нижней части выбранного диапазона частот диэлектрик не играет какой-либо существенной роли, так как ДН антенн выглядят практически идентичными. Начиная с 12,5 ГГц, наблюдается расширение главного лепестка. На рисунке 4г, соответствующем частоте 15 ГГц, так же изображена ДН антенны с заполнением из [1]. Видно, что в отличие от рассматриваемого оно есть сужает главный лепесток. На этой частоте его ширина по уровню -3дБ возрастает с 59° до 151°.

На частотах 17,5 и 20 ГГц также наблюдается более чем двукратное расширение главного лепестка: с 57° до 140° и с 50° до 115°. Кроме того, из графиков видно, что на этих частотах максимум ДН уже не приходится на главное направление, а смещается

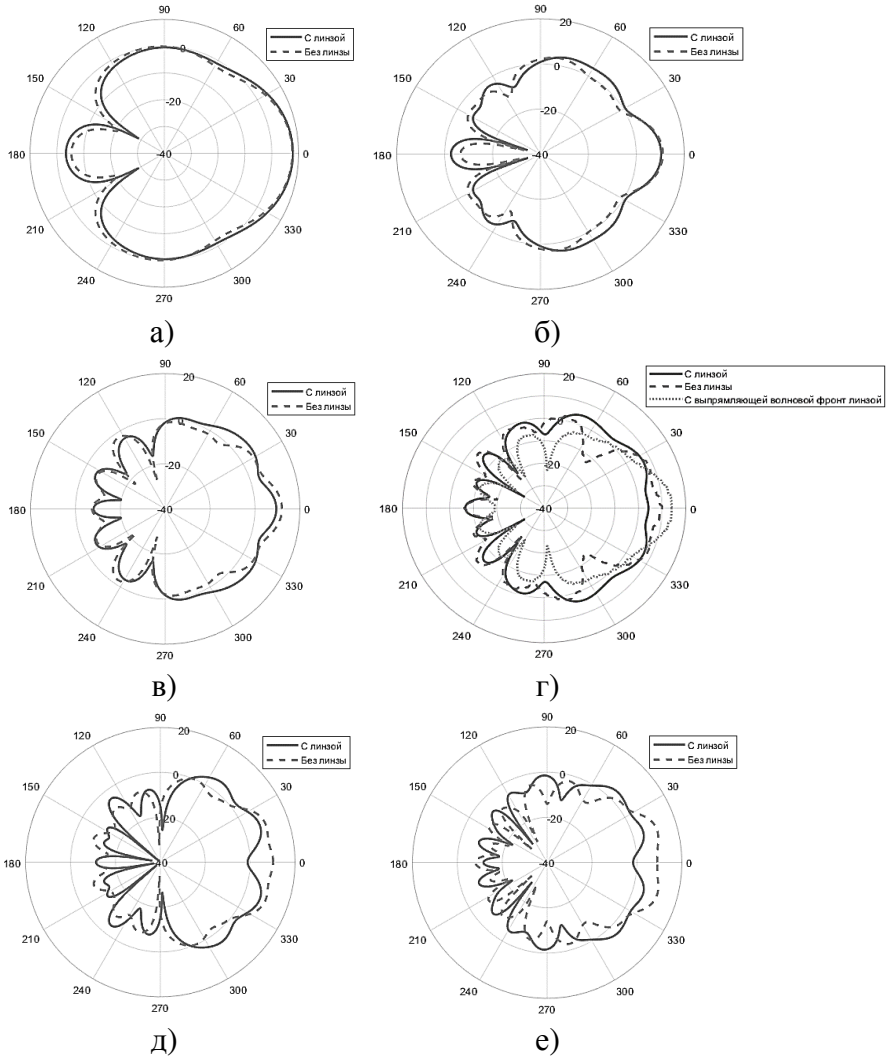


Рис. 4. Диаграммы направленности ТЕМ-рупора с заполнением и без на частотах а – 5, б – 10, в – 12,5, г – 15, д – 17,5, е – 20 ГГц.

симметрично влево и вправо от него, то есть начинает наблюдаться склонность к искажению главного лепестка.

На рисунке 5 показана зависимость КСВН от частоты. Видно, что нижняя граничная частота по уровню 2,5 уменьшается на ~300 МГц, а в остальном КСВН не испытывает каких-либо значительных изменений.

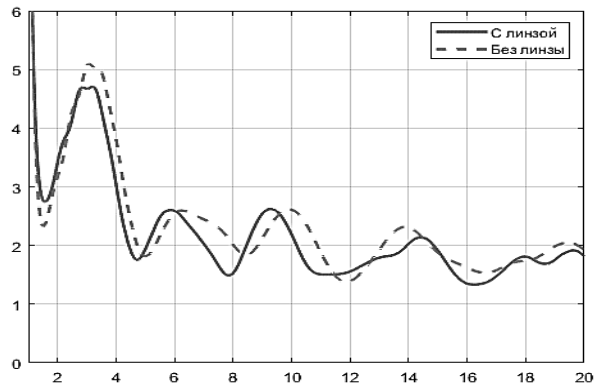


Рис. 5. Частотная зависимость КСВН для антенн с диэлектрическим заполнением и без него.

4. Заключение

Предложенная в данной работе методика увеличения ширины главного лепестка ДН ТЕМ-рупора показывает принципиальную возможность получения требуемой направленности сложной формы путем введения между его лепестками диэлектрического заполнения с необходимым распределением проницаемости. Кроме того, она сама по себе, может найти применение в фазированных антенных решетках с широкими углами сканирования.

В работе не ставилась задача нахождения оптимальной формы волнового фронта, а его эллиптическая форма была выбрана в качестве тестовой. Также, и сам способ заполнения диэлектриком является практически не реализуемым. Но полученные результаты говорят о работоспособности высказанных предположений, а добиться необходимого распределения диэлектрической проницаемости можно, пусть и с некоторыми ограничениями, с помощью вспененного диэлектрика, описанного в [2,5,6].

5. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. Бобрешов А.М., Кретов П.А., Лысенко Н.А., Усков Г.К. Исследование направленных свойств ТЕМ-рупорной антенны с заполнением пространства раскрыва неоднородным диэлектриком в приближении геометрической оптики. 3-я Всероссийская Микроволновая конференция: доклады. [— Москва, 2015.— С. 191-195.
2. Бобрешов А.М., Кретов П.А., Сбитнев Н.С., Усков Г.К. Влияние неоднородного диэлектрического заполнения на направленные свойства ТЕМ-рупора. Радиолокация, навигация, связь: XXII Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 19-21 апр. 2016 г. — Воронеж, 2016 г.— Т. 2. — С. 946-952.
3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. — М.: Техносфера, 2012. — 560 с.
4. Taflove A. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Antennas and Propagation Library. — Artech House, 1995.
5. Бобрешов А.М. Исследование диэлектриков для трехмерной печати микроволновых линз / Бобрешов А. М., Кретов П. А, Степкин В. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К.//Радиолокация, навигация, связь: XXIV Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 17-19 апр. 2018г. — Воронеж, 2018 г.— Т. 4 — С. 58-63.
6. Uskov G. K., Kretov P. A., Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Bobreshov A. M., Investigation of 3D printed dielectric structure for microwave lens prototyping, 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 294-296.

References

1. Bobreshov A.M., Kretov P.A., Lysenko N.A., Uscov G.K. Investigation of the directed properties of the TEM-horn antenna with the filling of the opening space with an inhomogeneous dielectric in the geometric optics approximation. III Microwave conference, Moscow, 2015, — Pp. 191-195.
2. Bobreshov A.M., Kretov P.A., Sbitnev N.S., Uskov G.K. Study of influence of inhomogeneous dielectric filling on directional properties of TEM-horn. Radiolocation, navigation, communication: XXII International Scientific and Technical Conference, Voronezh, 19-21 Apr. 2016 — Voronezh, 2016 — V. 2. — Pp. 946-952.

3. Hansen R.S. Phased array antenna. Second edition. — Moscow: Technosphere, 2012. — 560 p.
4. Taflove A. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Antennas and Propagation Library. — Artech House, 1995.
5. Bobreshov A.M Research of dielectrics for the 3-d printing of microwave lenses/ Bobreshov AM, Kretov P. A, Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Uskov G. K.// Radiolocation, navigation, communication: XXIV International Scientific and Technical Conference, Voronezh, 17-19 Apr. 2018 — Voronezh, 2018 — V. 4 — Pp. 58-63.
6. Uskov G. K., Kretov P. A., Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Bobreshov A. M., Investigation of 3D printed dielectric structure for microwave lens prototyping, 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 294-296.

ПРИМЕНЕНИЕ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ВИВАЛЬДИ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МАТЕРИАЛЬНЫХ СРЕД И ОБЪЕКТОВ

Е.Л.Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. В работе рассматривается применение антенны Вивальди при подповерхностном радиолокационном зондировании почвогрунтов и инженерных конструкций. Приведены результаты экспериментальных исследований дисперсионных характеристик лабораторного образца антенны при излучении в бетон. Анализируется влияние почвогрунтов на энергетические характеристики излучателя антиподального типа. Рассматривается применение антенной системы из излучателей Вивальди для измерения длины железобетонных свай, установленных в грунт.

Ключевые слова: антенна, дисперсионная характеристика, диаграмма направленности.

THE USE OF VIVALDI RADIATORS WITH SUBSURFACE RADAR SOUNDING MATERIAL ENVIRONMENTS AND OBJECTS

E.L.Shoshin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The paper considers the use of Vivaldi antenna in subsurface radar sounding of soils and engineering structures. The results of experimental studies of dispersion characteristics of the laboratory sample of the antenna at radiation in concrete are presented. The influence of soils on the energy characteristics of the radiator of antipodal type is analyzed. The application of the antenna system of Vivaldi emitters for measuring the length of reinforced concrete piles installed in the ground is considered.

Keywords: antenna, dispersion characteristic, directional diagram.

1. Введение

Развитие подповерхностной радиолокации способствует поиску антенн, способных формировать и принимать сверхширокополосные сигналы. К заслуживающим внимание можно отнести излучатели Вивальди (ИВ), которые благодаря градиентному расширению линии передачи способны работать в широком частотном диапазоне. Излучатели Вивальди имеют симметричный главный лепесток, хорошее усиление и демонстрируют низкий уровень боковых лепестков (УБЛ). Контур ИВ формируется на подложке. Направленные характеристики и дисперсионные свойства ИВ зависят от формы излучателя, его габаритов, а в случае подповерхностного зондирования на энергетические характеристики ИВ будут оказывать влияние почвогрунты. В дециметровом диапазоне длин волн зондируемые почвогрунты представляют собой сложные объекты, диэлектрическая проницаемость ε и электропроводность σ которых зависят от материала среды, частоты электромагнитного поля, плотности, пористости, влажности, температуры.

2. Характеристики излучения

Излучатель Вивальди антиподального типа (рисунок 1) конструктивно представляет собой печатный излучатель [1] в плоскости YOZ, построенный на основе щели с экспоненциальным профилем:

$$W(y) = W_S\, e^{a\,y}\,, \tag{1}$$

$$a = (1/L_S)\ln(W_{SOUT}/W_{SIN})\,, \tag{2}$$

где W_{SIN} -ширина щелевой линии в области возбуждения, W_{SOUT} - ширина щелевой линии на выходе антенны, L_S - длина нерегулярной щелевой линии.

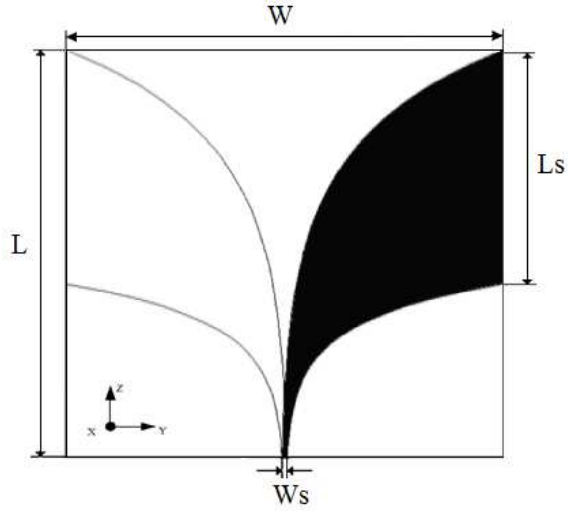


Рис. 1. Конструкция излучателя Вивальди

Рассмотрим применение ИВ для его работы в составе георадара в диапазоне частот 400 МГц – 800 МГц. Обоснуем выбор толщины подложки. Согласно [2] требование к эффективной толщине $t_{эф}$ подложки в случаях антенн с расширяющейся щелью определяется как:

$$\frac{t_{эф}}{\lambda_0} = \frac{\left(\sqrt{\varepsilon_r} - 1\right)\cdot t}{\lambda_0}\,, \tag{3}$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, t – толщина, а ε_r - диэлектрическая проницаемость подложки. Согласно [2], условие направленной передачи сигналов антеннами с расширяющейся щелью имеет вид:

$$0{,}005 \le \frac{t_{эф}}{\lambda_0} \le 0{,}03\,, \tag{4}$$

Нижняя граница (4) связана с резким уменьшением коэффициента направленного действия антенны, а превышение верхней границы приводит к появлению нежелательных мод в подложке, которые способствуют увеличению боковых лепестков в диаграмме направленности антенны.

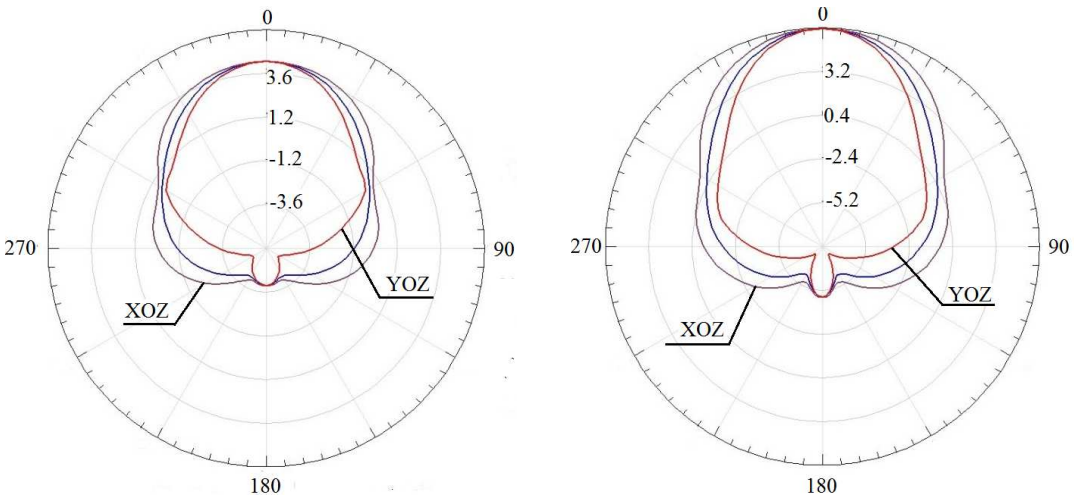
В качестве материала подложки выберем стеклотекстолит со значением диэлектрической проницаемости ε_r=5. Используя (3) и (4), выбираем подложку

толщиной в 3 мм. Целью параметрического синтеза конструкции ИВ поставим достижение минимальных значений коэффициента стоячей волны (КСВ) в заданном диапазоне частот с учётом требований по формированию направленных свойств излучателя в ближней зоне. В качестве подповерхностной среды выберем бетон (ε=4,5 и σ=0,065 См/м). В таблице 1 приведены результаты численного расчёта параметров топологии излучателя, отвечающей заданным требованиям.

Таблица 1. Параметры топологии излучателя Вивальди

L, мм	L_S *, мм*	*W, мм*	W_S *, мм*
400	230	430	5

На рисунке 2 приведены диаграммы направленности ИВ при работе на различных частотах. Согласно результатам моделирования ширина основного лепестка диаграммы направленности для различных частот варьируется в пределах 60^0-80^0 в плоскости YOZ и 80^0-100^0 в плоскости XOZ, при этом, уровень боковых лепестков (УБЛ) составляет -14…-5 дБ относительно основного излучения. Существенно уменьшить уровень боковых лепестков можно, размещая металлический экран между излучателем Вивальди и воздушной полусферой.



а) б)

Рис.2. Диаграмма направленности излучателя Вивальди:
а) частота 450 МГц; б) частота 550 МГц.

На рисунке 3 приведены дисперсионные характеристики ИВ, полученные в ходе экспериментального исследования лабораторного образца антенны при излучении в воздух (кривая 1) и в бетонный пол (кривая 2). Измерения проводились векторным анализатором комплексных коэффициентов передачи ОБЗОР103.

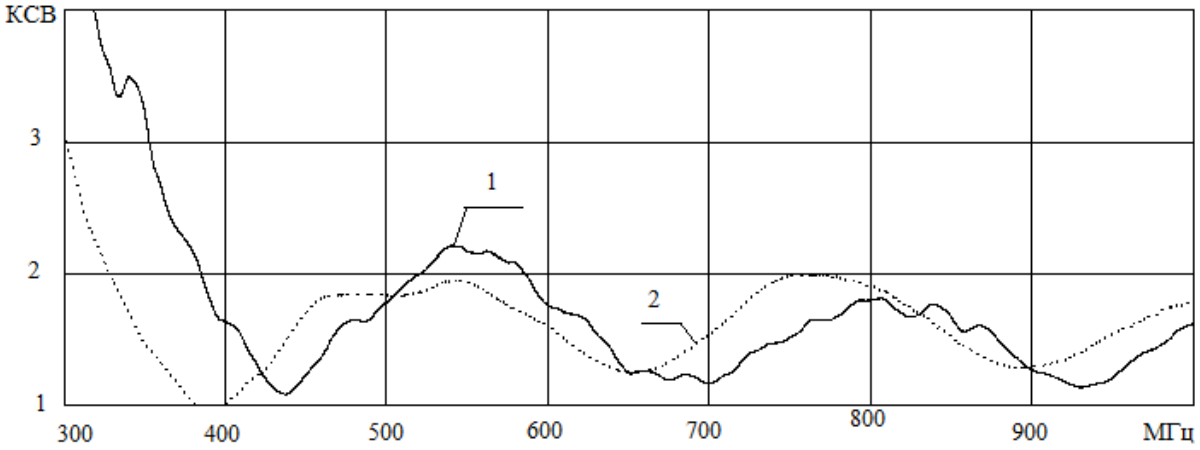
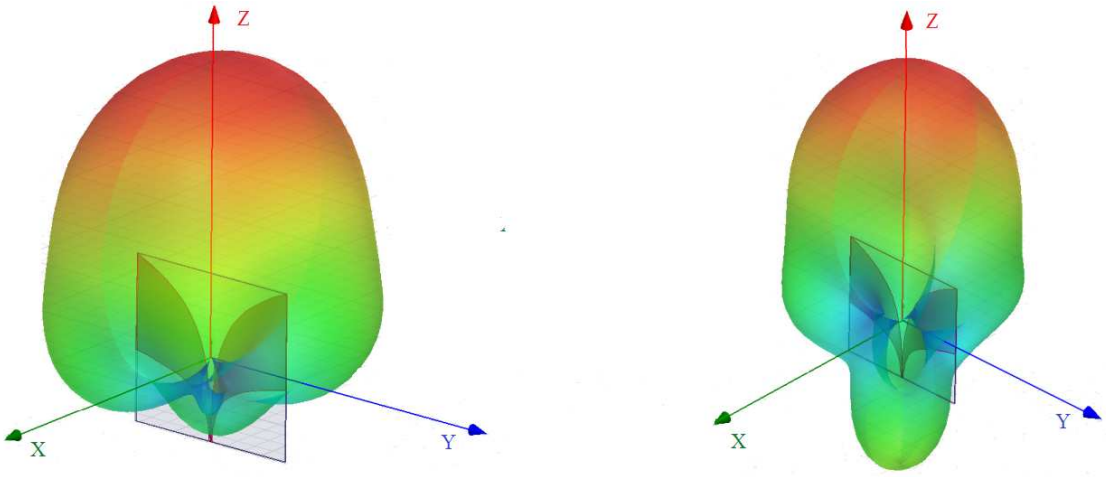


Рис.3. Дисперсионная характеристика опытного образца излучателя Вивальди

Представленные результаты свидетельствуют о том, что определяемая согласно критерию КСВ<2 полоса рабочих частот ИВ в случае его излучения в бетонный пол составляет 320 – 1000 МГц.

3.Влияние почвогрунтов и воды на энергетические характеристики излучателя Вивальди

Подповерхностная среда оказывает существенное влияние на характер переносимых электромагнитных волн. На рисунке 4. приведена 3D диаграмма направленности излучателя Вивальди при излучении в сухой песок (ε=4,5, $tg\delta$=0,065) и умеренно влажную глину (ε=13, $tg\delta$=0,33). Сравнение рис.4а и рис.4б демонстрирует возникновение значительных деформаций главного лепестка диаграммы направленности (ДН), обусловленных значительной электропроводностью умеренно-влажной глины и возникающими при этом потерями переносимых электромагнитных волн.

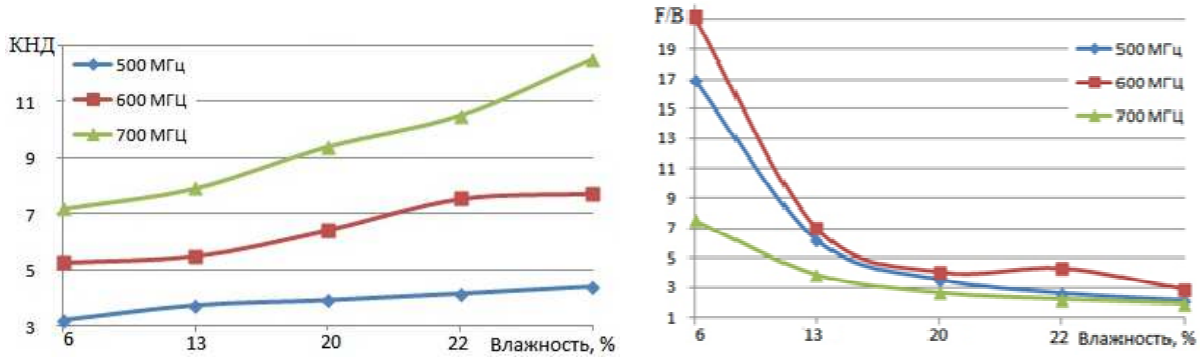


а) б)

Рис.4. 3D диаграмма направленности антенны Вивальди в ближнем поле излучения:
а) в сухой песок; б) в умеренно-влажную глину.

Увеличение влажности дерновых почвогрунтов практически во всех случаях приводит к сужению главного лепестка диаграммы направленности ИВ, одновременно с этим увеличивается коэффициент направленного действия, который учитывает и

направленные свойства ИВ, и степень рассогласования с линией питания. Результаты численного моделирования свидетельствуют, что при изменении влажности дерна от 6 до 30% на частоте 600 МГц главный лепесток диаграммы направленности излучателя сужается в 1,5 раза, при этом его КНД увеличивается на 50%, достигая значения 7,5 (рисунок 5а), а коэффициент Front-to-Back уменьшается, достигая значения 2 (рисунок 5б).



а) б)

Рис.5. Влияние влажности грунта на характеристики направленности ИВ:
а) зависимость КНД от влажности грунта;
б) зависимость коэффициента front-to-back от влажности грунта

В таблице 2 приведены энергетические характеристики излучателей Вивальди антиподального типа, рассчитанные при подповерхностном зондировании в песочный грунт с различными значениями центральной рабочей частоты.

Таблица 2. Характеристики излучателей Вивальди

Центральная рабочая частота, МГц	КНД	КПД	УБЛ, дБ
250	8-13	0,8-0,92	-4..-10
600	7-26	0,9-0,93	-3..-13
1000	11-20	0,9-0,97	-4..-17
1500	11-14	0,97-0,98	-6..-9

Примечание: для песочного грунта с диэлектрической проницаемостью 4 ..6

Отдельного рассмотрения требует анализ характеристик ИВ при излучении в воду. Электропроводные свойства воды определяются концентрацией растворённой в ней солями и изменяются в пределах σ = 0,0002 См/м (для дистиллированной воды) и σ = 4 См/м (для морской воды). Возникающая рассогласованность ИВ при его излучении в воду (ε = 81) и значительная электропроводность солёной морской воды являются основными причинами, затрудняющими локализацию излучения в воду. В случае излучения в морскую воду уровень основного лепестка диаграммы направленности ИВ оказывается меньше уровня обратного излучения, если конструкцией антенны не предусмотрен экран между излучателем и воздушной полусферой. В таблице 3 приведены результаты численного расчета влияния электропроводности воды на характеристики ИВ при его излучении в воду на центральной частоте 300 МГц.

Таблица 3. Характеристики ИВ при излучении в воду

Вода	Наличие экрана	КПД	УБЛ, дБ	Ширина основного лепестка XOZ, град	КНД
Дистиллированная вода	нет	0,978	-6,4	102,8	7,0
Речная вода	нет	0,971	-3,6	92,1	3,6
Морская вода	есть	0,713	-3	51,1	8,8

4.Антенная система из излучателей Вивальди

Поляризацию радиолокационных сигналов принято выражать с использованием поляризационного базиса, при этом в качестве состояний поляризаций сигналов, излученных антенной, могут быть выбраны ортогональные линейные поляризации или ортогональные круговые поляризации, как наиболее часто используемые в практике радиолокационных измерений. Рассмотрим антенную систему, составленную из четырех излучателей Вивальди антиподального типа (рисунок 6). Каждый из излучателей Вивальди, входящий в состав антенного устройства, характеризуется линейной поляризацией принимаемого или излучаемого сигнала в основном лепестке своей диаграммы направленности. Система ИВ образует поляризационный базис, в котором пара излучателей 1-3 используется для излучения и приема сигналов линейно вертикальной поляризации (в плоскости XOY относительно оси OZ), а пара излучателей 2-4 используется для излучения и приема сигналов линейно горизонтальной поляризации.

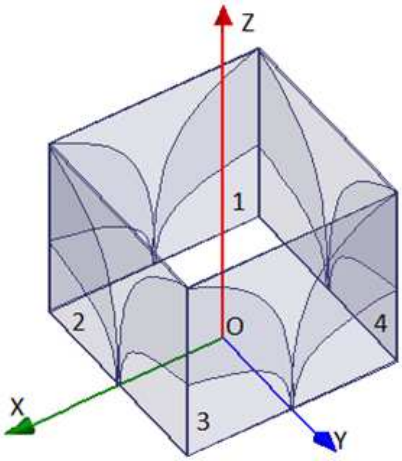


Рис.6. Антенная система из излучателей Вивальди.

Попарное расположение излучателей приводит к достижению положительного эффекта, заключающемуся в сложении магнитных полей излучателей, расположенных друг напротив друга. На рисунке 7 приведена 3D диаграмма направленности антенной системы, полученная для условий моделирования излучения сверхширокополосных сигналов в сухой песок. Результаты моделирования демонстрируют направленный характер каждого из излучателя в направлении оси Z.

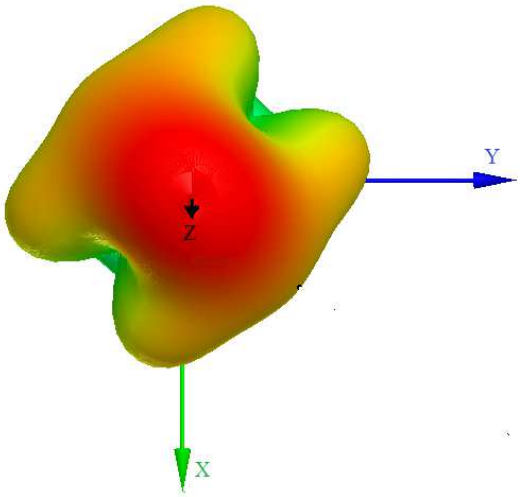


Рис.7. 3D диаграмма направленности антенной системы

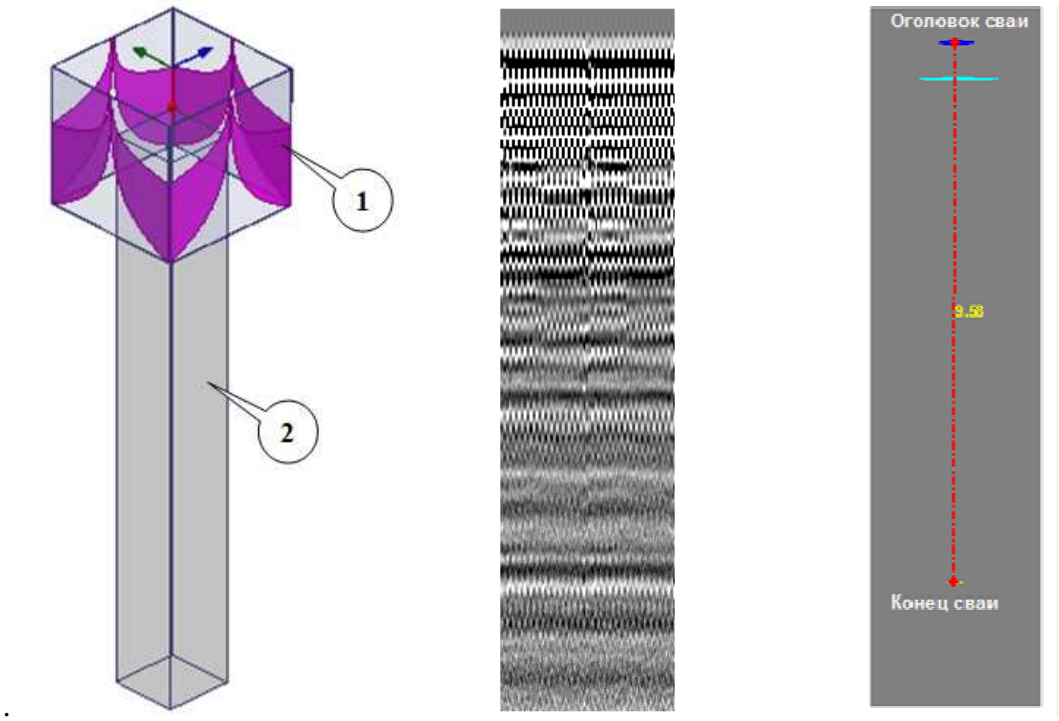
Наряду с характеристиками направленности, рассматриваемая антенная система способна к излучению и приему поляризационно-модулированных сигналов. При этом, образующие поляризационный базис пары излучателей 1,3 и 2,4 будут формировать и осуществлять прием сверхкоротких сигналов линейной поляризации последовательно в первом и во втором полупериоде (*Т*) модуляционного цикла (*Ц=2Т*). Излучатели 1, 3 характеризуются горизонтальной поляризацией, а излучатели 2,4 – вертикальной поляризацией.

Приведем пример использования поляризационно-модулированных сигналов при проведении измерения длины установленных в грунт свай. На рисунке 8а приведена схема доступа антенной системы (1) к оголовку сваи (2), пригодного для измерений. Радиолокационное обследование реализуется с открытых боковых поверхностей оголовка сваи и включает в себя режим последовательного облучения установленной в грунт сваи электромагнитными волнами с линейными ортогональными поляризациями, что позволяет выполнить поляризационную обработку обратно-рассеянных сигналов.

Металлические штыри, образующие арматуру свай, будут хорошо отражать линейно-поляризованные электромагнитные волны, плоскость поляризации которых соответствует ориентации стержней арматуры, и слабо отражать линейно-поляризованные электромагнитные волны, плоскость поляризации которых образует перпендикуляр по отношению к направлению ориентации стержней арматуры. Отличие в уровне сигналов, рассеянных от металлических стержней, в зависимости от поляризации излученного сигнала, может составить 5-10 дБ, что позволяет отнести стержни к категории поляризационно-анизотропных объектов. Граница раздела «конец сваи-грунт» не содержит металлических включений, в следствии чего рассеивает сигналы, уровень которых некритичен к поляризации зондирующих импульсов, и потому может быть классифицирована как поляризационно-изотропный объект.

На рисунке 8б приведено радиолокационное изображение сваи, полученное на центральной частоте 700 МГц в режиме поляризационной модуляции зондирующих сигналов. Обработка принятых сигналов включала: накопление, компенсация затухания в почвогрунтах, формирование маски границ раздела поляризационно-изотропных сред,

пространственная корреляционная обработка, формирование бинарного изображения, реконструкция границ раздела сред. На рисунке 8в приведены результаты определения длины сваи.



а) б) в)

Рис.8. Измерение длины установленной сваи:
а) схема доступа к оголовку сваи; б) радарограмма; в) результат реконструкции.

5. Заключение

Энергетические характеристики излучателей Вивальди позволяют их использовать для решения задач подповерхностной радиолокации. Электрофизические характеристики почвогрунтов, и, в существенной степени, влажность оказывают значительное влияние на коэффициент направленного действия, КПД и уровень боковых лепестков излучателей Вивальди. Образованная из ИВ антенная система в режиме поляризационной модуляции зондирующих сигналов способна осуществлять селекцию обратно-рассеянных сигналов от изотропных и анизотропных объектов, по результатам которой может быть определена длина установленной в грунт сваи.

Литература

1. Gibson, P. J., «The Vivaldi Aerial» Proc. 9th European Microwave Conf. Brighton, U.K, 1979.P. 101-105.
2. Wood, I., «Linear Tapered Slot Antenna for Imaging Arrays», Ph.D. dissertation, University of Victoria, USA, 2005.

References

1. Gibson, P. J., «The Vivaldi Aerial» Proc. 9th European Microwave Conf. Brighton, U.K, 1979.P. 101-105.
2. Wood, I., «Linear Tapered Slot Antenna for Imaging Arrays», Ph.D. dissertation, University of Victoria, USA, 2005.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ФРОНТА СВЕРХЗВУКОВОЙ УДАРНОЙ ВОЛНЫ В ПЛАЗМЕ СПУСКАЕМОГО АППАРАТА

Е.Н. Злыднев[1], В.И. Тамбовцев[1], В.К. Усачёв[2]

[1]Южно-Уральский Государственный университет (ЮУрГУ), Челябинск, РФ
[2]Челябиснкий государственный университет, Челябинск, РФ

Аннотация. В работе рассматриваются основные свойства фронта сверхзвуковой ударной волны в плазме спускаемого аппарата и особенности прохождения радиоволн через данную среду. Рассмотрены эффекты влияния плазмы ударного слоя процессы отражения и поглощения электромагнитных волн в различных частотных диапазонах.

Ключевые слова: Плазменная оболочка, фотоионизация, ударный слой, электронная концентрация.

REFLECTION AND REFRACTION OF RADIO WAVES AT THE FRONT OF A SHOCK WAVE IN A PLASMA

E.N. Zlydnev[1], V.I Tambovcev[1], V.K. Ysachev[1]

[1]South Ural State University (SUSU), Chelyabinsk, Russia
[2]Chelyabinsk State University, Chelyabinsk, RF

Abstract. The main properties of the supersonic wave front are used in this work. Reflecting effects of plasma shock layer processes of reflection and absorption of electromagnetic waves in different frequency ranges.

Keywords: Plasma shell, photoionization, shock layer, electron concentration

1. Введение

При вхождении спускаемого аппарата космического объекта в атмосферу, вокруг него образуется оболочка из раскаленного газа, обладающего плазменными свойствами. Ввиду специфических радиофизических свойств оболочки происходит нарушение радиосвязи со спускаемым аппаратом в широком диапазоне частот. Расследование крушения корабля "Колумбия" при торможении было затруднено именно из-за отсутствия данных телеметрии при полёте на высотах ниже слоя *E* ионосферы (катастрофа произошла на 75 км) [1]. Аналогичные проблемы могут возникнуть и при движении в тропосфере гиперзвуковых экспериментальных аппаратов и, в перспективе, гиперзвуковых самолётов.

Для понимания причин сбоев радиосвязи необходимо рассмотреть радиофизические процессы, происходящие при взаимодействии электромагнитного поля радиоволн с ударной волной. В данной главе производиться графоаналитический анализ свойств ионизированной среды, а также теоретическая оценка уровня затухания и уровня фазовых искажений радиосигналов в различных частях ударной волны капсулы спускаемого аппарата с использованием теории распространения радиоволн в ионизированной среде [1], результатов компьютерного моделирования ударной волны спускаемого аппарата и физических параметров среды. Полученная таким образом методика оценки уровня затухания и уровня фазовых искажений радиоволны может быть применена к их оценке в оболочке произвольной формы.

С другой стороны, плазменная оболочка увеличивает эффективное сечение отражения радиолокационного сигнала, что наблюдается при вторжении метеоров в относительно плотные слои верхней атмосферы. Остаётся всё же загадкой, почему Южно-Уральский болид (15.02.2013) остался не замеченным громадным количеством радиолокационных станций, в том числе и загоризонтными радиолокаторами дальнего обнаружения.

2. Дисперсионное уравнение для электромагнитных волн, распространяющихся в ионизированной среде

Характер поведения электронов в целом определяется дифференциальным уравнением движения (здесь относительно оси Z) [2]:

$$m_e \frac{d^2 z_e}{dt} = -eE_z + \nu_e m_e \frac{d(z_o - z_e)}{dt} + \frac{e^2 n_e}{\varepsilon_o}(z_o - z_e). \quad (1)$$

Последнее слагаемое в представленной форме определяет наведённое поле за счёт электрокинетического процесса в среде за фронтом ударной волне [2], но здесь это не рассматриваем. Если исключить влияние внешнего поля E и массовое движения газа, то, естественно, получается частота ωр.

В рамках феноменологического подхода радиофизические свойства СИГ описываются "материальными" уравнениями среды. Диэлектрические свойства среды характеризуются относительной диэлектрической проницаемостью ε(ω), а проводящие свойства – проводимостью σ(ω).

В переходной области применимы комплексные характеристики. Комплексная проницаемость εв мнимой части содержит проводимость: ε = ε – iσ/(εoω), что связано с наличием «токов потерь». Представим проводимость СИГ в комплексной форме: σ = σr– iσi. Рассмотрим материальное уравнение для плотности тока: j=σE, где j=eneu. Запишем уравнение движения в комплексной форме для электронов, имеющих скорость u(t) = Uexp(iωt):

$$m_e \frac{d\mathrm{u}(t)}{dt} = i\omega m_e \mathrm{u}(t) = -e\mathrm{E} - \nu_e m_e \mathrm{u}(t). \quad (2)$$

Из материального уравнения и уравнения движения получаем действительную – σr и мнимую – σi компоненты комплексной проводимости:

$$\sigma_r = \frac{e^2 n_e}{m_e} \frac{\nu_e}{\nu_e^2 + \omega^2}; \quad \sigma_i = \frac{e^2 n_e}{m_e} \frac{\omega}{\nu_e^2 + \omega^2}. \quad (3)$$

Считаем, что выполняются условия (1) для длины волны: λ>δ, а также размер слоя d>λ. Основное влияние оказывает первый слой с наибольшей температурой. Распространение СВЧ поля в ионизованном газе описывается уравнениями макроскопической электродинамики [2]. Применив операцию rot к первому уравнению Максвелла и исключив магнитную составляющую, получаем уравнение волны с частотой ω для слоя за фронтом УВ для поперечных составляющих электрического поля:

$$\frac{d^2 E_{xy}(t,z)}{dz^2} + \frac{\omega^2}{c^2} E_{xy}(t,z) = \frac{i\omega\sigma}{\varepsilon_o c^2} E_{xy}(t,z). \tag{4}$$

Здесь z– продольная координата, x и y– поперечные координаты.

Решением (4) является плоская волна:

$$E_{xy}(t,z) = E_0 \exp i(\omega t - kz), \tag{5}$$

где k=2π/λ – волновое число.

Подставляя (5) в (4), получаем для k:

$$k = \frac{\omega}{c}\sqrt{1 + \frac{\sigma_i}{\varepsilon_o \omega} - i\frac{\sigma_r}{\varepsilon_o \omega}}. \tag{6}$$

Подставив из (3) σ_r и σ_i,,получаем дисперсионное уравнение:

$$k = \frac{\omega}{c}\sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} - i\frac{\omega_p^2 \nu_e}{(\nu_e^2 + \omega^2)\omega}}. \tag{7}$$

3. Уравнения фазовой функции и функции затухания электромагнитных волн в ионизированной среде

Для нахождения уравнений для фазовой(частотной)функции и (частотной) функции затухания представим k в комплексной форме: k=β–iα, где β – фазовая функция, α – функция затухания (здесь α и β функции, а не постоянные). Подставляя в уравнение (7) в комплексной форме, получим:

$$\beta - i\alpha = \frac{\omega}{c}\sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} - i\frac{\omega_p^2 \nu_e}{(\nu_e^2 + \omega^2)\omega}}. \tag{8}$$

После возведения в квадрат обоих частей уравнения [2], получим для частотной функции затухания:

$$\alpha^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2}\left(\left[\left(1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)^2 + \frac{\nu_e^2}{\omega^2}\left(\frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)^2\right]^{1/2} - \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)\right) \tag{9}$$

и фазовой частотной функции:

$$\beta^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2}\left(\left[\left(1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)^2 + \frac{\nu_e^2}{\omega^2}\left(\frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)^2\right]^{1/2} + \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2}\right)\right). \tag{10}$$

Как видно из полученных уравнений, фазовая функция и функция затухания зависят от трёх параметров - плазменной частоты ωp, частоты столкновений электронов νe и частоты входящего сигнала ω.

Для построения графиков, описывающих радиофизические свойства плазменных и плазменно-подобных сред, выполним преобразования в уравнениях (9) и (10) и произведём замену переменных для трёх случаев. Извлечём квадратный корень из левой и правой частей. Для построения графиков возьмем только положительные значения абсцисс и ординат. Выделим отношение ωp2/ω2 в выражении под корнем в (8) и выполним замену переменных подставляя следующие значения:

$$y1= \beta c/\omega;\ y2=\alpha c/\omega;\ x=\omega p2/\omega 2;\eta = \nu e2/\omega 2 \qquad (11)$$

Окончательные уравнения для построения графиков будут выглядеть следующим образом:

$$y_1 = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\left[\left(1-\frac{x}{\eta+1}\right)^2+\eta\left(\frac{x}{\eta+1}\right)^2\right]^{1/2}+\left(1-\frac{x}{\eta+1}\right)\right)}, \qquad (12)$$

$$y_2 = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\left[\left(1-\frac{x}{\eta+1}\right)^2+\eta\left(\frac{x}{\eta+1}\right)^2\right]^{1/2}-\left(1-\frac{x}{\eta+1}\right)\right)}. \qquad (13)$$

4. Методика оценки затухания электромагнитной волны в плазменной оболочке

Для количественной оценки уровня затухания электромагнитной волны используем уравнение для частотной функции затухания в изотропной однородной ионизированной среде (9).

Для оценки затухания преобразуем формулу, оставив в левой части только функцию затухания и заменяя круговые частоты линейными:

$$\alpha = 14.85f\left(\left[\left(1-\frac{39.5f_p^2}{\nu_e^2+39.5f^2}\right)^2+\frac{\nu_e^2}{39.5f^2}\left(\frac{39.5f_p^2}{\nu_e^2+39.5f^2}\right)^2\right]^{1/2}-\left(1-\frac{39.5f_p^2}{\nu_e^2+39.5f^2}\right)\right)^{1/2}. \qquad (14)$$

Полученная формула выражает зависимость функцию затухания α, выраженной в Неперах на метр (Нп/м) от частоты столкновения электронов νe, плазменной частоты fp и частоты приходящего радиосигнала f, выраженных в гигагерцах. Если частота радиосигнала зависит только от диапазона радиосвязи и является фиксированным параметром, то плазменная частота и частота столкновений зависят от физических условий внутри ударной волны, которые, в свою очередь, зависят от высоты и скорости полёта аппарата, а также от его типа, который определяет и форму ударной волны ввиду различных форм самих аппаратов.

В настоящее время существует несколько вариантов летательных аппаратов, двигающихся с гиперзвуковыми скоростями. Наиболее распространённым и изученным примером такого аппарата являются капсулы спускаемых аппаратов космических кораблей.

Модель ударной волны, создание которой было описано в [3], образующейся вокруг такой капсулы, представлена здесь на рис.1. Как видно из модели, ударная волна имеет неоднородную структуру и различную температуру у различных её частей, названия которых приведены на рисунке. Как правило, чем меньше толщина слоя - тем выше его температура, что обусловлено граничными условиями на фронте ударной волны - скоростью набегающего потока, плотностью вещества внутри волны и т.д. Однако для оценки затухания, согласно формуле (14) достаточно знать лишь две электродинамические характеристики - частоту столкновений электронов ν_e, и плазменную частоту fp для каждой отдельно взятой части.

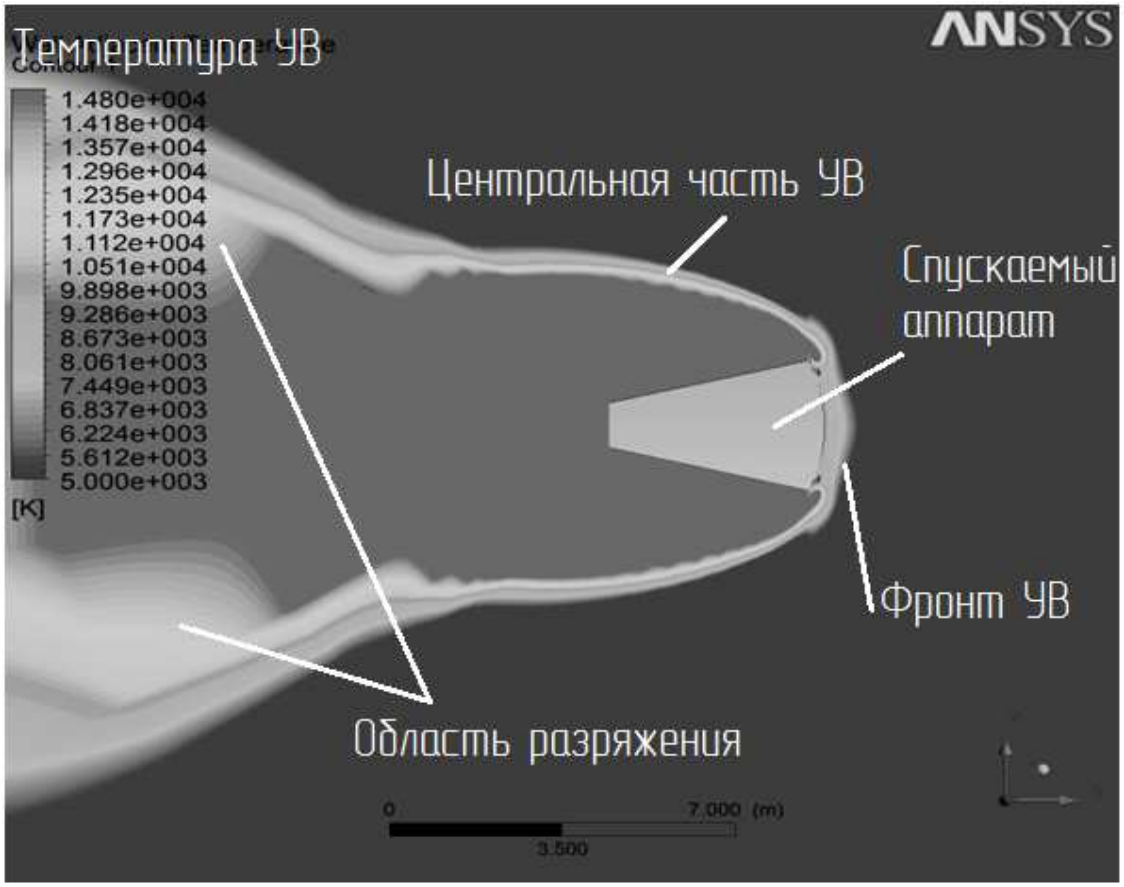


Рис.1. Модель ударной волны спускаемого аппарата с обозначением основных частей плазменной оболочки.

Значения данных частот были получены в [4,5,6] с использованием соответствующих формул. Также была составлена таблица 2.2 со значениями этих частот, которую удобно использовать при расчётах. Зная значения интересующих нас частот, можно, используя формулу (14), найти значения функции затухания для любой интересующей частоты радиосигнала.

5. Оценка затухания радиосигналов в плазменных оболочках

Представляя на одних и тех же графиках значение постоянной затухания и области радиочастот, принадлежащих определённым диапазонам, можно провести оценку затухания радиосигналов определённого отдельно взятого диапазона частот и сделать выводы, насколько эффективно он может использоваться для организации радиообмена с аппаратом, движущимся с гиперзвуковой скоростью[7].

Границы диапазонов частот на получаемых графиках будут обозначаться цветными прямоугольниками. Графики для различных высот полёта обозначены различными цветам: красным для 60 км, синим для 80 км и зелёным для 100 км. Зависимости хорошо демонстрируют увеличение значений затухания при движении в более плотных слоях атмосферы.

Графики изменения постоянной затухания на различных высотах для разных областей ударной волны спускаемого аппарата, представлены на рисунках 2, 3, 4. Области ударной волны, в которых производится оценка затухания, обозначаются,

соответственно: 1 – головная (носовая) область, 2 - центральная область и 3 - хвостовая область (рис. 1).

Для отображения полученных результатов в числовых значениях представим их в виде таблицы, с использованием полученных графических зависимостей, содержащую для каждой области и высоты полёта максимальное и минимальное значение постоянной затухания для каждого отдельно взятого диапазона, а также частоты, на которых эти значения получаются. Величины этих параметров приведены в таблице 1.

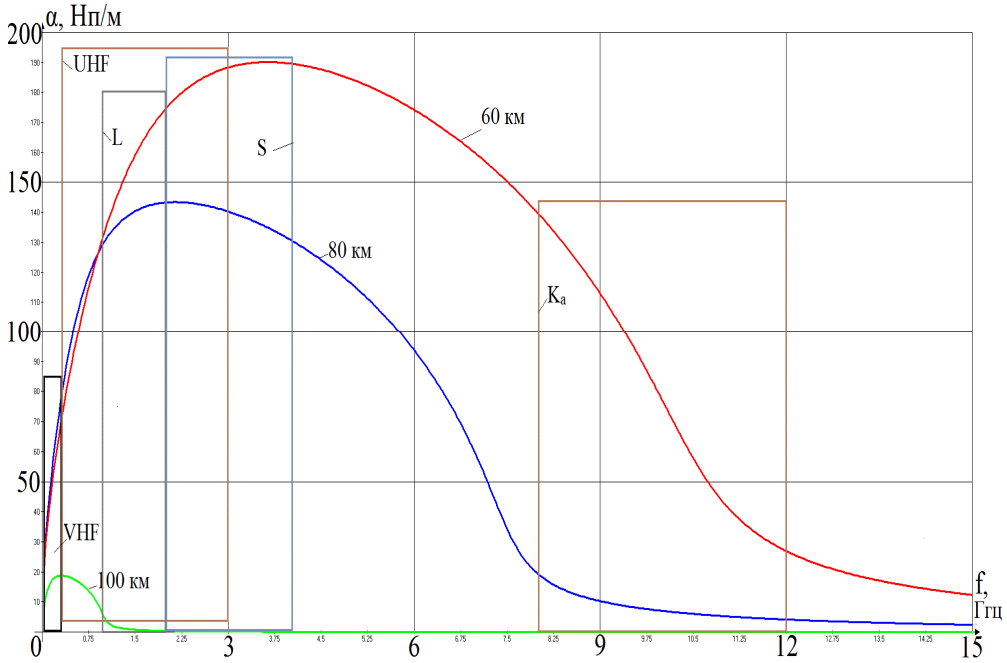


Рис.2. Частотные зависимости затухания для области 1 на разных высотах.

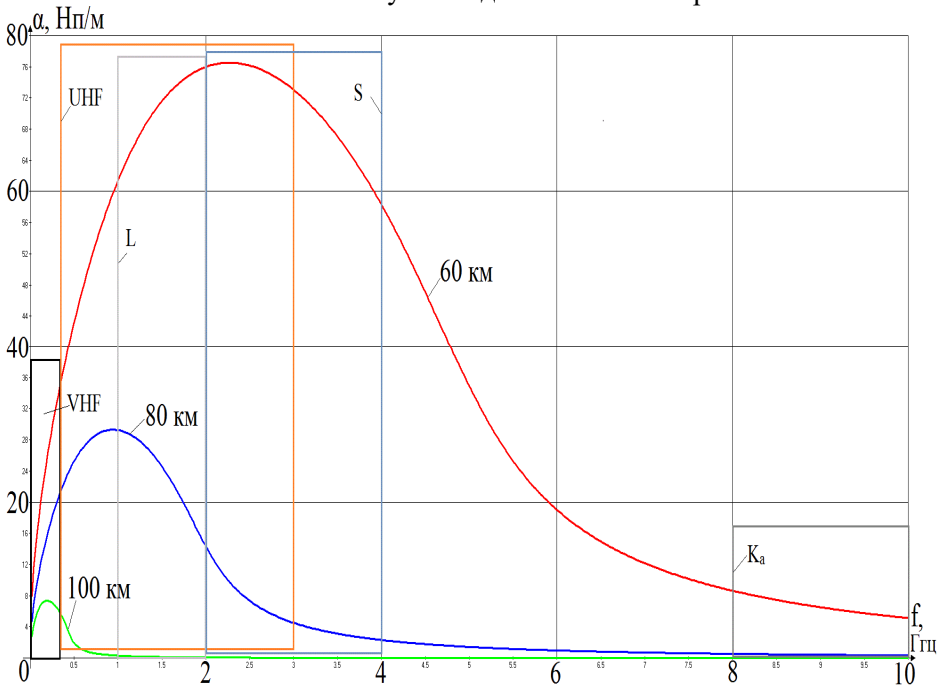


Рис.3. Частотные зависимости затухания для области 2 на разных высотах.

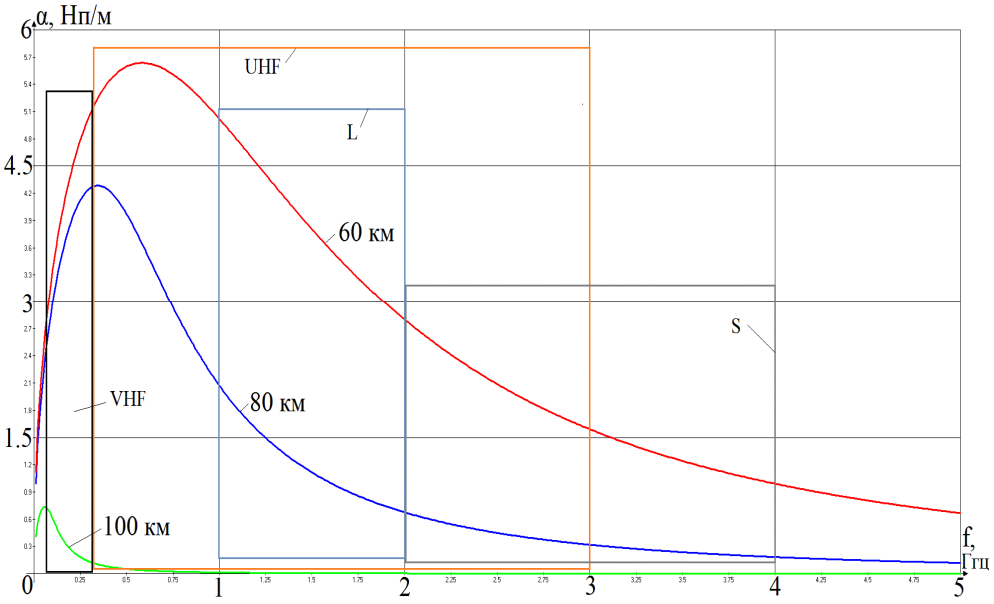


Рис.4.Частотные зависимости затухания для области 3 на разных высотах.

Таблица 1. Значения частотных зависимостей затухания для разных областей и высот полёта.

Номер области	Высота полёта, км	Наименование диапазона	Частоты, ГГц	αmax, Дб/см	fmax, ГГц	αmin, Дб/см	fmin, ГГц
1	100	VHF	0,03 - 0,3	1,61	0,3	0,696	0,03
		UHF	0,3 - 3	1,61	0,3	0	>2
		L-диапазон	1 - 2	0,52	1	0	2
		S - диапазон	2 - 4	0	-	0	-
		Ka - диапазон	8 - 12	0	-	0	-
	80	VHF	0,03 - 0,3	6,786	0,3	2,175	0,03
		UHF	0,3 - 3	12,528	2,15	6,786	0,3
		L-диапазон	1 - 2	12,528	2,15	11,223	1
		S - диапазон	2 - 4	12,528	2,15	11,354	4
		Ka - диапазон	8 - 12	1,61	8	0,35	12
	60	VHF	0,03 - 0,3	6,09	0,3	1,914	0,03
		UHF	0,3 - 3	16,27	3	6,09	0,3
		L-диапазон	1 - 2	15,23	2	11,66	1
		S - диапазон	2 - 4	16,53	3,6	15,23	2
		Ka - диапазон	8 - 12	12,18	8	2,35	12
2	100	VHF	0,03 - 0,3	0,644	0,18	0,296	0,03
		UHF	0,3 - 3	0,574	0,3	0	3
		L-диапазон	1 - 2	0,0348	1	0,0087	2
		S - диапазон	2 - 4	0,0087	2	0	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0	-	0	-
	80	VHF	0,03 - 0,3	1,7	0,3	0,52	0,03
		UHF	0,3 - 3	2,52	1	0,39	3
		L-диапазон	1 - 2	2,52	1	1,23	2
		S - диапазон	2 - 4	1,23	2	0,235	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0,046	8	0,022	12
	60	VHF	0,03 - 0,3	2,81	0,3	0,87	0,03
		UHF	0,3 - 3	6,79	2,3	2,81	0,3

		L-диапазон	1 - 2	6,61	2	5,48	1
		S - диапазон	2 - 4	6,79	2,3	5,05	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0,722	8	0,305	12
3	100	VHF	0,03 - 0,3	0,064	0,06	0,012	0,3
		UHF	0,3 - 3	0,012	0,3	3*10-4	3
		L-диапазон	1 - 2	0,001	1	3,3*10-4	2
		S - диапазон	2 - 4	3,3*10-4	2	0	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0	-	0	-
	80	VHF	0,03 - 0,3	0,36	0,3	0,152	0,03
		UHF	0,3 - 3	0,37	0,36	0,029	3
		L-диапазон	1 - 2	0,018	1	0,059	2
		S - диапазон	2 - 4	0,059	2	0,017	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0,004	8	0,002	12
	60	VHF	0,03 - 0,3	0,44	0,3		0,03
		UHF	0,3 - 3	0,49	0,5	0,15	3
		L-диапазон	1 - 2	0,45	1	0,24	2
		S - диапазон	2 - 4	0,24	2	0,087	4
		Ka - диапазон	8 - 12	0,021	8	0,011	12

Как видно из таблицы, затухание на высоте 100 км в самом начале входа в атмосферу имеет малую величину, однако уже на высоте 80 км затухание становиться весьма существенным. Наибольшие значения функция затухания принимает на высоте 60 км, где ещё сохраняется высокая скорость аппарата и при этом сильно возрастает плотность атмосферы.

6. Заключение

Полученные результаты показывают, что наибольшее ослабление сигнала происходит в области 1 в передней части аппарата. Ослабление сигнала в областях 2 и 3 имеет существенно меньшие значения.

Однако стоит помнить о том, что области 2 и 3 закрыты от наземных станций корпусом корабля и довольно протяженным слоем плазмы над местами установки антенн. Связь с их помощью может быть осуществлена через спутник-ретранслятор, как это было сделано в случае с кораблём системы "Спэйс Шаттл". Однако, был заметно больше капсул спускаемых аппаратов, что приводило к образованию большого окна в плазменной оболочке в хвостовой её части.

Небольшие же капсулы окутываются плазмой полностью, что приводит к заметному ослаблению сигнала даже в хвостовой части ударной волны. Поэтому для приёма сигнала этими антеннами необходимо увеличивать мощность спутниковых передатчиков, что сложнее, чем увеличение мощности наземной станции.

Толщина плазменного слоя в передней части капсулы спускаемого аппарата составляет примерно 30 см, в хвостовой части 500 см. Делая оценки для максимальных значений затухания на первой и третей антеннах (выделены в таблице 3.2), получаем значения 495,9 Дб и 245 Дб. Значения затухания для хвостовой части существенно меньше, но как было обозначено выше, окончательное решение об использовании спутниковых или наземных радиопередатчиков должно приниматься исходя из

технических соображений. По представленным в таблице данным можно сделать вывод, что сигналы Ка диапазона имеют наименьшее затухание, в большинстве случаев равное нулю.

Однако распространение радиоволн этого диапазона сильно зависит от погодных условий, что в некоторых ситуациях может существенно ухудшать качество передачи информации. Стандартные же радиосигналы диапазонов для голосовой связи и передачи телеметрической информации VHF и UHF испытывают гораздо более сильное ослабление, чем сигналы диапазона Ка. Также из полученных результатов видно, что существенное влияние на ослабление радиосигнала оказывает значение частоты столкновений электронов. Манипулируя этим параметром путём введения в плазменную оболочку различных веществ, можно добиться уменьшения ослабления сигнала, что было продемонстрировано в различных экспериментах

Литература

1. Wolverton M. Piercing the Plasma: Ideas to Beat the Communications Blackout of Reentry// Scientific American. – New York: Scientific American. 2009, №12, – С. 28-29.
2. Чёрный Г.Г. Газовая динамика. – М.: Наука, 1983. – 424 с.
3. Bradt H.V. Astrophysics Processes. – Cambridge University Press, 2008. – 536 с.
4. Горелов В.А., Кильдюшова Л.А., Чернышев В.М. Об ионизации воздуха перед фронтом сильной ударной волны// Труды ЦАГИ, Вып.2043, 1980, стр. 148-161. 5.
5. Gorelov V.A., Kildushova L.A., Kireev A.Yu. Ionization particularities behind intensive shock waves in air at velocities of 8–15 km/s.// AIAA Paper 94–2051, 1994.
6. Клеймон Дж. След объекта, входящего в атмосферу// «Ракетная техника и космонавтика». – 1964. Вып.10.
7. Нечаев Ю.Б., Тамбовцев В.И., Усачёв В.К. Динамоэлектрические процессы в энергетических системах и в нижней ионосфере. – М.: Радио и связь, 2003, – 200 с.

References

1. Wolverton M. Piercing the Plasma: Ideas to Beat the Communications Blackout of Reentry, Scientific American. - New York: Scientific American. 2009, No. 12, - C. 28-29.
2. Cherniy G.G. Gas dynamics. - Moscow: Nauka, 1983. - 424 p.
3. Bradt H.V. Astrophysics Processes. - Cambridge University Press, 2008. - 536 c.
4. Gorelov VA, Kildyushova LA, Chernyshev VM On the ionization of air ahead of the front of a strong shock wave // Proceedings of TsAGI, Issue 2043, 1980, pp. 148-161.
5. . Gorelov V.A., Kildushova L.A., Kireev A.Yu. Ionization of particularities behind intensive shock waves in air at velocities of 8-15 km / s .// AIAA Paper 94-2051, 1994.
6. Claymon J. A trace of an object entering the atmosphere // "Rocket technology and astronautics". - 1964. Issue 10.
7. Nechaev Yu.B., Tambovtsev VI, Usachev VK Dynamoelectric processes in energy systems and in the lower ionosphere. - Moscow: Radio and Communication, 2003, - 200 p.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ, ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ЛЬДА

В. В. Ахияров[1, 2]

[1]ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия
[2]Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. Приведено решение задачи дифракции электромагнитных волн над сферической земной поверхностью с неоднородными по глубине электрическими свойствами. Представлено обобщение дифракционной формулы В.А. Фока на случай вертикального линейного тока в качестве источника. Показано, что при вычислении множителя ослабления над двухслойной структурой «лед - морская поверхность» первый член дифракционного ряда соответствует поверхностной волне. Исследовано влияние толщины льда и длины волны на дистанционную зависимость множителя ослабления в коротковолновом диапазоне радиоволн.

Ключевые слова: множитель ослабления; дифракционное ослабление; поверхностная волна.

GROUND WAVE PROPAGATION OVER SEA ICE SURFACE

V. V. Akhiyarov[1, 2]

[1]Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications
(SRI for LDRC), Moscow, Russia
[2]Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

Abstract. The diffraction problem solution for the electromagnetic waves over a spherical earth surface with non-uniform in depth electrical properties is produced. V.A. Fock's diffraction formula generalization for vertical linear current as a source is presented. It is shown that for a two-layer structure «sea ice surface» the first member of the diffraction series corresponds to surface wave. The influence of ice thickness and wavelength on the HF radio waves attenuation factor is studied.

Keywords: ground wave attenuation factor; diffraction loss; surface wave.

1. Введение

Известно, что основным фактором, влияющим на распространение длинных, средних и коротких радиоволн волн вблизи земной поверхности, является ее кривизна и величина поверхностного импеданса. Мерой количественной оценки дифракционного затухания служит множитель ослабления, который определяется отношением напряженности поля над подстилающей поверхностью к напряженности поля в свободном пространстве, либо к напряженности поля над идеально проводящей безграничной плоской поверхностью.

Чаще всего задача вычисления множителя ослабления решается в предположении того, что земная поверхность является гладкой, сферической и однородной по своим электрическим свойствам, а строение тропосферы описывается линейной моделью. В такой постановке рассматриваемая задача сводится к суммированию ряда в дифракци-

онной формуле В.А.Фока [1, 2], результаты расчетов множителя ослабления приведены в [3, 4].

Однако в реальных условиях земная поверхность может быть покрыта лесом, а морская – льдом, и в этом случае поверхностный импеданс будет существенно отличаться от соответствующего значения для однородной земной, либо морской поверхности. Таким образом, возникает задача о распространении радиоволн над землей с неоднородными по глубине электрическими свойствами. Также отметим, что использование аналитического решения [1] для точечного источника вполне обосновано в диапазоне длинных и средних волн, поскольку в этом случае линейный размер антенны намного меньше длины волны. В диапазоне коротких волн высота антенны уже соизмерима с длиной волны, поэтому задачу о распространении радиоволн вблизи земли необходимо рассматривать в предположении того, что источником является вертикальный (либо горизонтальный) отрезок линейного тока. Такое решение было получено в [5] для сферической модели земли с однородными электрическими свойствами. В данной работе изложенная в [5] теория обобщается на случай неоднородной по глубине земной поверхности. Поляризации излучения полагается вертикальной, зависимость поля от времени выбрана в виде $e^{j\omega t}$.

2. Множитель ослабления над однородной земной поверхностью

Задача о вычислении ослабления поля точечного источника, расположенного вблизи сферической границы раздела, является ключевой при исследовании дифракционного распространения радиоволн. Для земной поверхности с однородными электрическими свойствами и линейной модели тропосферы множитель ослабления определяется формулой В.А.Фока, которая в нотации Уэйта имеет вид [5]:

$$V = \mathrm{e}^{-j\frac{\pi}{4}} 2\sqrt{\pi x} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\mathrm{e}^{-jxt_s}}{t_s - q^2} \frac{w(t_s - y_1)}{w(t_s)} \frac{w(t_s - y_2)}{w(t_s)}, \qquad (1)$$

где $w(t) = \sqrt{\pi}\left(Bi(t) - j\,Ai(t)\right)$ – функция Эйри, t_s – корни дифференциального уравнения:

$$w'(t) - qw(t) = 0\,. \qquad (2)$$

В (1) использованы обозначения: y_1 и y_2 – безразмерные высоты источника и точки наблюдения, x – приведенное расстояние:

$$y_1 = k\,h_1/m\,,\ y_2 = k\,h_2/m\,,\ x = m\,d/a\,,$$

где h_1, h_2 и d – истинные высоты и расстояние по дуге земного шара, $m = \sqrt[3]{ka_3/2}$, $k = 2\pi/\lambda$, a_3 – радиус Земли, параметр q определяется выражением:

$$q = -jm\,\Delta\,, \qquad (3)$$

$$\Delta \cong j\frac{k}{\gamma}\sqrt{1 + \frac{k^2}{\gamma^2}}\ , \qquad (4)$$

$$\gamma = \sqrt{j\mu_0\omega\left(\sigma + j\varepsilon_0\varepsilon\omega\right)} \qquad (5)$$

где Δ – нормированный импеданс подстилающей поверхности, ω – круговая частота, ε_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные, σ и ε – электропроводность и относительная диэлектрическая проницаемость земли.

Ряд (1) сходится быстро и равномерно в области тени и медленно в освещенной области, однако при условии точного вычисления t_s можно суммировать до нескольких тысяч членов ряда, что позволяет определить множитель ослабления вблизи источника с высокой точностью.

Для дальнейших расчетов представим (5) в более удобном виде:

$$\gamma = jk\sqrt{\varepsilon - j60\lambda\sigma} = jk\sqrt{\widetilde{\varepsilon}}\,, \tag{6}$$

где $\widetilde{\varepsilon}$ – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость.

При $\left|k^2/\gamma^2\right| << 1$ величина $\Delta \cong jk/\gamma$ соответствует граничному условию Леонтовича и в этом случае

$$q = -j\frac{m}{\sqrt{\widetilde{\varepsilon}}}\,. \tag{7}$$

Отметим, что в работе В.А.Фока [1] для нормированного импеданса использовалось выражение:

$$\Delta \cong j\frac{k}{\gamma}\sqrt{1+\frac{k^2}{\gamma^2}} = \frac{\sqrt{\widetilde{\varepsilon}-1}}{\widetilde{\varepsilon}} \approx \frac{1}{\sqrt{\widetilde{\varepsilon}+1}}\,,$$

откуда следует

$$q = -j\frac{m}{\sqrt{\widetilde{\varepsilon}+1}}\,. \tag{8}$$

Формула (1) была получена в предположении того, что источником поля является диполь Герца, поднятый на высоту h_1 над поверхностью Земли. При возбуждении поля вертикальным линейным током $I(h)$ множитель ослабления определяется выражением [5]:

$$V = \sqrt{\frac{\pi x}{j}}\sum_s \frac{e^{-jxt_s}}{t_s - q^2} H_s\, G_s\,. \tag{9}$$

где H_s и G_s – высотные множители, соответствующие источнику и точке наблюдения:

$$H_s = \frac{\int_0^{h_1} I(h)G_s(y)dh}{\int_0^{h_1} I(h)dh}, \quad y = kh/m\,, \tag{10}$$

$$G_s = \frac{w(t_s - y_2)}{w(t_s)}\,. \tag{11}$$

Очевидно, что при прочих равных условиях результаты расчетов будут зависеть от вида $I(h)$. В данной работе выбрана функция

$$I(h) = I_0 e^{-\Gamma h}\,, \tag{12}$$

где $\Gamma = -jk\Delta$.

Отметим, что для диполя Герца, поднятого на высоту h_1, высотный множитель источника (10) аналогичен (11) и в этом случае формула (9) с точностью до постоянного множителя соответствует формуле В.А.Фока (1).

3. Вычисление множителя ослабления над землей с неоднородными по глубине электрическими свойствами

Наиболее распространенным случаем земли с неоднородными по глубине электрическими свойствами является морская поверхность, покрытая слоем льда. Формулы (1), (9) и в этом случае остаются справедливыми при условии правильного вычисления поверхностного импеданса [6]:

$$Z \cong K_i \frac{K_w + K_i th(u_i h_i)}{K_i + K_w th(u_i h_i)}, \qquad (13)$$

где

$$K_i = \frac{u_i}{\sigma_i + j\varepsilon_i\omega}, \quad u_i = \sqrt{\gamma_i^2 + k^2}, \quad K_w = \frac{u_w}{\sigma_w + j\varepsilon_w\omega}, \quad u_w = \sqrt{\gamma_w^2 + k^2},$$

$$\gamma_i^2 = j\mu_0\omega(\sigma_i + j\varepsilon_i\omega), \quad \gamma_w^2 = j\mu_0\omega(\sigma_w + j\varepsilon_w\omega).$$

Последние два выражения с учетом (6) представим в виде:

$$\gamma_i^2 = -k^2\widetilde{\varepsilon}_i, \quad \gamma_w^2 = -k^2\widetilde{\varepsilon}_w, \qquad (14)$$

$$\widetilde{\varepsilon}_w = \varepsilon_w/\varepsilon_0, \quad \widetilde{\varepsilon}_i = \varepsilon_i/\varepsilon_0,$$

где индексы «*w*» и «*i*» относятся к воде и льду, h_i – толщина льда.

Вычисление множителя ослабления над подстилающей поверхностью «лед-море» имеет интересную особенность, связанную с наличием дополнительного корня t_0, который не является решением уравнения (2). Этот корень связан с поверхностной волной и определяется асимптотическим разложением [7]:

$$t_0 \cong q^2 + \frac{1}{2q} + \frac{1}{8q^4} + \frac{5}{32q^7} + \ldots - i2\,q^2\,\mathrm{e}^{-\frac{4}{3}q^3 - 1 - \frac{7}{12q^3} - \frac{31}{48q^6}\ldots},$$

либо итерационной процедурой

$$t_0^{(i+1)} = t_0^{(i)} + \frac{w'\left(t_0^{(i)}\right) - qw\left(t_0^{(i)}\right)}{qw'\left(t_0^{(i)}\right) - t_{s_i}w'\left(t_0^{(i)}\right)} \qquad (15)$$

при выборе в качестве начального приближения $t_0^{(1)} = q^2$. Отметим, что итерационный алгоритм (15) позволяет найти все значения t_s, однако остальные корни, не связанные с поверхностной волной, удобнее определять из уравнения (2).

Расчеты множителя ослабления над морской поверхностью, покрытой слоем льда, выполнялись при следующих исходных данных: $\widetilde{\varepsilon}_w = 80$, $\sigma_w = 3\ См/м$, $\varepsilon_i/\varepsilon_0 = 6$, $\sigma_i = 10^{-5}\ См/м$. Высота излучателя равна $h_1 = 7{,}5\ м$, высота точки наблюдения $h_2 = 0$. На рис.1 представлены результаты расчетов при длине волны $\lambda = 30\ м$ и различной толщине льда. Сплошные линии получены в результате суммирования 250 членов ди-

фракционного ряда (9), пунктир – ослабление поверхностной волны, которая соответствует корню t_0, штриховая линия – множитель ослабления над однородной морской поверхностью. Видно, что на малых дальностях при толщине льда $h_i \le 1\ м$ благодаря поверхностной волне множитель ослабления превышает 0 дБ, что свидетельствует о больших значениях напряженности поля по сравнению с распространением радиоволн над идеально проводящей безграничной плоскостью. Однако, даже при толщине льда $h_i = 0{,}25\ м$ (такое значение вряд ли можно считать разумным для районов крайнего севера), начиная с дальности 20 км, множитель ослабления становится меньше по сравнению со случаем однородной морской трассы. Увеличение толщины льда приводит к еще большему проигрышу: при $h_i = 2\ м$ и $\lambda = 30\ м$ связь на больших расстояниях становится практически невозможной. Отметим также интересную особенность, связанную с наличием интерференционного участка, протяженность которого увеличивается при уменьшении толщины льда.

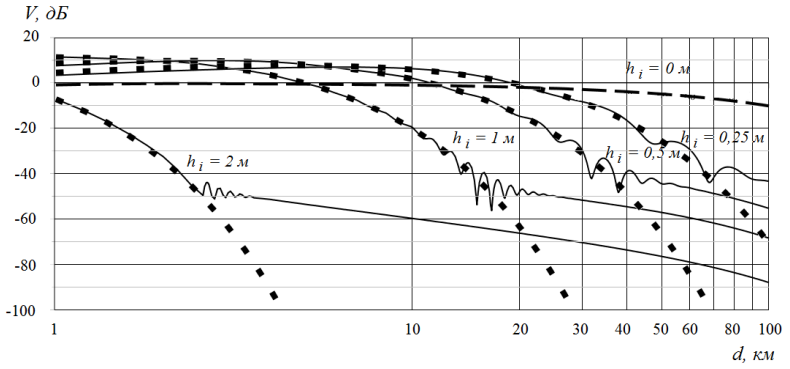


Рис.1. Множитель ослабления при $\lambda = 30\ м$ и различной толщине льда.

На рис.2 представлены результаты расчетов множителя ослабления при толщине льда $h_i = 1\ м$ для различных длин волн. Как и в предыдущем случае, сплошные кривые соответствуют расчетам множителя ослабления по формуле (9), пунктир – ослабление поверхностной волны. Видно, что увеличение длины волны приводит к более благоприятным условиям распространения радиоволн, при $\lambda = 75\ м$ множитель ослабления определяется поверхностной волной на дальности до 100 км.

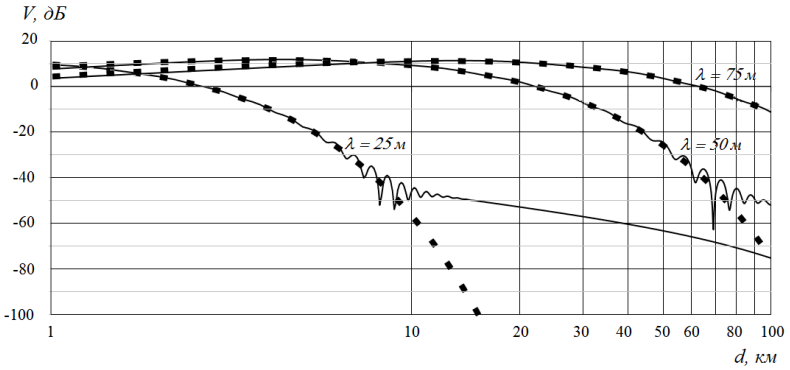


Рис.2. Множитель ослабления при $h_i = 1\ м$ и различной длине волны.

4. Заключение

В данной работе исследован вопрос о распространении радиоволн над двухслойной сферической трассой «лед - морская поверхность». Получено, что при определенном соотношении между длиной волны и толщиной льда напряженность поля может быть выше, чем над идеально проводящей плоской поверхностью. Этот факт объясняется смещением фазы поверхностного импеданса в сильно индуктивную область, что приводит к возникновению поверхностной волны. Однако, надеяться на практическое использование данного эффекта при существующей толщине льда в арктическом регионе можно только в диапазоне средних и длинных волн. Толщина льда в Северном Ледовитом океане лежит в пределах 2…4 м и в этом случае представленные на рис.2 результаты для $h_i = 1\,м$ являются очень оптимистичным прогнозом. При этом следует иметь в виду, что средние и длинные волны распространяются на значительные расстояния практически над любым типом подстилающей поверхности.

Литература

1. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: Сов. Радио, 1970. – 520 с.
2. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. 2-е изд. М.: Наука. Физматлит, 1999. – 496 с.
3. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. – С. 28-32.
4. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. – С. 3-25.
5. Wait J.R., Hill D.A. Excitation of the HF surface wave by vertical and horizontal antennas // Radio Science, 1979, Vol. 14, No. 5. – Pp. 767-780.
6. Hill D.A., Wait J.R., HF Ground wave propagation over sea ice for a spherical earth model // IEEE Transaction on antennas and propagation, 1981, Vol. 29, No. 3. – Pp. 525-527.
7. Hill D.A., Wait J.R. Ground wave attenuation function for a spherical earth with arbitrary surface impedance // Radio Science, 1980, Vol. 15, No. 3. – Pp. 637-643.

References

1. Fock V.A. Electromagnetic diffraction and propagation problems. M.: Sov. Radio, 1970. – 520 p.
2. Feinberg E.L. The propagation of radio waves along the Earth's surface. 2nd ed. M.: Nauka. Fizmatlit. 1999. - 496 p.
3. Akhiyarov V.V. Diffraction of the VHF and UHF radiowaves above the earth's surface // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, Vol. 11, No. 9. – Pp. 28-32.
4. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No. 12. – Pp. 3-25.
5. Wait J.R., Hill D.A. Excitation of the HF surface wave by vertical and horizontal antennas // Radio Science, 1979, Vol. 14, No. 5. – Pp. 767-780.
6. Hill D.A., Wait J.R., HF Ground wave propagation over sea ice for a spherical earth model // IEEE Transaction on antennas and propagation, 1981, Vol. 29, No. 3. – Pp. 525-527.
7. Hill D.A., Wait J.R. Ground wave attenuation function for a spherical earth with arbitrary surface impedance // Radio Science, 1980, Vol. 15, No. 3. – Pp. 637-643.

СИНТЕЗ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР С КОНТРОЛИРУЕМОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ МЕТОДОМ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ

А. М. Бобрешов[1], П. А. Кретов[1], М. П. Ряполов[1],
Е. А. Сбродов[1], К. В. Смусева[1], Г. К. Усков[1]

[1] ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлены методы синтеза сложных диэлектрических структур с неоднородным заполнением. Продемонстрированы подходы и их изготовлению методом трехмерной печати. Проведен сравнительный анализ методов градуированная диэлектрической структуры и её формирования. В результате предложен алгоритм и программное обеспечение для изготовления неоднородных диэлектрических линз и структур в соответствии с исследованными законами распределения на примере заполнения ТЕМ-рупорной антенны.

Ключевые слова: неоднородный диэлектрик; линза; градуированные диэлектрики; 3D печать; ТЕМ-рупор.

SYNTHESIS OF HIGH-FREQUENCY DIELECTRIC STRUCTURES WITH CONTROLLED DIELECTRIC PERMITTIVITY USING 3D PRINTING

A. M. Bobreshov[1], P. A. Kretov[1], M. P. Ryapolov[1],
E. A. Sbrodov[1], K. V. Smuseva[1], G. K. Uskov[1]

[1] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A three-dimensional dielectric structure with inhomogeneous gradient filling and the method of structure generation are presented. The implementation of fillers with a simple three-dimensional printing method is demonstrated. Approaches and their production by the method of three-dimensional printing are demonstrated. A comparative analysis of the graduated dielectric structure formation methods is carried out. The results of experimental investigation distribution laws are presented. As a result, an algorithm and software for the manufacture of inhomogeneous dielectric lens structures on the example of filling a TEM horn antenna, has been proposed.

Keywords: inhomogeneous dielectric; lens; graduated dielectrics; 3D printing; TEM-horn.

1. Введение

Современные требования к формированию диаграммы направленности антенн не всегда получается удовлетворить стандартными методами. Для улучшения характеристик антенн начинают применяться диэлектрические линзы, позволяющие изменить геометрию волнового фронта аналогично тому, как оптические линзы изменяют направление движения электромагнитных волн видимого диапазона. На сегодняшний день предложено несколько технологий изготовления таких линз. Наиболее перспективной является применение аддитивного метода производства, который, в отличии от субтрактивного, позволяет создавать более сложные структуры. Трёхмерная печать, в том числе и с пространственно-градиентными свойствами,

используются во многих областях техники уже продолжительное время. Существуют серийные 3D принтеры, доступные как для экспериментов, так и для мелкосерийного производства изделий из различных материалов. Для настоящей работы наибольший интерес представляют принтеры, использующие технологию послойного наплавления. В них печать производятся различными видами пластика, что позволяет получить материал с разной плотностью диэлектрика в зависимости от соотношения материалов и воздуха в заготовке. Несмотря на простоту идеи, методы получения структур с заданным законом распределения диэлектрической проницаемости могут различаться, а и полученные в результате линзы не всегда позволяют достичь необходимых результатов. Данная работа посвящена созданию метода построения и печати с малым размером ячейки и большим диапазоном изменения диэлектрической проницаемости.

2. Анализ методов заполнения

В литературе уже описано несколько способов создания диэлектрических линз с применением аддитивных методов. Например, в [1-3] использовались прямоугольные ячейки с полостями, траектория печати такой модели генерируется готовыми программными решениями. Такой метод обладает большой дискретностью и временем печати, низкой рабочей частотой и все же имеет несколько общих черт с субтрактивными методами. Структура такого заполнения представлена на рисунке 1а. В статье [4] проводится сравнительный анализ анизотропии различных заполнений в том числе созданную при помощи 3D печати структуру сот, которая по своему строению по своим характеристикам практически не отличается от ранее описанной структуры с полостями.

В работах [5, 6] проводятся также исследования для структур, в качестве основы использующих сетку с кубическим или шарообразными расширениями в узлах. Размеры расширений в узлах регулируют диэлектрическую проницаемость близлежащего объема диэлектрика. Недостатком таких алгоритмов заполнения является то, что для достижения высоких рабочих частот заполнения, печать необходимо производить на высокоточном оборудовании с высоким разрешением.

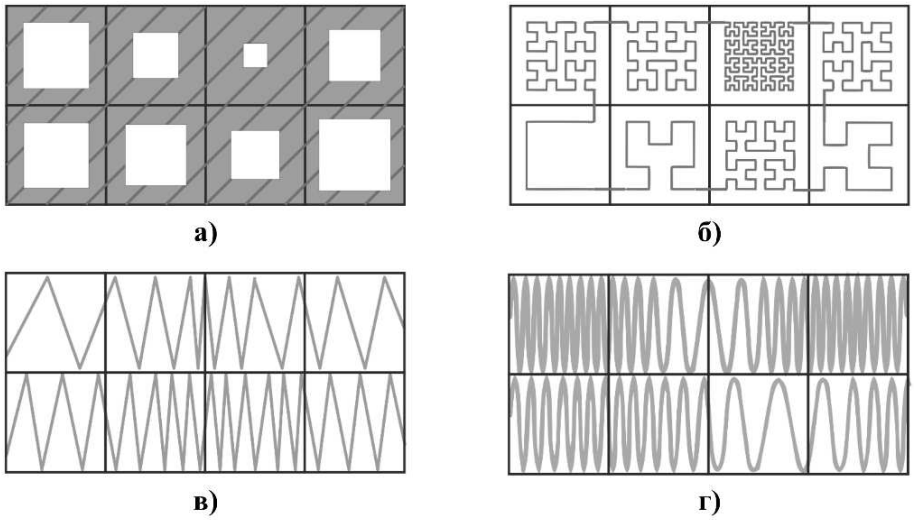


Рис. 1. Примеры некоторых рассмотренных структур заполнения.

В качестве замены вышеперечисленным способам была рассмотрена кривая Гильберта (рисунок 1б), которая является безотрывной линией. Это увеличивает скорость печати, однако такое заполнение обладает достаточно высокой дискретностью. Среди заполнений были также рассмотрены пилообразная и синусоидальная кривые. Они обладают плавным горизонтальным градиентом, однако при печати на изломах без регулирования подачи материала будут скапливаться излишки материала.

В работе [7] проводится исследование линзы Люнеберга напечатанной при помощи преобразованной кривой гильберта, которая представляет из себя непрерывную линию. Однако, при недостаточной точности используемого принтера, сложно добиться требуемого результата.

В предлагаемом методе диэлектрическая проницаемость так же определяется отношением количества пластика к воздуху между нитями. Используемые кривые заполнения критически отличаются от описанных в [3-6], близки к кривой описанной в [7], но являются меандрическими и имеют возможность безотрывной печати (рисунки 2 и 3). Степень заполнения регулируется шириной отступа нитей друг от друга, чем и достигается возможность более точного регулирования диэлектрических параметров ячейки и благодаря чему можно добиться большей плавности градиента. Все ячейки имеют фиксированные размеры для всей модели за исключением крайних ячеек, которые могут менять свои размеры для соответствия габаритам структуры.

Одним из преимуществ метода является возможность реализовывать структуры, работающие в СВЧ диапазоне на более простых и дешевых принтерах. Сам же метод построения полностью является параметризированным. Для модели производятся вычисления каждого слоя, которые подставляют собой набор ячеек со своей собственной заданной диэлектрической проницаемостью.

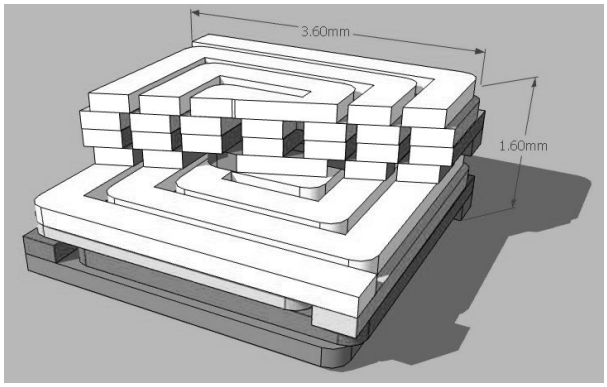


Рис. 2. Пример заполнения ячейки в нескольких слоях в разрезе.

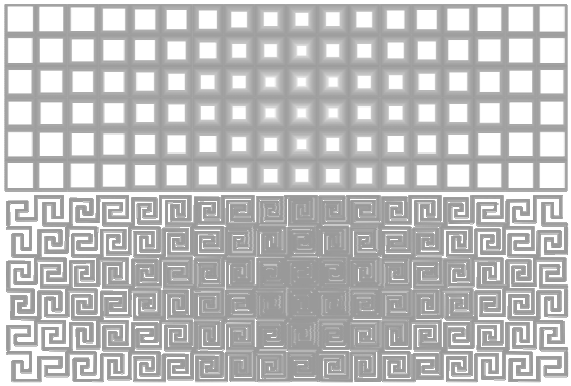


Рис. 3. Заполнения прямоугольниками с перфорацией и заполнения меандром.

3. Зависимость диэлектрической проницаемости от коэффициента заполнения

Для построения правильной модели данным методом, проведены исследования зависимости диэлектрической проницаемости от коэффициента заполнения ячейки. Для

это были напечатаны несколько образцов, состоящих из одинаковых ячеек. Каждый из образцов отличался коэффициентом заполнения материала (рисунок 4).

Измерения производились при помощи векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230A и волноводной линии. В результате для образцов были получены показания диэлектрической проницаемости, которые отображены в таблице 1. Также было установлено, что коэффициент заполнения и диэлектрическая проницаемость связаны законом диэлектрического смешения (формула Лихтенеккера) для вспененных материалов, что так же говорит о работоспособности полученной структуры. В результате измерений были получены значения диэлектрической проницаемости для образцов, представленные в таблице 1.

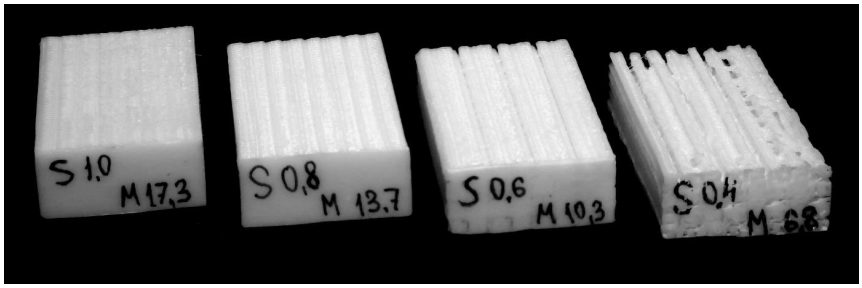


Рис. 4. Образцы диэлектрических структур из HIPS-пластика с различными коэффициентами заполнения и измеренными массами.

Таблица 1. Диэлектрическая проницаемость образцов

Коэффициент заполнения S	1.0	0,8	0,6	0,4
Диэлектрическая проницаемость ε_r	2.4	2.04	1.73	1.49
Масса m_S	17.3	17.1	10.0	6.8

Исходя из полученных измерений была синтезирована диэлектрическая линзовая структура, улучшающая характеристики ТЕМ-рупора. Работа линзы основана на преобразовании волнового фронта волны, распространяющейся между лепестками антенны. Исходя из [2], выражение для диэлектрической проницаемости в точке раскрыва с координатами x, y имеет вид:

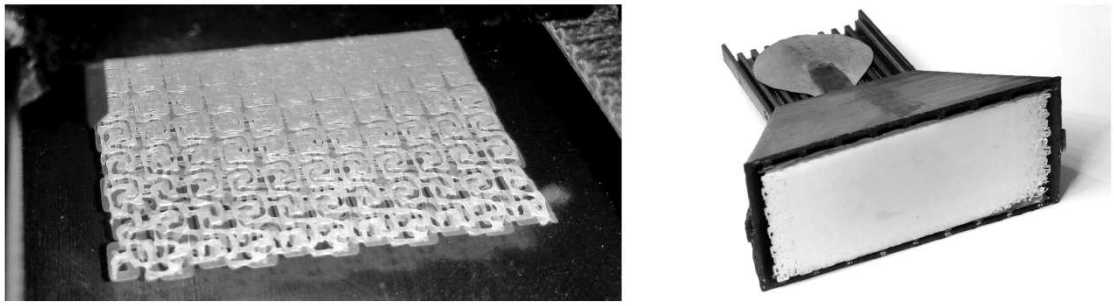
$$\varepsilon(x,y) = \frac{h^2}{x^2+y^2+h^2}\varepsilon(0,0), \quad (1)$$

где h –высота излучателя или высота диэлектрика, x и y координаты удаленной точки.

4. Печать структуры для ТЕМ-рупора

Печать диэлектрика производилось на 3D-принтере с численно-программным управлением MakerBot Replicator 2X. Параметры печати были выбраны опытным путем: температура экструдера — 215 °C, температура подогреваемого стола — 130 °C, материал печати — HIPS-пластик с ранее экспериментально измеренной диэлектрической проницаемостью ε = 2.4. Диэлектрическая проницаемость, соответствующая минимально реализуемой плотности материала, составила 1.25, высота одного слоя — 0.2 мм, диаметр сопла экструдера — 0.4 мм. При печати

экспериментально был выбран размер ячейки 3.6 мм, по краям структуры размеры ячеек менялись в зависимости от габаритов слоя от 2.8 до 6.4 мм. На рисунке 5а представлен процесс печати, на котором отчетливо видны перемеженные 3 слоя. На рисунке 5б изображен непосредственно готовый диэлектрический заполнитель. Еще одним преимуществом данного метода заполнения является снижение времени печати, которое составило 6 часов. В случае прямоугольных воздушных вставок и оригинального программного обеспечения 3D принтера время печати составило более 9 часов. Выигрыш по времени получен благодаря увеличению количества безотрывных линий и сокращению времени движения экструдера без подачи материала. Так же на рисунке 6 представлен пользовательский интерфейс программы для генерации моделей с меандрическим заполнение.



а) **б)**

Рис. 5. Диэлектрический наполнитель а) во время печати и б) установленный в ТЕМ-рупорную антенну.

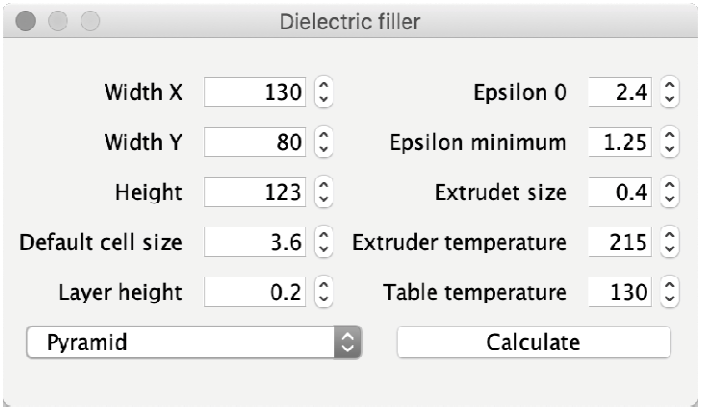


Рис. 6. Пользовательский интерфейс программы, реализующей заполнение.

Также были проведены исследования влияния диэлектрической структуры на коэффициент усиления антенны при помощи векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230A на частотах от 400 МГц до 26 ГГц. К первому порту анализатора подключалась излучающая ТЕМ-рупорная антенна, в которую устанавливались диэлектрические наполнители, ко второму порту анализатора подключалась антенна-приемник без диэлектрических наполнителей.

Снятие показаний параметра S_{21} поочередно производились для антенны без диэлектрического наполнения, для антенны с диэлектрическим наполнением квадратами и для антенны с диэлектрическим наполнением меандром для всего

диапазона исследуемых частот. При помощи полученных измерений был вычислен выигрыш в усилении при использовании диэлектрических структур относительно антенны без заполнения. Как видно из кривых, представленных на рисунке 7, заполнение меандром имеет наибольшее усиление антенны. Размеры полостей в диэлектрике обладают малым размером и хорошо имитируют вспененный материал. Предположительно диэлектрик, выполненный заполнением в виде меандра способен работать на частотах вплоть до 50 ГГц.

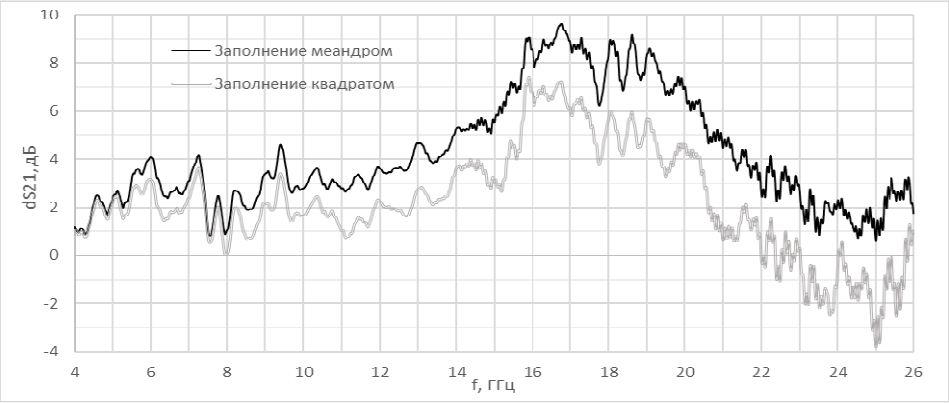


Рис. 7. Выигрыш в усилении для антенны с заполнением перфорированными прямоугольниками и заполнения меандром.

5. Заключение

В работе представлена новая методика создания диэлектрических структур с переменным показателем диэлектрической проницаемости с помощью трёхмерной печати. Полученные структуры могут быть использованы для производства диэлектрических линз, позволяющих сформировать диаграмму направленности антенн в широком диапазоне частот. Входными данными для работы алгоритма является закон распределения диэлектрической проницаемости, по которому рассчитывается трёхмерная модель для печати на 3Д принтере. Реализация алгоритма выполнена в виде кроссплатформенного программного обеспечения и не привязана к определённым моделям антенн или принтерам. В работе была проведена экспериментальная проверка методики на примере заполнения ТЕМ-рупорной антенны, и доказана её эффективность. Предлагаемый метод легко масштабируется и совместим с большинством существующих систем трехмерной печати, работающих по технологии послойного наплавления.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. Бобрешов А. М., Усков Г.К., Кретов П. А., Сбитнев Н. С. Улучшение направленных свойств ТЕМ-рупора путем использования неоднородного диэлектрического заполнения между

лепестками антенны. REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2016. Т. 6. № 1. С. 150-153.
2. Бобрешов А. М., Кретов П. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19. № 3. С. 6-11.
3. Uskov G. K., Kretov P. A., Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Bobreshov A. M., Investigation of 3D printed dielectric structure for microwave lens prototyping, 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 294-296.
4. A. Korotkov, Y. Mitelman, Comparison of Luneburg Lens Antennas Made from Homogeneous Material, Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2018.
5. Z. Larimore, S. Jensen, A. Good, A. Lu, J. Suarez, M. Mirotznik, Additive Manufacturing of Luneburg Lens Antennas Using Space-Filling Curves and Fused Filament Fabrication. IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 66, no. 6, pp. 2818-2827, June 2018.
6. K. V. Hoel, S. Kristoffersen, M. Ignatenko and D. Filipovic, "Half ellipsoid luneburg GRIN dielectric lens loaded double ridged horn antenna," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), London, 2018, pp. 1-5.
7. P. I. Dankov, "Characterization of Dielectric Properties, Resultant Isotropy and Anisotropy of 3D Printed Dielectrics," 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), Madrid, 2018, pp. 823-826.

REFERENCES

1. Bobreshov A. M., Uskov G. K., Kretov P. A., Sbitnev N. S. Improving the directional properties of the TEM horn by using a non-uniform dielectric filling between the antenna lobes.
2. Bobreshov A. M., Kretov P. A., Sbitnev N. S., Uskov G. K., Experimental reserch of TEM-horn antenna with inhomogeneous dielectric. Wave process physics and radio systems. 2016. V. 19. № 3. P. 6-11.
3. Uskov G. K., Kretov P. A., Stepkin V. A., Sbitnev N. S., Bobreshov A. M., Investigation of 3D printed dielectric structure for microwave lens prototyping, 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kiev, 2017, pp. 294-296.
4. A. Korotkov, Y. Mitelman, Comparison of Luneburg Lens Antennas Made from Homogeneous Material, Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2018.
5. K. V. Hoel, S. Kristoffersen, M. Ignatenko and D. Filipovic, "Half ellipsoid luneburg GRIN dielectric lens loaded double ridged horn antenna," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), London, 2018, pp. 1-5.
6. P. I. Dankov, "Characterization of Dielectric Properties, Resultant Isotropy and Anisotropy of 3D Printed Dielectrics," 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), Madrid, 2018, pp. 823-826.
7. Z. Larimore, S. Jensen, A. Good, A. Lu, J. Suarez, M. Mirotznik, Additive Manufacturing of Luneburg Lens Antennas Using Space-Filling Curves and Fused Filament Fabrication. IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 66, no. 6, pp. 2818-2827, June 2018.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ АКТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. С. Артюх [1], Н.В. Поваренкин [2]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Российская Федерация
[2]Государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрен вариант построения передающей части широкополосной активной цифровой антенной решетки, в которой для управления зондирующим излучением используется нелинейно-дифракционный способ фазирования, не связанный с применением фазовращателей. Приводится функциональная схема цифровой антенной решетки, построенная подобно отражательной антенной решетке с пространственной схемой возбуждения.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, нелинейно-дифракционный способ фазирования, широкополосная антенна, конформная, дирижабль дальнего радиолокационного обнаружения.

SYSTEM FOR BEAM CONTROL ACTIVE DIGITAL ANTENNA ARRAY

A. S. Artyukh[1], N. V. Povarenkin[2]

[1]Military educational scientific center air force «air force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russian Federation
[2]State University of aerospace instrumentation, St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. A variant of constructing the transmitting part of a broadband active digital antenna array, in which a nonlinear diffraction phasing method is used to control the probing radiation, which is not associated with the use of phase shifters, is considered. The functional scheme of the digital antenna array constructed like a reflective antenna array with a spatial excitation scheme is presented.

Keywords: digital antenna array, nonlinear diffraction phasing method, broadband antenna, conformal, long-range radar detection airship.

1. Введение

Концепция развития современных радиотехнических систем задает высокие требования к предельным характеристикам антенных устройств, снижению их числа на борту воздушного судна, уменьшению заметности и массогабаритных характеристик. Основными направлениями повышения эффективности антенн являются: обеспечение электрического сканирования диаграммы направленности (ДН); увеличение рабочей полосы частот, коэффициентов усиления и направленного действия; уменьшение уровня боковых лепестков ДН. Перечисленные направления во многом противоречивы. Разработка многолучевых антенн и фазированных антенных решеток (ФАР) позволила существенно увеличить поток обрабатываемой информации при работе по нескольким целям, но характеристики и параметры отдельных узлов фидерного тракта, а также зависимость характеристик направленности отдельных излучателей от рабочей частоты делают данные типы антенн относительно узкополосными.

Известны следующие направления и способы построения антенных решеток с увеличенной рабочей полосой частот: размещение излучателей на выпуклой поверхности; применение плотного расположения излучателей в решетке с уменьшенным расстоянием между соседними элементами; разработка широкополосных излучателей и согласующих устройств; использование линии задержки для управления ДН антенны; применение линзовых сканирующих антенн; применение неэквидистантного расположения излучателей.

Полученные в каждом из перечисленных направлений результаты показывают, что проблемы построения широкополосных бортовых сканирующих антенн, удовлетворяющих условиям минимальности веса, занимаемой площади и объема, далеко не решены, поэтому в настоящее время в бортовых радиосистемах используют несколько различных типов антенн, каждая из которых работает в своем узком диапазоне частот. Возникает проблема размещения антенных устройств на борту современного летательного аппарата, что делает актуальной разработку широкополосной ФАР, способной одновременно выполнять все функции, требуемые для бортовых систем [1, 2].

2. Особенности построения активных цифровых антенных решеток

В истории развития антенных решеток с электрическим сканированием луча на первом этапе применялись щелевые антенные решетки с возможностью электрического сканирования ДН только в одной плоскости за счет перестройки частоты. Следующим этапом стало использование для радиолокационных станций (РЛС) пассивных ФАР с одним задающим генератором и аналоговым сканированием ДН в обеих плоскостях посредством фазовращателей (ФВ) [3]. Применяемые аналоговые радиокомпоненты являются, как правило, дорогостоящими, работают в узкой полосе частот, обладают сравнительно низким быстродействием, поэтому в появившихся активных ФАР стала широко использоваться современная цифровая элементная база и технологии цифрового диаграммообразования [4].

Цифровая антенная решетка (ЦАР) представляет собой антенную систему, содержащую совокупность аналогово-цифровых каналов с общим фазовым центром, формирование ДН в которой осуществляется без использования ФВ согласно технологии цифрового диаграммообразования.

Цифровое диаграммообразование по методу дискретного преобразования Фурье может рассматриваться как аппарат первичного, грубого обнаружения целей, по результатам которого в узких пространственных секторах целесообразно использовать методы сверхрэлеевского разрешения (метод Кейпона и MUSIC), позволяющие осуществлять точную угловую пеленгацию целей, отдельно наблюдать групповые объекты и режектировать сигналы помеховых источников. При известных методах обработки сигналов эффект сверхрэлеевского разрешения по угловым координатам в зависимости от отношения сигнал/шум позволяет селектировать до десяти и более точечных объектов в пределах парциального лепестка ДН ЦАР [5, 6].

Цифровое адаптивное диаграммообразование позволяет оптимизировать уровень мощности излучения РЛС и время накопления сигнала от целей для повышения помехоустойчивости. Снижения уровня бокового излучения в ЦАР происходит путем программного формирования в вычислительном устройстве нулей ДН на краях главного и в области боковых лепестков, в то время как в традиционных РЛС для достижения того же эффекта необходимо иметь компенсационные вспомогательные антенны, применение которых при числе постановщиков активных помех свыше четырех неэффективно [7].

В зависимости от способа построения и решаемых задач различают пассивные ЦАР в виде приемных антенных решеток и активные ЦАР. В приемной ЦАР сигнал, принятый каждым каналом АР, преобразуется в цифровой код, а формирование ДН и дальнейшая обработка сигнала осуществляется в специализированном вычислительном устройстве – схеме формирования диаграммы направленности [8].

Активные ЦАР строятся либо в виде приемопередающих антенных решеток с одним общим излучающим раскрывом без использования ФВ, либо в виде антенных решеток с разнесенными (невзаимными) передающей и приемной частями, в передающей части которых для сканирования ДН используются ФВ.

Особенностью приемопередающей ЦАР является наличие аналогичных по составу приемной и передающей подсистем, использующих общее излучающее полотно. Передающая и приемная части в такой антенной решетке идентичны с точностью до замены в них аналогово-цифровых преобразователей на цифро-аналоговые при инверсии алгоритмов обработки сигналов. Отличия присутствуют в реализации аналоговой части передающей части и связаны с необходимостью усиления сигналов по мощности, переноса их по частоте и фильтрации побочных излучений. Аналогово-цифровое или цифро-аналоговое преобразование в такой антенной решетке может быть реализовано как на промежуточной частоте, так и на несущей, в зависимости от возможностей элементной базы, определяемых, прежде всего, рабочей частотой ЦАР. При современном состоянии технологий производства стоимость электронных компонентов позволяет серийно производить приемопередающие ЦАР только в качестве сравнительно малоэлементных MIMO-антенн сотовой связи, работающих на частотах 900-1900 МГц, таких как Spotlight 2200 компании Metawave Communications, AdaptaCell Super Capacity компании AirNet Communications, IntelliCell компании ArrayCom. Перечисленные адаптивные ЦАР позволяют существенно увеличить канальную емкость и размеры зоны покрытия систем сотовой связи [5].

Из анализа вариантов построения антенных систем существующих РЛС с цифровой обработкой сигналов следует, что уровень развития радиоэлектронных компонентов и технологий в настоящее время не позволяет создать приемопередающую ЦАР с приемлемой стоимостью и массогабаритными характеристиками, в которой излучение, прием и обработка сигналов осуществлялась бы непосредственно в антенном полотне на несущей частоте.

Вариант ЦАР с разнесенными (невзаимными) передающей и приемной частями можно рассмотреть на примере антенной системы корабельной РЛС S1850M D-

диапазона волн (1–2 ГГц), разработанной компаниями Signaal и Alenia Marconi Systems. На передачу в данной РЛС формируется один зондирующий луч, форма которого способна изменяться в зависимости от режимов обзора: локальная зона, большая дальность, игольчатый луч (рисунок 1). На прием в РЛС S1850M путем цифровой обработки согласно алгоритму быстрого преобразования Фурье синтезируется веер из 14 примыкающих друг к другу лучей (рисунок 2), и за один оборот антенны формируется близкая к полусфере зона обзора. Два луча, ориентированные ниже линии горизонта, позволяют повысить точность угломестной пеленгации [7].

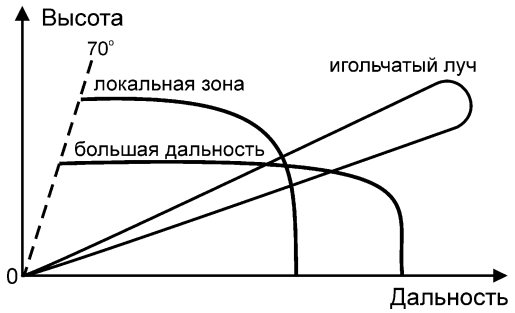


Рис. 1. Формы лучей ДН ЦАР РЛС S1850M в режимах передачи

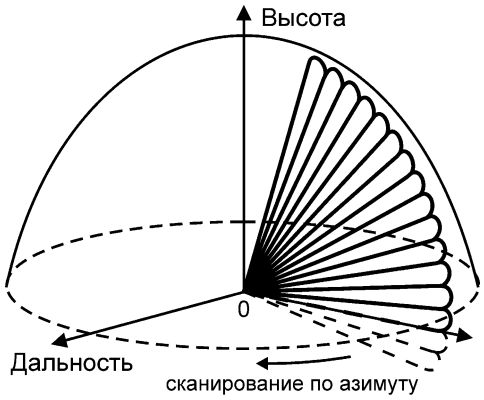


Рис. 2. Веерная ДН ЦАР РЛС S1850M в режиме приема

Известна отечественная трехкоординатная РЛС «Противник-ГЕ» (59Н6-Е) с ЦАР L-диапазона в которой реализована полностью цифровая пространственно-временная обработка сигналов. ЦАР формирует круговой обзор пространства 20-лучевой ДН, обеспечивает сверхнизкий уровень боковых лепестков ДН и их адаптивное подавление. Методы цифровой обработки позволяют при размере антенного полотна 5,5х8,5 м обнаруживать цели типа «Стелс» с эффективной площадью отражения менее 0,1 м на дальности до 200 км при угловой ошибке 10-12 минут [9].

Следовательно, зондирование пространства в активной ЦАР с разнесенными (невзаимными) передающей и приемной частями может осуществляться в режиме одновременного обзора широким лучом, следствием чего будет снижение скрытности и дальности обзора РЛС, и в режиме последовательного обзора пространства узким игольчатым лучом, при этом обеспечивается большая дальность действия РЛС,

скрытность и помехозащищенность. Для обеспечения сканирования луча ДН в передающем канале активной ЦАР требуется применение ФВ.

3. Фазовращатели для фазированных антенных решеток

В современных ФАР используются ферритовые и полупроводниковые ФВ, характеризующиеся такими параметрами, как минимальное время переключения при минимальной мощности управляющего сигнала; требуемая точность установки фазового сдвига для выполнения заданных требований к ДН; достаточная электрическая прочность для пропускания требуемой импульсной мощности; поперечные габариты, обеспечивающие размещение с периодом не более 0,8λ; минимальные потери энергии и система охлаждения, обеспечивающая работу ФВ на заданной средней мощности.

Ферритовые ФВ подразделяются на взаимные, в которых феррит подмагничивается продольно относительно направления распространения электромагнитной волны, и невзаимные с поперечным подмагничиванием феррита. В невзаимных ФВ фазовый сдвиг зависит от направления распространения электромагнитной волны. Основным преимуществом невзаимных ФВ с «прямоугольной» петлей гистерезиса является наличие внутренней магнитной памяти, позволяющей сохранять состояние требуемой намагниченности ферритового сердечника неограниченно долго [10]. Полоса рабочих частот в невзаимных ФВ для сантиметрового диапазона составляет 5-10%.

Взаимные ФВ подразделяются на проходные и отражательные. Взаимный проходной ФВ, созданный для ФАР «СуперСкат», обеспечивающей работу радиолокационной системы управления современного истребителя Су-35, имеет магнитную память, потери энергии не более 1 дБ, обеспечивает непрерывное изменение фазового сдвига в пределах $0..360^\circ$ в полосе частот $f_0 \pm$ 4,4 % и интервале температур -50..+70°С [11]. Отражательные ФВ характеризуются более простой конструкцией и меньшим продольным размером, что упрощает размещение элементов системы управления. Недостатком отражательных ФВ по сравнению с проходными является меньшая точность установки фазы при том же уровне согласования. Полоса рабочих частот для взаимных ФВ сантиметрового диапазона составляет порядка 10%.

В полупроводниковых ФВ используются *p-i-n*-диоды, варикапы и сегнетоэлектрики. Наиболее часто применяются дискретные ФВ, обеспечивающие ступенчатое изменение фазы проходящей или отраженной электромагнитной волны за счет изменения электрической длины ФВ. Достоинствами полупроводниковых ФВ является их взаимность и возможность управления с помощью компьютера. Полоса рабочих частот полоскового ФВ в сантиметровом диапазоне составляет порядка 10% [12].

Известны относительно широкополосные ФВ, но они характеризуются значительным затуханием (несколько децибел), кроме того, их полоса пропускания ограничивается необходимостью корректировки фазовых сдвигов в соответствии с изменением частоты сигнала [13].

Таким образом, проведенный анализ показывает, что частотные характеристики ферритовых и полупроводниковых ФВ не позволяют обеспечить построение широкополосной передающей части активной ЦАР, способной осуществлять обзор пространства узким лучом, в то время как применение в приемной части ЦАР технологий цифрового диаграммообразования предоставляет возможность приема сигналов в широкой полосе частот, определяемой, в основном, полосой пропускания приемных антенн. Следовательно, для увеличения рабочего частотного диапазона необходимо отказаться от использования в передающей части активной ЦАР ФВ для формирования ДН.

4. Особенности нелинейно-дифракционного фазирования

Для управления излучением в передающей части активной ЦАР предлагается использовать систему управления лучом, в основе которой лежит не связанный с применением ФВ нелинейно-дифракционный способ фазирования, характерный для нежестких антенных решеток. Сущность данного способа заключается в использовании специальным образом сформированного вспомогательного амплитудно-модулированного излучения, зависимость интенсивности которого от пространственных координат и времени совпадает с зависимостью от тех же аргументов плосковолнового электромагнитного поля, распространяющегося в направлении фазирования со скоростью света. Вспомогательное излучение носит название аналога плоской волны [14].

Формирование аналога плоской электромагнитной волны поясняется на основе рассмотрения биений волн в пространстве. Мгновенные значения электрического поля двух сферических волн описывается выражениями:

$$e_1 = A_1 \cos(\omega_1 t - k_1 r_1), \quad (1)$$

$$e_2 = A_2 \cos(\omega_2 t - k_2 r_2), \quad (2)$$

где A_1, A_2 – амплитуды электромагнитных волн; $k_1 = 2\pi/\lambda_1$, $k_2 = 2\pi/\lambda_2$ - волновые числа; r_1, r_2 – расстояния от источников вспомогательного излучения до точки суперпозиции; ω_1, ω_2 – круговые частоты волн, разница которых равна рабочей частоте РЛС Ω_p:

$$\begin{cases} \Omega_p = \omega_1 - \omega_2; \\ \omega_1 >> \Omega_p; \\ \omega_2 >> \Omega_p. \end{cases} \quad (3)$$

Чтобы выделить биения в пространстве, необходимо в каждой точке пространства определить интенсивность суммарного колебания I:

$$I_n = A_1 A_2 \cos(\Omega_p t - (k_1 r_1 - k_2 r_2)). \quad (4)$$

Возникающие при суперпозиции двух гармонических сферических электромагнитных волн биения являются волновым процессом и формируют волну интенсивности. Фазовое распределение биений, согласно (4), зависит от взаимного положения центров кривизны сферических волн [15].

Для определения поведения фазы биений в пространстве полная фаза из выражения (4) приравнивается к величине $2\pi n$, где $n = 0,1,2\ldots$

$$\Omega_p t - \left(k_1 r_1 - k_2 r_2\right) = 2\pi n . \qquad (5)$$

Уравнение (5) описывает поверхности в трехмерном пространстве или линии в двумерном пространстве, на которых амплитуда биений максимальна. В полярной системе координат для произвольной плоскости, включающей точечные источники, уравнение (5) примет следующий вид:

$$\left(1-b^2\right)r_1^2 + \left(2ab - 2\rho\cos(\alpha)\right)r_1 + \left(\rho^2 - \alpha^2\right) = 0 , \qquad (6)$$

где $a = \left(2\pi n + \Omega_p t\right)/k_2$; $b = k_1/k_2$; r_1 и угол α – координаты в полярной системе координат; ρ – расстояние между центрами кривизны источников сферических волн.

Выражение (6) является уравнением второго порядка в полярной системе координат, решение которого, соответствующее положительному значению r_1, имеет вид:

$$r_1 = \sqrt{\left(\frac{ab - \rho\cos\alpha}{1-b^2}\right)^2 - \frac{\rho^2 - a^2}{1-b^2}} - \frac{ab - \rho\cos\alpha}{1-b^2} , \qquad (7)$$

Соотношение (7) при изменении n определяет семейство кривых на плоскости, характеризующие распределение фазы биений (рисунок 3).

В динамике (при изменении времени) каждая отдельная линия одинаковых фаз, представляющая собой фронт бегущей волны интенсивности с частотой Ω_p, будет перемещаться относительно положения точечных источников. Фронт бегущей волны интенсивности в ограниченной области, отмеченной на рисунке 3 прямоугольником, близок к плоскому и перемещается со скоростью света в направлении от излучателя с большей частотой к излучателю с меньшей частотой. Центр данной области находится на относительно небольшом (по сравнению с расстоянием до дальней зоны) расстоянии R от точечных источников:

$$R = \frac{\rho\omega_1}{\Omega_p} = \frac{\rho\lambda_p}{\lambda_1} . \qquad (8)$$

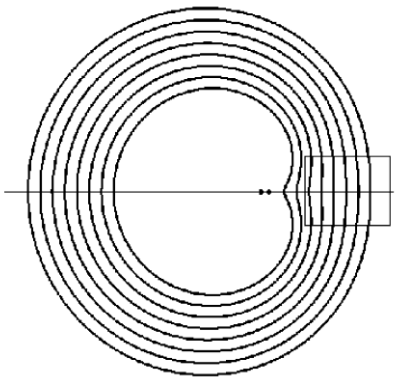


Рис. 3. Линии одинаковых фаз относительно источников излучения

Для изменения направления распространения плосковолнового фронта достаточно изменить взаимное положение центров кривизны сферических электромагнитных волн при $\rho = const$.

Каждый канал передающей части активной ЦАР для выделения переменной составляющей интенсивности должен содержать антенну приема вспомогательного излучения, квадратичный детектор, фильтр. Интерференция первичных волн на нелинейных элементах приводит к формированию в излучателях управляемых сигналов с требуемой фазой [16].

Анализ особенностей формирования аналога плоской волны показывает, что ширина полосы рабочих частот в такой антенной системе будет определяться рабочей полосой частот антенн вспомогательного облучателя и антенн основного излучения, поэтому в системе управления лучом целесообразно использовать широкополосные антенны, такие как пазовые антенны (ПА), называемые также излучателями Вивальди.

Широкополосные ПА относятся к классу антенн бегущей волны, имеют продольный характер излучения вдоль оси симметрии щели в сторону ее расширения. Плоская конструкция пазового излучателя удобна для конформной установки на поверхности воздушного судна, допускает размещение цепей возбуждения на одной подложке, позволяет близко расположить излучатели в антенной решетке. Известно, что при длине ПА несколько длин волн минимальную ширину ДН имеет антенна с постоянной шириной щели, а максимальную – с экспоненциальной щелью. Установлено, что при длине ПА более четырех длин волн величина входного сопротивления $z_{вх}$ слабо зависит от формы щели, что упрощает ее согласование с фидерным трактом. Характерной особенностью ПА, которую необходимо будет учитывать при дальнейших исследованиях, является отсутствие единого фазового центра – при перестройке рабочей частоты условный фазовый центр антенны изменяет свое местоположение [17].

5. Модель вспомогательного облучателя системы управления лучом

Особенности формирования аналога плоской волны при нелинейно-дифракционном фазировании исследовались с использованием модели вспомогательного облучателя системы управления лучом, разработанной для нежесткой активной ФАР *P*-диапазона РЛС дирижабля дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) [18].

Модель вспомогательного облучателя содержит две идентичные ПА, выполненные из материала ФАФ-4Д, разработанные в программе автоматизированного проектирования HFSS. Рабочий частотный диапазон данных излучателей составляет $\Delta\omega_{1,2}$ = 7..11 ГГц. Изменение направления распространения аналога плоской волны осуществлялось вращением по вертикали и горизонтали платформы лабораторного штатива с установленным на ней вспомогательным облучателем (рисунок 4). Изменение расстояния ρ осуществлялось перемещением ПА в корпусе вспомогательного облучателя относительно друг друга [19].

Рис. 4. Модель вспомогательного облучателя

В процессе эксперимента широкодиапазонная антенна приема вспомогательного излучения частотой Ω_p устанавливалась в центре области формирования аналога плоской волны, определяемой выражением 8. Определение фазы волны биений проводилось с помощью измерителя разности фаз ФК2-18. Экспериментальные измерения показали, что модель вспомогательного облучателя позволяет формировать излучение в рабочей полосе частот $\Delta\Omega_p$ = 0,4..3,5 ГГц, определяемой рабочим частотным диапазоном $\Delta\omega_{1,2}$ антенн вспомогательного излучения и диапазоном частот используемых генераторов Г4-111.

6. Функциональная схема активной цифровой антенной решетки

В качестве примера использования нелинейно-дифракционного фазирования в диаграммообразовании активной ЦАР на рисунке 5 представлена функциональная схема антенной решетки с конформным излучающим раскрывом для РЛС *P*-диапазона дирижабля ДРЛО.

В отличие от [18], вспомогательный облучатель выносится на беспилотном летательном аппарате перед излучающим полотном ЦАР и формирование излучения ЦАР производится по схеме, применяемой в отражательных антенных решетках с пространственной схемой возбуждения, при этом фазирующее излучение используется подобно запитывающему. Пространственная схема фазирования позволяет исключить из диаграммообразующей схемы передающей части ЦАР фазовращатели, которые, являясь широкополосными, обладают затуханием в несколько децибел, а при малых потерях энергии сигнала – узкополосны. При отражательной схеме использования фазирующего и формирования основного излучения в ЦАР целесообразно применить антенны с совмещенным фазовым центром, такие как широкодиапазонные микрополосковые спиральные антенны, создающие поле вращающейся поляризации, применяемые в диапазоне от 0,2 до 18 ГГц [12].

Учитывая невзаимность передающей и приемной частей, а также необходимость использования антенн с совмещенным фазовым центром, антенны основного излучения выполнены приемопередающими. Разделение каналов передачи и приема на рисунке 5 реализовано с помощью схемы развязки каналов, содержащей циркуляторы.

Для выделения фазирующих сигналов в каждом канале передающей части ЦАР содержится квадратичный детектор и фильтр. Далее сигнал с управляемой фазой усиливается и излучается в пространство, а также поступает на схему формирования весовых коэффициентов (СФВК) для расчета приемной ДН.

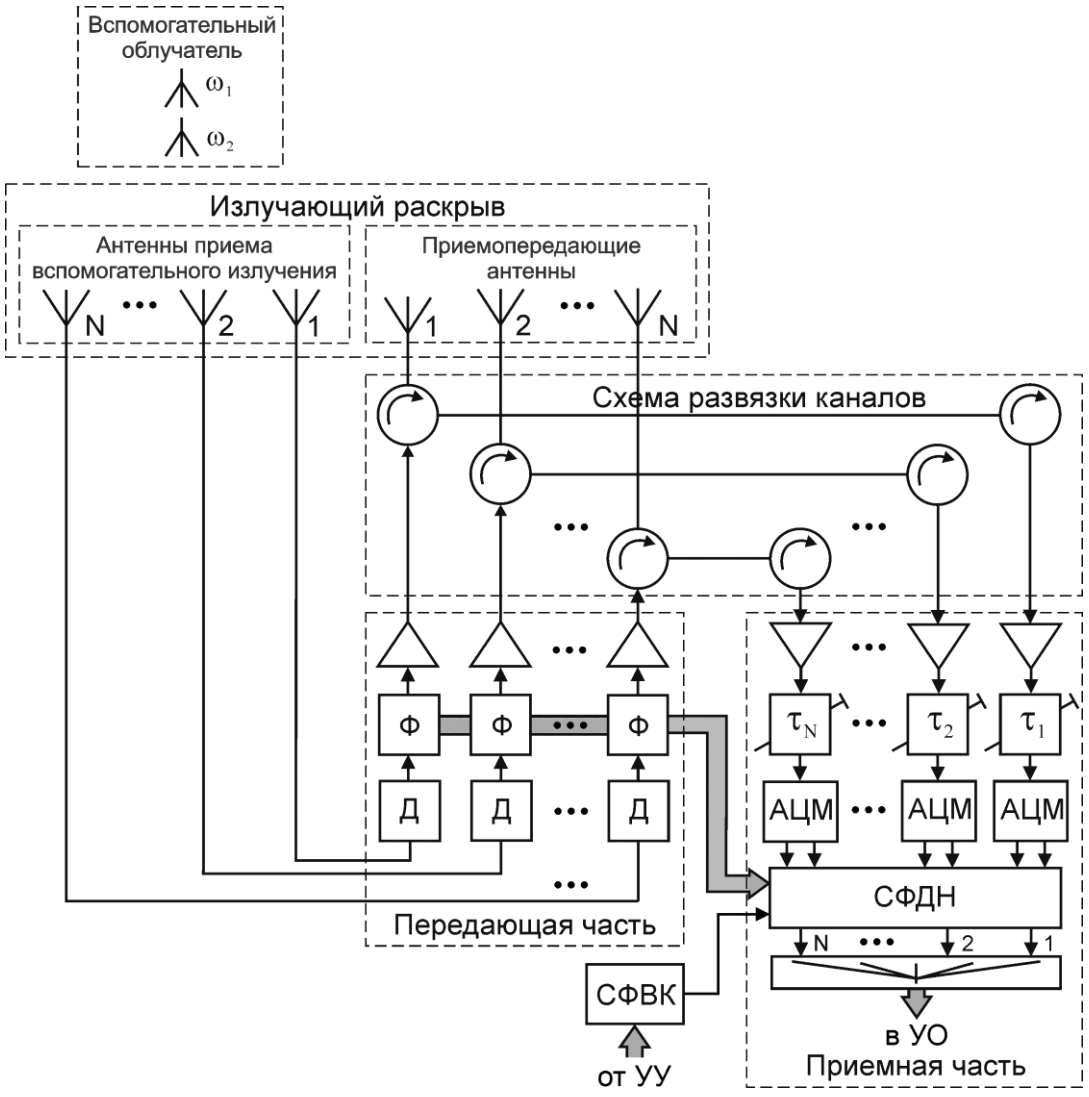


Рис. 5. Функциональная схема конформной ЦАР

Приемная часть активной ЦАР содержит в каждом из N-каналов: малошумящий усилитель с устройством защиты; устройство временной задержки $\tau_1..\tau_N$, компенсирующее фазовый набег, возникающий из-за несоответствия фазовых центров *n*-й приемопередающей антенны и всего излучающего раскрыва; аналого-цифровой модуль (АЦМ), построенный по известной схеме [8]; схему формирования диаграммы направленности (СФДН), предназначенную для расчета ДН приемных каналов, управления их положением и формой.

С выхода каждого АЦМ на СФДН подаются две квадратуры, определяющие амплитуду и фазу колебания, принятого входной антенной соответствующего канала приемной части ЦАР. Оперативное изменение формы и положения ДН в зависимости от обстановки и задач осуществляется в СФДН с помощью весовых коэффициентов, формируемых СФВК в соответствии с сигналами, поступающими от устройства управления (УУ). Информация, содержащаяся в N сформированных лучах ДН, из СФДН поступает в устройство обработки (УО). Скорость ввода и вывода данных в СФДН зависит от полосы частот сигнала и числа приемных каналов, определяющих количество сформированных лучей ДН.

7. Заключение

Таким образом, проблема оптимизации количества антенн на борту современного воздушного судна делает актуальной разработку широкополосной активной ЦАР, способной обеспечивать одновременную работу нескольких бортовых радиотехнических систем. Для увеличения рабочего частотного диапазона в передающей части активной ЦАР предлагается использовать систему управления лучом, в основе которой лежит нелинейно-дифракционный способ фазирования, характерный для нежестких антенных решеток и не связанный с применением ФВ.

Экспериментальные измерения показали, что модель вспомогательного облучателя позволяет сформировать аналог плоской волны в рабочей полосе частот $\Delta\Omega_p$ = 0,4..3,5 ГГц, определяемой рабочим частотным диапазоном $\Delta\omega_{1,2}$ антенн вспомогательного излучения и диапазоном частот используемых генераторов Г4-111. При расстоянии $\rho \leq 0{,}2$ м между антеннами в используемой модели вспомогательного облучателя центр области формирования аналога плоской волны находился на расстоянии ≤5 м, что соответствует теоретическим данным.

Разработана функциональная схема активной ЦАР с нелинейно-дифракционным фазированием для РЛС *P*-диапазона дирижабля ДРЛО, в которой формирование основного излучения производится по схеме, применяемой в отражательных антенных решетках с пространственной схемой возбуждения.

Литература

1. Пономарев Л. И., Степаненко В. И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки М.: Радиотехника, 2009. – 328 с.
2. Артюх А. С, Шарлай А. Ю. Бортовая антенная решетка с увеличенной рабочей полосой частот // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. научн. тр. Красноярск: СФУ, 2013. – С. 72-74.
3. Зибров Г. В., Леньшин А. В., Артюх А. С. Антенные системы бортовых радиолокационных станций истребителей // Антенны. М.: Радиотехника, 2011, № 5(168). – С. 4-9.
4. Дингес С., Егоров Н., Кочемасов В. Цифровые вычислительные синтезаторы для фазированных антенных решеток // Электроника: наука, технология, бизнес, 2014, №1. – С. 160-166.
5. Вишневский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

6. Слюсар В. И. Цифровые антенные решетки: аспекты развития // Специальная техника и вооружение, 2002, №1-2. – С. 17-23.
7. Слюсар В. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации // Электроника: наука, технология, бизнес, 2001, №3. – С. 42-46.
8. Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. – 386 с.
9. Воскресенский Д. И., Овчинникова Е. В., Шмачилин П. А. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы. М.: Радиотехника, 2013. – 208 с.
10. Нечаев Ю. Б., Николаев В. И., Андреев Р. Н., Винокурова Н. Н. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии. Воронеж: ОАО Концерн «Созвездие», 2007. – 262 с.
11. Сапсович Б. И., Старшинова Е. И., Чалых А. Е., Синани А. И. Ферритовый фазовращатель для ФАР // Антенны, 2005, №2. – С. 40-42.
12. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
13. Гостюхин В. Л., Трусов В. Н., Гостюхин А. В. Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
14. Степаненко С. Н. Нелинейная дифракция и нелинейно-дифракционное фазирование крупноапертурных антенных решеток // Антенны, 2009, №7. – С. 55-58.
15. Артюх А. С., Леньшин А. В., Маевский Ю. И. Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной активной фазированной антенной решетки // Антенны, 2010, №5. – С. 4-8.
16. Артюх А. С. Лопастная активная ФАР вертолетной БРЛС // Вестник ИрГТУ, 2007, №1(29). – С. 12-14.
17. Лось В. Ф., Шаманов А. Н. Сверхширокополосные излучатели для антенных решеток // Антенны, 2004. № 8-9(87-88). – С. 80-87.
18. Неудакин А. А., Артюх А. С., Малугин К. А. Дирижабль дальнего радиолокационного обнаружения. RU 2604914 H01Q/28, B64B/22, B64D/10, заяв. 06.05.2015, опубл. 27.11.2016.
19. Артюх А. С., Малугин К. А., Столяров А. В., Миловацкий А. С. Разработка системы управления лучом конформной активной фазированной антенной решетки дирижабля // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: СФУ, 2017. – С. 389-393.

REFERENCES

1. Ponomarev L. I., Stepanenko V. I. Combined multi-frequency Scanning antenna arrays. Moscow: Radio Engineering, 2009. - 328 p.
2. Artyukh A. S, Sharlay A. Y. Onboard antenna array with large working frequency bandwidth // Modern problems of radio electronics: collection of scientific works. Krasnoyarsk: SFU, 2013. - Pp. 72-74.
3. Zibrov G. V., Lenshin A. V., Artyukh A. S. Antenna systems airborne radars of fighters // Antennas. M.: Radio Engineering, 2011, № 5 (168). - Pp. 4-9.
4. Dinges S., Egorov N., Kochemasov V. Digital computing synthesizers for phased array antennas // Electronics: science, technology, business, 2014, No. 1. - Pp. 160-166.
5. Vishnevsky V. M., Lyakhov A. I., Portnoy S. L., Shakhnovich I. V. Broadband wireless networks of information transfer. M.: Technosphere, 2005. - 592 p.
6. Slyusar V. I. Digital antenna arrays: aspects of development / / Special equipment and armament, 2002, №1-2. - Pp. 17-23.
7. Slyusar V. Digital antenna arrays-the future of radar / / Electronics: science, technology, business, 2001, №3. - Pp. 42-46.
8. Problems of antenna technology / Ed. L. D. Bakhrakh, D. I. Voskresensky. M.: Radio and communication, 1989. - 386 p.
9. Voskresenskiy D. I., Ovchinnikova E. V., Shmachilin P. A. Onboard digital antenna arrays and their elements. M.: Radio Engineering, 2013. - 208 p.
10. Nechaev Y. B., Nikolaev V. I., Andreev R. N., Vinokurova N. N. Antennas, microwave devices and their technologies. Voronezh: Concern Sozvezdie, 2007. - 262 p.

11. Sapcovich B. I., Starshinova E. I., Chalykh A. E., Sinani I. A. Ferrite phase shifter for PAA / Antenna, 2005, No. 2. - Pp. 40-42.
12. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays / Ed. by D. I. Voskresensky. M.: Radio Engineering, 2003. - 632 p.
13. Gostyukhin V. L., Trusov V. N., Gostyukhin A. V. Active phased array antennas. M.: Radio Engineering, 2011. - 304 p.
14. Stepanenko S. N. Nonlinear diffraction and nonlinear diffraction phasing of large-aperture antenna arrays // Antennas, 2009, №7. - Pp. 55-58.
15. Artyukh, A. S. Lenshin, A. C., Majewski, Y. I. Statistical synthesis of the radiating aperture of the blade active phased antenna array // Antennas, 2010, №5. - Pp. 4-8.
16. Artyukh, A. S., Blade active PAA radar of helicopter // Vestnik IrGTU, 2007, №1(29). - Pp. 12-14.
17. Los V. F., Shamanov A. N. Ultra-wideband emitters for antenna arrays / Antenna, 2004. № 8-9 (87-88). - Pp. 80-87.
18. Neudachin A. A., Artyukh, A. S., Malugin K. A. Airship long-range radar detection. RU 2604914 H01Q/28, B64B/22, B64D/10, declared 06.05.2015, publ. 27.11.2016.
19. Artyukh, A. S., Malugin K. A., Stolyarov A. V., Milovatsky A. S. Development of control system for beam conformal active phased array antenna of the airship // Modern problems of radio electronics: collection of scientific works. Krasnoyarsk: SFU, 2017. - Pp. 389-393.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА, ВОЗНИКАЮЩИХ В СИСТЕМЕ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ, ДЛЯ РАДАРОВ С ФАР НА БАЗЕ КОМПАКТНОГО ПОЛИГОНА

И. Е. Макушкин, А. Е. Дорофеев

АО «НИИП имени В.В. Тихомирова», г. Жуковский, Россия

Аннотация. Представлен способ измерения угловых ошибок пеленга (УОП) в системе «антенна–обтекатель» в двумерной угловой области сканирования антенны с электронным управлением лучом (ФАР, АФАР). Измерения проводились на базе антенного измерительного коллиматорного комплекса («компактный полигон»). Приведены математические выражения, используемые при обработке измеренных данных. Для создания матрицы УОП измерения проводятся на различных углах «крена» системы антенна-обтекатель при отклонении луча ФАР в «косых плоскостях». Для отработки методики на начальном этапе, использовалась быстросъемная модель обтекателя, обладающая способностью вносить УОП. Для данной модели приведены конкретные величины измеренных УОП, полученные с использованием двух (в том числе рассматриваемой) методик.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, антенна с электронным управлением лучом радиопрозрачный обтекатель, угловые ошибки пеленга.

RADOME ANGLE FAULTS MEASUREMENT IN A UNIT RADAR-DOME

I.E.Makushkin, A.E. Dorofeev

JSC “NIIP”, Zhukovsky, Russia

Abstract. The authors of the article analyze method of radome angle faults measurement in a unit radar-dome. As a sphere of analysis angular scan area of phased antenna array was taken. To form a matrix of angle faults measurement, the authors measured radar beam features with regard to a dome configuration impact on beam bend in oblique plane. The authors conducted primary research with a quick-erection dome that produced angle faults. Results of the research were compared with that of obtained by means of other methods.

Keywords: phase array antenna, antenna system with electronic beam control, radome, radom eangle faults.

1. Введение

Возникающие при наличии радиопрозрачного обтекателя (РПО) ошибки определения углового положения пеленга (УОП) должны учитываться при работе бортовой радиолокационной станции (БРЛС). Работы по измерению УОП только в двух ортогональных плоскостях азимута или угла места проводятся довольно часто. При этом УОП определяется как разность между измеренными координатами нулей соответствующей разностной диаграммы направленности (ДН) до и после установки обтекателя. Такой подход дает представление только об одной из компонент УОП. Произвольно отклоненный луч фазированной антенной решетки (ФАР) рис.1 в системе «антенна-обтекатель», приобретает угловые ошибки пеленга сразу по обеим координатам.

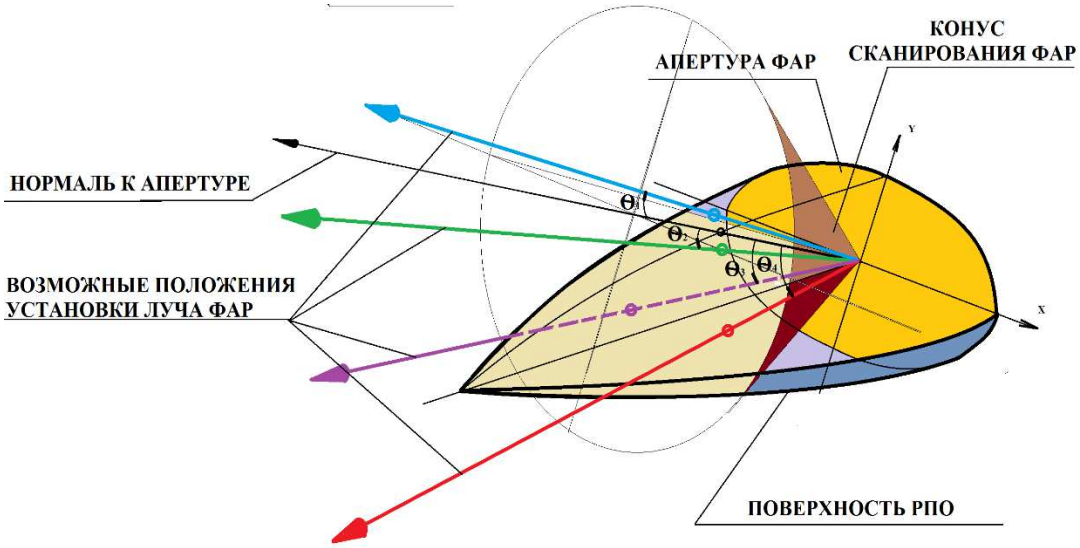


Рис.1.

Поэтому, разработка методов практической оценки влияния обтекателя на уходы «нулей» пеленгационных характеристики во всей области сканирования луча, является актуальной задачей сегодняшнего дня.

2. Геометрия задачи для одного сечения поверхности РПО

На рис.2 представлена ФАР (1), центр апертуры (2) которой связан одновременно со сферической (θ, Ψ) и декартовой (X,Y,Z) системами координат. До установки РПО (10), опорно-поворотное устройство антенны (ОПУА) устанавливается на произвольный угол крена Ψj - (5). При произвольно выбранном пространственном угле отклонения θi - (8) от нормали к раскрыву антенны - (7), по формулам cos Lx = sinθi x cos Ψj; cos Ly = sinθi x sin Ψj; (1-2) рассчитываются управляющие углы Lx и Ly - (3) и (4), а углы фазирования, пересылаемые в блок управления лучом ФАР (αx ; αy) - по формулам αx =90 - Lx; αy =90 - Ly; (3-4). После чего, луч ФАР (6), каждый раз будет попадать в плоскость азимутального поворота ОПУА (12). В этом случае, при незначительном повороте ОПУА по оси азимута (11), в области угла (-θi), одновременно могут быть измерены угловые координаты минимумов сечений обеих разностных диаграмм.

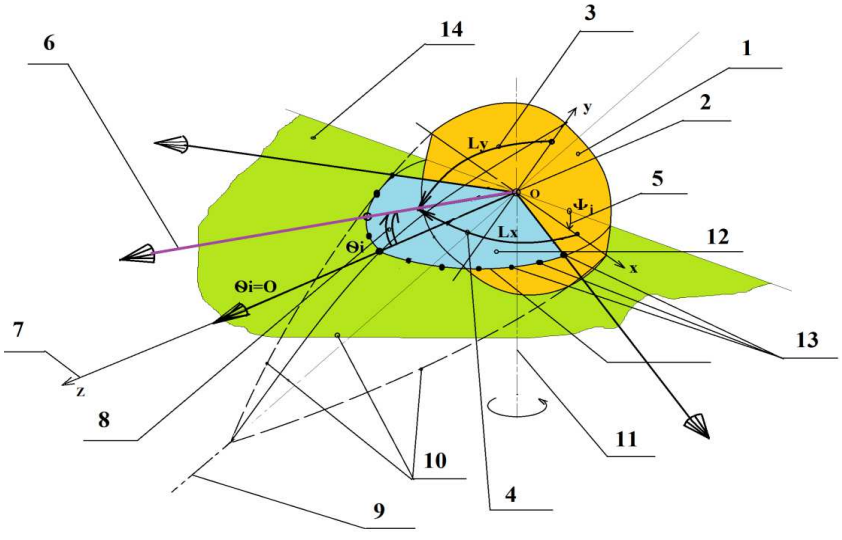
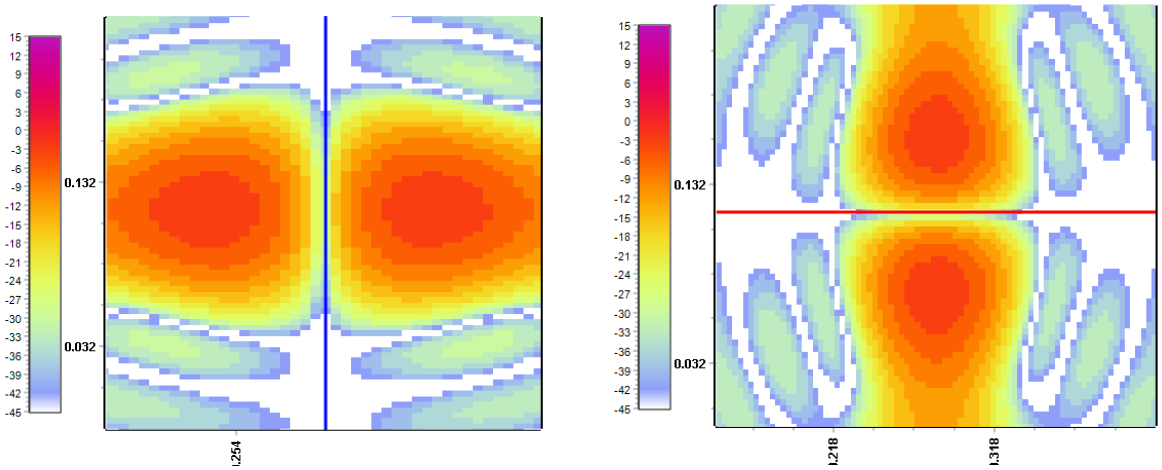


Рис.2.

3. Математический аппарат вычисления угловых ошибок пеленга

Известно, что «линии нулевых уровней» пространственных ДН разностных каналов плоских ФАР, отображаются в системе координат направляющих (управляющих) косинусов (u,v) прямыми линиями вдоль осей u или v. На рис.3 (а,б) представлены пространственные ДН разностных каналов.



(а) разностная азимутальная ДН на плоскости (*u,v*)

(б) разностная угломестная ДН на плоскости (*u,v*)

Рис.3.

На рис. 4 схематично представлены разностные ДН в системе координат направляющих (управляющих) косинусов U=cosLx; V=cosLy. для ФАР установленной на угол крена Ψ. На плоскости (U, V) выделены две характерные точки:

Точка 1 с координатами (u0, v0), до установки РПО, соответствует точному пеленгу на минимум, формируемый пространственными разностными ДН, при установки луча ФАР по координатам (θо, Ψ- в сферической системе координат);

Точка 2 - одна из возможных точек с координатами (u1, v1), соответствует изменившемуся направлению пеленга, вызванному установкой РПО;

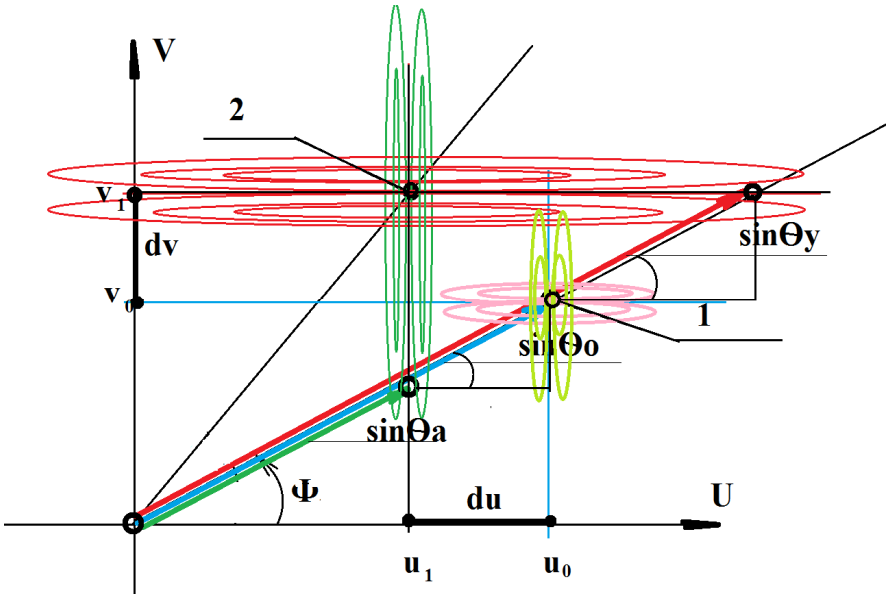


Рис.4.

Тогда учитывая, что:

$u1=u0+du \qquad u0=\sin\theta o \times \cos\Psi \qquad du=(\sin\theta o - \sin\theta a)\times\cos\Psi \qquad (1\text{-}3)$

$v1=v0+dv \qquad v0=\sin\theta o \times \sin\Psi \qquad dv=(\sin\theta y - \sin\theta o)\times\sin\Psi \qquad (4\text{-}6)$

а так же то, что:

$\arccos u0=Lxo ; \arccos u1=Lx1 ; \Delta\alpha x=\arccos(90-Lx1)-\arccos(90-Lxo); \qquad (7\text{-}9)$

$\arccos v0=Lyo ; \arccos v1=Ly1 ; \Delta\alpha y=\arccos(90-Ly1)-\arccos(90-Lyo) \qquad (10\text{-}12)$

сами компоненты $\Delta\alpha x_{i,j}$,$\Delta\alpha y_{i,j}$ пеленгационной ошибки, вносимые РПО, при углах установки системы «антенна-обтекатель» $\theta=\theta oi$, $\Psi=\Psi j$ в переменных сферической системы координат антенны, могут быть рассчитаны по формулам:

$$\Delta\alpha x_{i,j} = \arcsin(\sin\theta ai \times \cos\Psi j) - \arcsin(\sin\theta oi \times \cos\Psi j) \qquad (13)$$

$$\Delta\alpha y_{i,j} = \arcsin(\sin\theta yi \times \sin\Psi j) - \arcsin(\sin\theta oi \times \sin\Psi j) \qquad (14)$$

где:

$\Delta\alpha x_{i,j}$ - составляющая пеленгационной ошибки, вносимой обтекателем, по углу αx (при $\theta=\theta oi$; $\Psi=\Psi j$);

$\Delta\alpha y_{i,j}$ - составляющая пеленгационной ошибки, вносимой обтекателем, по углу αy (при $\theta=\theta oi$; $\Psi=\Psi j$);

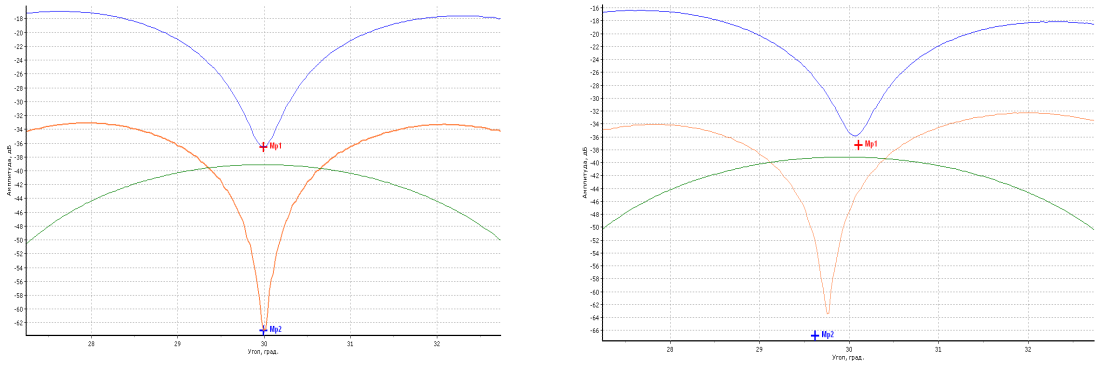
θoi - текущее значение угла θ в сферической системе координат ФАР, между нормалью к раскрыву ФАР и направлением на минимум, формируемый пространственными разностными ДН, до установки обтекателя, при котором измеряемые минимумы в сечениях разностных ДН - совпадают;

Ψj - текущее значение угла крена антенной системы относительно горизонтальной плоскости азимутального сканирования ОПУА;

θai - измеренный, фактический угол минимума разностной азимутальной диаграммы (при $\theta=\theta oi$; $\Psi=\Psi j$) после установки обтекателя;

θyi - измеренный, фактический угол минимума разностной угломестной диаграммы (при $\theta=\theta oi$; $\Psi=\Psi j$) после установки обтекателя;

При правильной юстировки ОПУА, т.е. совпадении плоскости его азимутального поворота (12), как показано на рис.2, с горизонтальной (14), в точках (13), где измеряются компоненты УОП, происходит пересечение линий минимальных уровней пространственных разностных диаграмм. На снимке экрана монитора измерительного комплекса рис.5 (а), это выглядит как совпадение минимумов измеряемых сечений обеих разностных ДН. После установки РПО на антенну, на тех же углах, измеряются новые, изменившиеся координаты минимумов сечений разностных ДН, как показано на рис.5 (б). В дальнейшем, по величине и знакам этого рассогласования, по формулам (13-14) могут быть рассчитаны обе компоненты пеленгационной ошибки $\Delta\alpha x_{i,j}$ и $\Delta\alpha y_{i,j}$. Следует еще раз подчеркнуть, что речь идет о вычисляемых ошибках в системе координат углов фазирования ФАР (αx ; αy). Полученные ошибки могут быть пересчитаны и в другие системы координат - например носителя.



(а) (б)

Рис.5.

4. Геометрия задачи для набора сечений по всей поверхности РПО

В дальнейшем подобные измерения могут быть проведены по всей поверхности РПО, т.е. при всех возможных дискретных установках системы ФАР-РПО по углам крена (5) и углам отклонения луча (8). В общем рассматриваемом случае представленном на рис.2, ось РПО (9) не совпадает с нормалью к раскрыву ФАР - (7). На рис.6 условно показана сложная поверхность произвольного РПО, попадающая в область сканирования луча ФАР. Линии сечений его поверхности и точки на них, по которым производятся измерения ($\Delta\alpha x_{i,j}$ и $\Delta\alpha y_{i,j}$) компонент УОП на рис.6 показаны разными цветами.

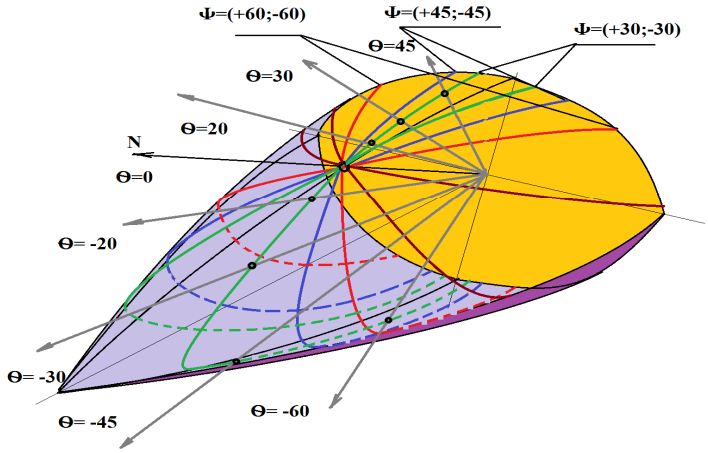


Рис.6.

5. Использования быстросъемного макета-имитатора РПО с «искусственно» вносимыми неоднородностями

Для отработки методики и сравнения полученных результатов с данными измерений при применении других методик, была предложена и изготовлена модель имитатора РПО, обладающая следующими свойствами:

-реальная, наблюдаемая при измерениях, способность преломлять фронт падающей плоской волны (т.е. вносить УОП по обеим компонентам $\Delta\alpha x_{i,j}$ и $\Delta\alpha y_{i,j}$);

-низкий вес, для того чтобы механическое воздействие на привода ОПУА, с установленной на нем АС, было бы минимальным;

-простота установки и съема на ФАР с ОПУА с минимально возможным воздействием на углы установки ОПУА;

-различные участки поверхности имитатора должны обладать различным коэффициентом преломления, как это бывает в реальном РПО;

6. Результаты измерений УОП, проведенные на имитаторе РПО

Результаты измерений компонент УОП (Δαxi,j и Δαyi,j), проведенных на имитаторе РПО, для некоторых из его сечений (т.е. на различных углах крена системы «антенна-обтекатель»), представлены на рис.7 (а,б). На приведенных графиках прослеживается плавная эволюция по мере приближения к предельным углам крена Ψ=0 град. для компоненты Δαx и Ψ =90 град. для компоненты Δαy. На этих углах компоненты были измерены классическим методом «разности».

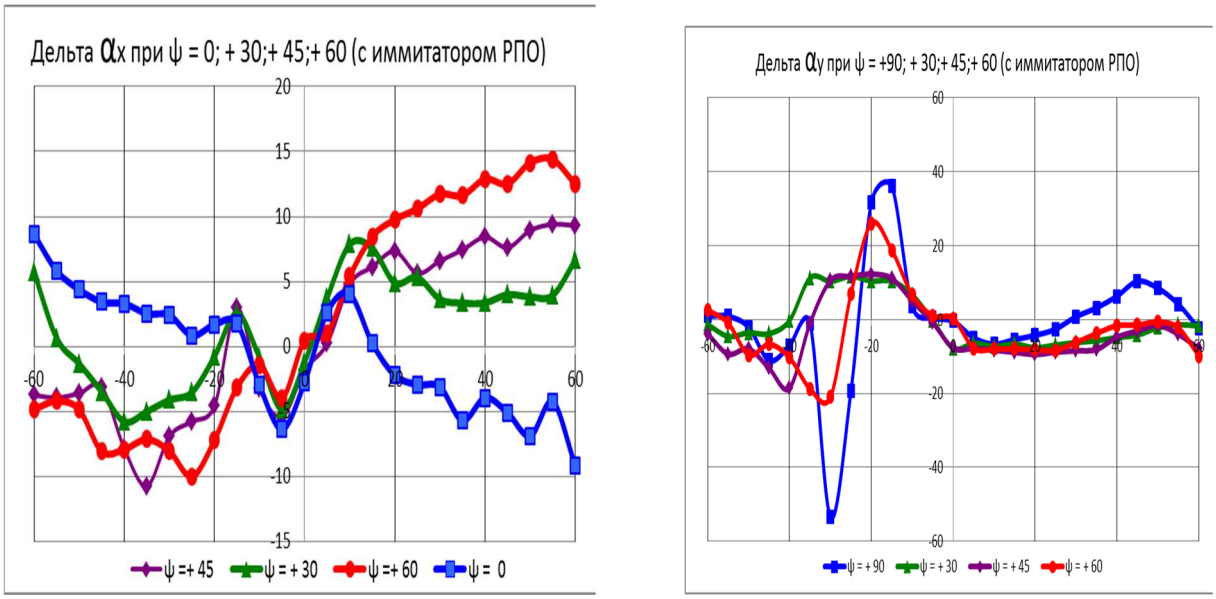
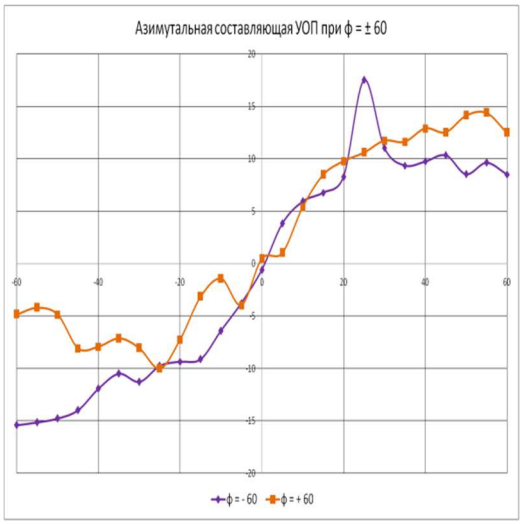
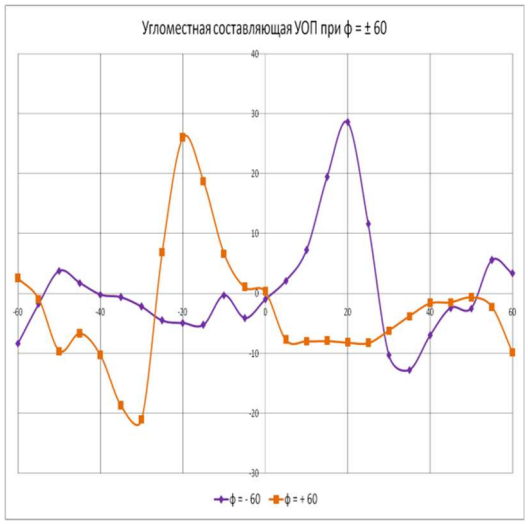


Рис.7. (а, б)

Результаты измерений компонент (Δαx, Δαy) проведенные на имитаторе РПО, при угле крена системы «антенна-обтекатель» (+-60град.), с применением описываемой методики представлены на рис.8 (а, б), а по методике использующей динамические диаграммы (ДПДН) на рис.9 (а,б,в,г)

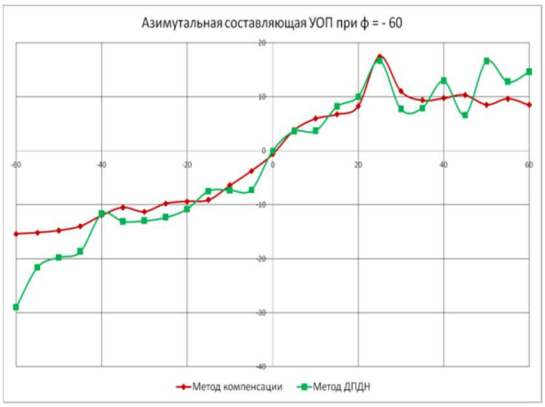


(а) $\Delta\alpha_x$

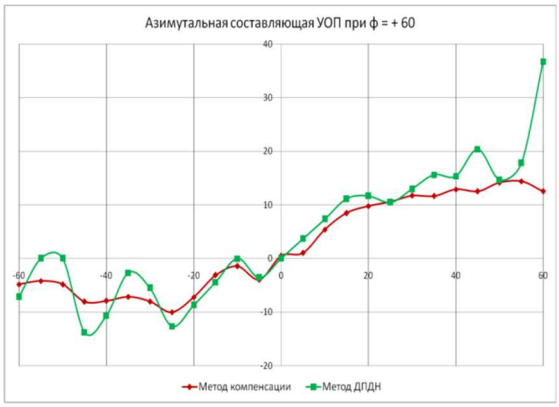


(б) $\Delta\alpha_y$

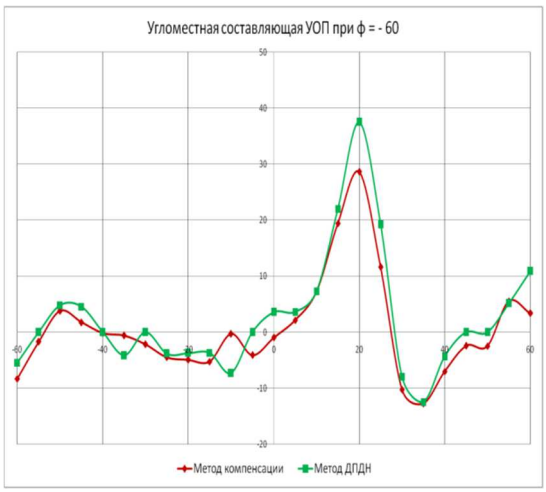
Рис.8. (а,б)



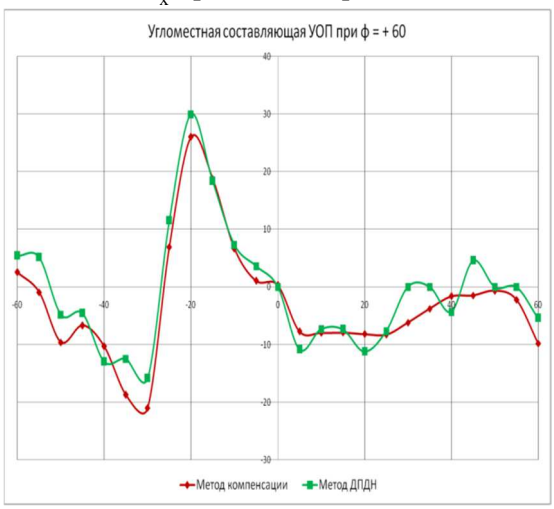
(а) $\Delta\alpha_x$ при (Ψ =-60град.)



(б) $\Delta\alpha_x$ при (Ψ =+60град.)



(в) $\Delta\alpha_y$ при (Ψ =-60град.)



(г) $\Delta\alpha_y$ при (Ψ =+60град.)

Рис.9. (а,б,в,г)

Результаты измерений УОП, проведенные по ряду сечений поверхности модели РПО по предлагаемой методике, показывают хорошую повторяемость и достаточно неплохо коррелированы с результатами измерений УОП по тем же сечениям, но с применением методики, основанной на измерении ДПДН.

7. Заключение

Описанный способ измерения УОП в угловой области сканирования ФАР позволяет определять обе компоненты ошибки, обусловленные наличием обтекателя. Он отличается простотой реализации и математической обработки.

Предложенный способ измерений требует тщательного метрологического исследования для последующей его аттестации и применения, в качестве метода определения характеристик системы ФАР-РПО (УОП, коэффициента прозрачности обтекателя и т.д.).

Литература

1. Каплун В.А. Обтекатели антенн СВЧ (Радиотехнический расчет и проектирование). М.: Сов. радио. 1974. – 240 стр.
2. Столбовой В.С., Турко Л.С., Залетин П.В. Пеленгационная характеристика системы «антенна-обтекатель» и пути повышения точности пеленгации радиолокационных объектов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2016г. - №1.- с.52-60.
3. Пат. 2442181 (РФ),МПК G01R 29/10, H01Q 1/42. Измеритель пеленгационных характеристик систем антенна-обтекатель / Столбовой В.С., Турко Л.С., Залетин П.В. (РФ) - №2010132375/07; Заявл.02.08.2010; опубл.10.02.2012.

References

1. Kaplun V.A. Microwave Radomes (Radiotechnical Engineering). Moscow: Soviet Radio. 1974 – 240 pages.
2. Stolbovoi V.S., Turko L.S., Zaletin P.V. Antenna-Radom Direction Finding System Characteristics And Methods Of Bearing Accuracy Increase // Almaz-Antey Air Defense group Bulletin. – 2016 - №1. – p.52-60
3. Russian Federation Patent 2442181,MPC G01R 29/10, H01Q 1/42. A Direction Finding characteristics Measuring Instrument/ Stolbovoi V.S., Turko L.S., Zaletin P.V. №2010132375/07; declared 02.08.2010; published 10.02.2012.

ТОНКОПРОВОЛОЧНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ЗЕРКАЛЬНО-ПОВОРОТНОЙ СИММЕТРИЕЙ

Д. П. Табаков[1], С. В. Морозов[1], А. Г. Майоров[1], Д. А. Куприянов[1]

[1]ФГБОУ ВО Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. Предложены математические модели тонкопроволочных структур с зеркально-поворотной симметрией, построенные на основе соответствующего интегрального представления электромагнитного поля. Показано, что учет симметрии структуры существенно упрощает решение внутренней электродинамической задачи. В качестве примера рассмотрены модели вибратора Наденeнко и двухзаходный эллиптический спиральный излучатель. Приведены результаты численного моделирования.

Ключевые слова: Интегральное представление электромагнитного поля, интегральное уравнение Фредгольма первого рода, тонкопроволочное приближение, поворотная симметрия, зеркальная симметрия, вибратор Наденeнко, спиральная антенна.

THIN-WIRED RADIATION STRUCTURES WITH MIRROR AND ROTARY SYMMETRY

D. P. Tabakov[1], S. V. Morozov[1], A. G. Mayorov[1], D. A. Kuprijanov[1]

[1]Povoljskiy state university of telecommunication and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. Mathematical models of thin-wire structures with mirror-rotating symmetry, built on the basis corresponding integral representation electromagnetic field, are proposed. It is shown that taking into account the symmetry of the structure greatly simplifies the solution internal electrodynamic problem. As an example, the models of the vibrator Nadenenko and a two-way elliptical spiral radiator are considered. The results of numerical simulation are given.

Keywords: Integral representation of the electromagnetic field, Fredholm integral equation of the first kind, thin-wire approximation, rotational symmetry, mirror symmetry, Nadenenko vibrator, spiral antenna.

1. Введение

Тонкопроволочные излучающие структуры с зеркально-поворотной симметрией широко применяются при построении радиотехнических систем различного назначения. Учет симметрии позволяет существенно упростить решение внутренней электродинамической задачи, которая сводится к совокупности независимых интегральных уравнений (ИУ) Фредгольма первого рода [1, 2]. Это гораздо проще решения системы ИУ, возникающей в общем случае. Более того, на практике часто возникает необходимость решения неполного набора ИУ (азимутально-независимое возбуждение вибраторных антенн, синфазное или противофазное возбуждение двузаходных спиралей), что дополнительно упрощает задачу.

В настоящей статье показано, что на основе интегральных представлений электромагнитного поля (ИП ЭМП) тонкопроволочной структуры (ТПС)[4] можно

достаточно просто строить математические модели множества излучающих структур с зеркально-поворотной симметрией.

В качестве примера рассмотрены две модели излучающих структур: вибратор Наденко и двухзаходный эллиптический спиральный излучатель. Для них вычислены распределения токов вдоль проводников, зависимость входного сопротивления в диапазоне частот, а также нормированные диаграммы направленности.

2. Основные выражения

В [4] было приведено ИП ЭМП совокупности тонкопроволочных проводников с учетом поворотной симметрии, и введено понятие группы проводников. Дальнейшую запись выражений удобно осуществлять, используя понятие индекс-вектора $\mathbf{i} = \{i_1, i_2 \ldots, i_I\}$, обладающего следующими свойствами:

$$\begin{array}{ll} \mathbf{i}_k = \{k, k \ldots, k\}, & \mathbf{i}' = \{i_1, i_2 \ldots, i_I\}' = \{i_1', i_2' \ldots, i_I'\}, \\ \overline{\mathbf{i}, s} = \{i_1, i_2 \ldots, i_I, s\}, & \overline{\mathbf{i}, \mathbf{j}} = \{i_1, i_2 \ldots, i_I, j_1, j_2 \ldots, j_J\}. \end{array} \quad (1)$$

С учетом этого, ИП ЭМП для структуры с зеркально-поворотной симметрией принимает вид:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{\mathbf{e}} \int_{L_j} I_{\mathbf{e}}(l') \mathbf{K}^F(\mathbf{r}, \mathbf{r}'_{\mathbf{e}}; \zeta_j) dl', \quad F \equiv E, H. \quad (2)$$

Здесь $\mathbf{e} = \overline{\mathbf{g}, j}$ – индекс-вектор элемента структуры, $\mathbf{g} = \{r, m\}$ – индекс-вектор группы, $r = 1 \ldots N_r$ – индекс группы по поворотной симметрии (r-группа), $m = 1, 2$ – индекс группы по зеркальной симметрии (m-группа), $j = 1 \ldots N_e$ – индекс элемента в группе $\mathbf{g}$, N_e – соответствующее число элементов; $I_{\mathbf{e}}(l)$ – функция распределения тока на проводнике $L_{\mathbf{e}}$,

$$\mathbf{r}'_{\mathbf{e}} = \mathbf{r}_{\mathbf{e}}(l'), \quad l' \in [l_b, l_e]$$

– соответствующее проводнику $L_{\mathbf{e}}$ уравнение образующей в натуральном параметре l'; l_b, l_e — начальное и конечное значение натурального параметра на образующей проводника,

$$\mathbf{K}^E = \frac{\mathrm{W}_c}{\mathrm{ik}} \left[\hat{\mathbf{l}}'_{\mathbf{e}} \mathrm{k}^2 G + \frac{\partial}{\partial l'} (\mathbf{d}_{\mathbf{e}} B) \right], \; \mathbf{K}^H = (\mathbf{d}_{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{l}}'_{\mathbf{e}}) B \quad (3)$$

— ядра интегрального представления W_c — волновое сопротивление среды, k — ее волновое число; $\mathbf{d}_{\mathbf{e}} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'_{\mathbf{e}}(l)$, $\mathbf{r}$ – радиус-вектор точки наблюдения;

$$G = \frac{\exp(-\mathrm{ik}R)}{4\pi R}, \quad B = -\frac{\mathrm{ik}R + 1}{R^2} G$$

– волновые функции, $R_\zeta = \sqrt{|\mathbf{d}_j|^2 + \zeta_j^2}$ – регуляризированное радиусом ζ_j ТПС расстояние между точкой источника и точкой наблюдения; $\hat{\mathbf{l}}'_{\mathbf{e}}$ – единичный вектор

касательной, определенный в точке l' на образующей $L_{\mathbf{e}}$. Заметим, что элементы с одинаковыми индексами в разных группах являются подобными с единичным коэффициентом подобия, поэтому в (2) $L_j \equiv L_{\mathbf{e}}, \zeta_j = \zeta_{\mathbf{e}}$.

Дискретизированная версия ИП ЭМП может быть записана по аналогии с [4]:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{\mathbf{s}} I_{\mathbf{s}} \mathbf{K}^F(\mathbf{r}, \mathbf{r}_{\mathbf{s}}; \zeta_{\mathbf{j}}, \Delta_{\mathbf{j}}), \quad F \equiv E, H. \tag{4}$$

Здесь $I_{\mathbf{s}}$ – амплитуда тока на сегменте, $\mathbf{s} = \overline{\mathbf{g}, \mathbf{j}} = \overline{\mathbf{e}, k}$ – индекс-вектор сегмента структуры, $\mathbf{j} = \{j, k\}$, $k = 1 \ldots N_s^{(j)}$ – индекс сегмента j-го элемента группы $\mathbf{g}$, $N_s^{(j)} \equiv N_s^{(\mathbf{e})}$ – соответствующее число сегментов,

$$\mathbf{K}^F(\mathbf{r}, \mathbf{r}_{\mathbf{s}}; \zeta_{\mathbf{j}}, \Delta_{\mathbf{j}}) = \int_{S_{\mathbf{j}}} \mathbf{K}^F(\mathbf{r}, \mathbf{r}_{\mathbf{s}}; \zeta_{\mathbf{j}}) dl, \quad F \equiv E, H$$

— весовые коэффициенты,

$$\mathbf{r}_{\mathbf{s}} = \mathbf{r}_{\mathbf{s}}(l) = \mathbf{r}_{\mathbf{s}}^* + \hat{\mathbf{l}}_{\mathbf{s}} l; \quad l \in [-\Delta_{\mathbf{j}} / 2, \Delta_{\mathbf{j}} / 2], \tag{5}$$

– уравнение сегмента $S_{\mathbf{j}}$; $\mathbf{r}_k^* = (\mathbf{r}_{k+1} + \mathbf{r}_k) / 2$, $\hat{\mathbf{l}}_k = (\mathbf{r}_{k+1} - \mathbf{r}_k) / \Delta_k$ – соответственно радиус-вектор центра сегмента (точка коллокации) и единичный вектор касательной на сегменте; Δ_k – длина сегмента.

Для структуры с зеркально-поворотной симметрией объекты группы $\mathbf{g}$ можно получить из объектов основной группы $\mathbf{g}_1$ с помощью преобразования:

$$\mathbf{r}_{\mathbf{g}} = \hat{\mathbf{M}}(m) \hat{\mathbf{R}}(\alpha_r) \mathbf{r}_{\mathbf{g}_1}, \alpha_r = 2\pi(r-1) / N_r, \tag{6}$$

здесь $\hat{\mathbf{M}}(m, \hat{\mathbf{v}})$ – матрица отражения, $\hat{\mathbf{R}}(\alpha, \hat{\mathbf{v}})$ – матрица поворота; $\hat{\mathbf{v}}$ – единичный вектор, относительно которого производятся преобразования (при заданном положении начала системы координат), α – угол поворота.

Совокупность блочных СЛАУ будет иметь вид:

$$\sum_{\mathbf{j}'} \dot{I}_{\mathbf{g},\mathbf{j}'} \dot{K}_{\mathbf{g},\mathbf{j},\mathbf{g},\mathbf{j}'} = \dot{E}^{(\mathrm{in})}_{\mathbf{g},\mathbf{j}}. \tag{7}$$

Здесь:

$$\begin{aligned}
\dot{E}^{(\mathrm{in})}_{\mathbf{g},\mathbf{j}} &= -\frac{1}{M} \sum_{\mathbf{g}'} \left[\hat{\mathbf{l}}(\mathbf{r}^*_{\mathbf{g}',\mathbf{j}}) \mathbf{E}^{(\mathrm{in})}(\mathbf{r}^*_{\mathbf{g}',\mathbf{j}}) \right] W^{-1}_{\mathbf{g},\mathbf{g}'} \\
\dot{K}_{\mathbf{g},\mathbf{j},\mathbf{g},\mathbf{j}'} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{\mathbf{g}'} \left[\hat{\mathbf{l}}(\mathbf{r}^*_{\mathbf{g},\mathbf{j}}) \mathbf{K}^E(\mathbf{r}^*_{\mathbf{g}_1,\mathbf{j}}, \mathbf{r}_{\mathbf{g},\mathbf{j}}; \zeta_{\mathbf{j}'}, \Delta_{\mathbf{j}'}) \right] W^{-1}_{\mathbf{g},\mathbf{g}'} \\
W^s_{\mathbf{g},\mathbf{g}'} &= (-1)^{m'} \exp\left(s \frac{2\pi \mathrm{i}}{M} (r'-1)(r-1) \right),
\end{aligned} \tag{8}$$

$\mathbf{E}^{(\mathrm{in})}$ – напряженность стороннего электрического поля.

После определения из (7) неизвестных амплитуд $\dot{I}_{\mathbf{s}}$ токи на сегментах вычисляются по формуле:

$$I_s = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_g \dot{I}_{g,j} W^{-1}_{g,g'}. \qquad (9)$$

Далее рассмотрим применение представленных выражений для расчета модели вибратора Надененко и двухзаходного спирального излучателя.

3. Геометрия исследуемых структур

В работе [4] была рассмотрена модель вибратора Надененко, построенная на основе ИП ЭМП для структур с поворотной симметрией. В отличии от этой модели, новая структура построена на основе ИП ЭМП учитывающего поворотно-зеркальную симметрию, что позволяет в 2 раза сократить размерность задачи. Геометрия этой структуры представлена на рисунке 1,а. Основная группа проводников (рисунок 1,б) состоит из совокупности тонкопроволочных элементов.

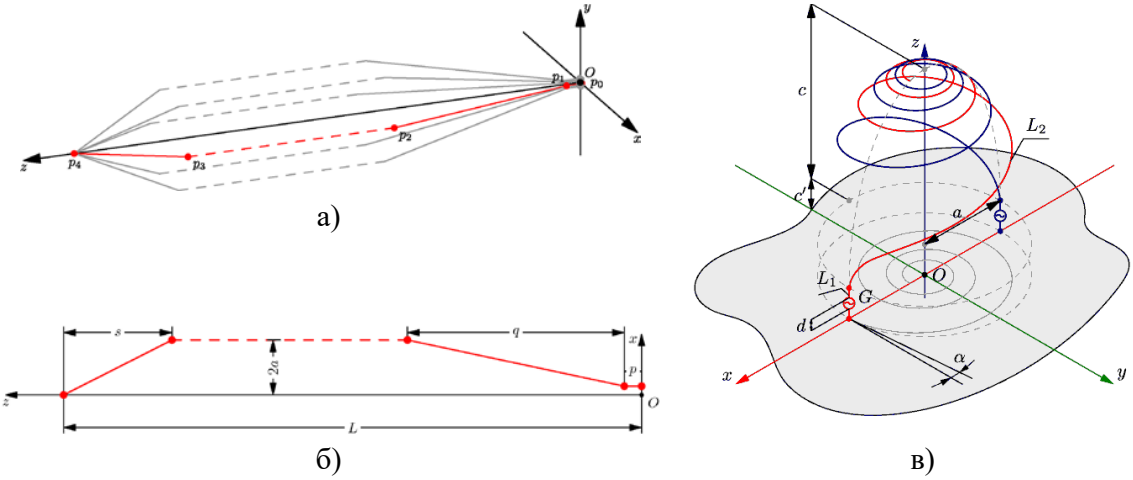


Рис. 1. Вибратор Надененко (а), Основная группа проводников вибратора Надененко (б), Двухзаходный эллиптический спиральный излучатель (в).

Далее была рассмотрена модель двухзаходного эллиптического спирального излучателя. Она является вариацией модели, представленной в [3]. Геометрия этой структуры представлена на рисунке 1,в. Основная группа содержит два проводника: активный вибратор L_1 и эллиптическую спираль L_2 с соответствующими параметрическими уравнениями образующих:

$$\begin{aligned} L_1: &\quad \mathbf{r}_1(l) = \hat{\mathbf{x}} a + \hat{\mathbf{z}} l, l \in [0; \overline{L}_1], \\ L_2: &\quad \mathbf{r}_2(l) = \hat{\mathbf{x}} a \cos(\xi)\beta(\xi) + \hat{\mathbf{y}} a \sin(\xi)\beta(\xi) + \hat{\mathbf{z}} c\sqrt{1-\beta(2\xi)} + c', \\ &\quad \beta(\xi) = \exp(-\alpha\xi), \xi = \varphi(l), l \in [0; \overline{L}_2]. \end{aligned} \qquad (10)$$

Здесь $\varphi(l)$ – функция, получаемая методом обратной интерполяции функции

$$l(\varphi) = \int_0^{\varphi} | \partial \mathbf{r}_2(\xi) / \partial \xi | \, d\xi, \qquad (11)$$

$\overline{L}_1 = c'$, $\overline{L}_2 = l(2\pi N_l)$ – длины соответствующих образующих, c' – смещение

эллипсоида вдоль оси Oz, N_l – число витков спирали, α – угол намотки плоской спирали, являющейся проекцией L_2 на xOy; a и c – полуоси эллипсоида. В центре L_1 имеется разрыв длиной $d \ll \lambda$, содержащий генератор G, создающий напряженность электрического поля $\mathbf{E}^{(\mathrm{in})}$, касательная компонента $E_l^{(\mathrm{in})}$ которой на образующих проводников отлична от нуля только в области зазора, где она равна $E^{(N_r)} = E\exp(\mathrm{i}\psi)/d$; E и ψ – соответственно ЭДС и фаза генератора. Учет экрана, расположенного в плоскости xOy производится методом зеркальных отображений (m -группы), а r-группы получаются поворотом основной группы проводников вокруг оси Oz. Таким образом, матрицы преобразований в (6) приобретают вид:

$$\hat{\mathbf{M}}(m) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & (-1)^m \end{pmatrix} \quad \hat{\mathbf{R}}(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha & 0 \\ -\sin\alpha & \cos\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{12}$$

Полагая в (6) $N_r = 2$, получаем группы проводников, необходимых для расчета двухзаходной спирали. В случае металлического экрана ЭДС комплексные амплитуды $E_{\mathbf{g}}^{(N_r)}$ генераторов будут определяться формулой:

$$\dot{E}_{\mathbf{g}}^{(2)} = (-1)^m \exp(\pi r), \tag{13}$$

Подстановка (13) в (7) приводит к необходимости расчета только СЛАУ при $r = 1$, $m = 1$.

4. Результаты численного моделирования

Вибратор Наденко. Данная излучающая структура была расчитана при следующих параметрах: $a/L = 0.625$, $q/L = 0.125$, $s/L = 0.625$, $p/L = 5\cdot 10^{-3}$, $w/L = 0.01$. Рассматривалось случаи $N = 6$ и $N = 10$, где N - число поворотов основной образующей. На рис.1,а показано только одно плечо вибратора, второе плечо получается путем отражения относительно плоскости xOy.

Далее рассмотрим двузаходный спиральный излучатель. Он получается путем однократного поворота основной группы проводников на угол 180°. При численном моделировании основным параметром будем считать полуось a эллипсоида. Все остальные параметры, определяющие его геометрию, нормируются к a. Путем изменения отношений c'/a, c/a, α, N_l в некоторых пределах, были получены их оптимальные значения с точки зрения входного сопротивления и диаграммы направленности излучающих структур. Моделирование осуществлялось в диапазоне $a/\lambda \in [0.2; 0.7]$. Отимальными оказались следующие значения: $c'/a = 0.35$, $c/a = 4.0$, $\alpha = 5^\circ$, $N_l = 4.5$.

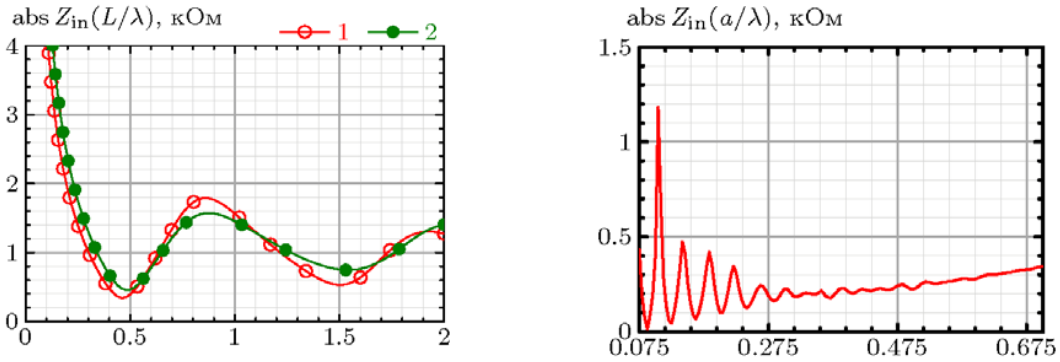


Рис. 2. Результаты расчета модуля входного сопротивления: а) — Вибратор Наденко (1 – $N = 6$, 2 – $N = 10$), б) — Двухзаходный спиральный излучатель.

Результаты расчета входного сопротивления вибратора Наденко при различном числе поворотов основной образующей показаны на рисунке 2,а. График входного сопротивления двухзаходного спирального излучателя показан на рисунке 2б. Из него видно, что равномерность входного сопротивления сохраняется в диапазоне $0.3\ldots0.7\lambda$, а чисто активное сопротивление равное 180 Ом реализуется при $a/\lambda \approx 0.55$. Результаты расчета нормированных диаграмм направленности для рассматриваемых структур представлены на рисунке 3.

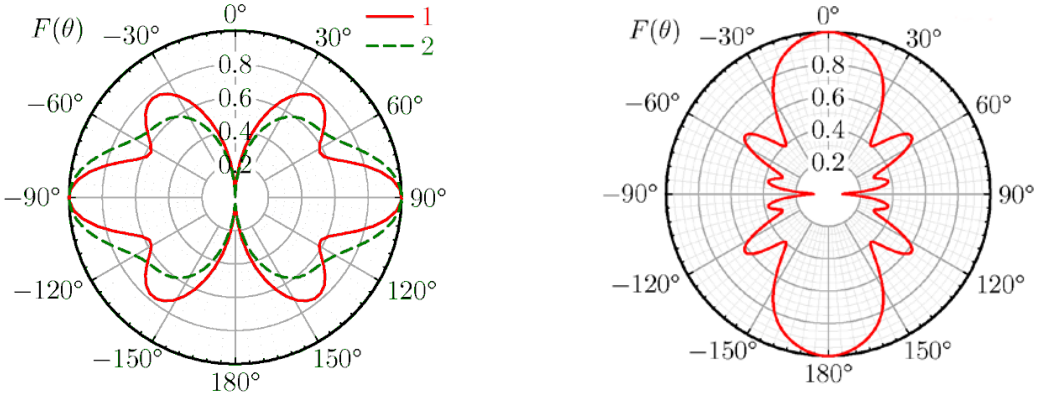


Рис. 3. Результаты расчета диаграмм направленности: а) – Вибратор Наденко (1 – $N = 6$, 2 – $N = 10$, $l/\lambda = 1.5$), б) Двухзаходный спиральный излучатель ($a/\lambda = 0.35$)

5. Заключение

Таким образом, в статье рассмотрен вопрос построения математических моделей тонкопроволочных излучающих структур с поворотно-зеркальной симметрией. Из тонкопроволочного ИП ЭМП получен набор СЛАУ для расчета амплитуд токов на сегментированных образующих. Показано, что учет симметрии структур существенно упрощает внутреннюю электродинамическую задачу.

В качестве примера в статье рассмотрен вибратор Наденко и двузаходный спиральный излучатель. Для данных структур вычислены распределения токов вдоль

проводников, зависимость их входного сопротивления от радиуса структуры, а также нормированные диаграммы направленности.

В заключение отметим, что на основе представленных в статье выражений можно достаточно просто строить математические модели различных антенн, используя при этом совокупность тонких проводников, в результате чего получаются модели сеточного типа. При малых расстояниях между проводниками такие модели эквивалентны моделям со сплошными поверхностями. При этом в ядрах получаемых систем ИУ не возникает особенностей логарифмического и гиперсингулярного типа, что упрощает численное моделирование. Также при наличии у излучающей структуры различных типов симметрий ее электродинамический анализ существенно упрощается.

Литература

1. Hallen E. Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas. Nova Acta (Uppsala), (11):1-44, 1938.
2. Pocklington H.C. Camb.:Phil. Soc. Proc., (9):324, 1897.
3. Дементьев, А. Н., Клюев, Д. С., Табаков, Д. П. Электродинамический анализ спиральных излучателей, расположенных на поверхности эллипсоида. // Доклады академии наук, 472(4):393-397, 2017
4. Табаков, Д. П., Морозов, С. В., Куприянов, Д. А. Электродинамический анализ тонкопроволочных излучающих структур с поворотной симметрией // Радиотехника, (3):60-64, 2018.

References

1. Hallen E. Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas. Nova Acta (Uppsala), (11):1-44, 1938.
2. Pocklington H.C. Camb.:Phil. Soc. Proc., (9):324, 1897.
3. Dement'ev, A. N., Klyuev, D. S., Tabakov, D. P. Electrodynamic analysis of spiral emitters located on the surface of an ellipsoid // Reports of the Academy, 472(4):393-397, 2017
4. Tabakov, D. P., Morozov, S. V., Kupriyanov, D. A. Electrodynamic analysis of thin-wire radiating structures with rotary symmetry // Radiotechnics, (3):60-64, 2018.

УГЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТ НЕОДНОРОДНОГО СЛОЯ ДИЭЛЕКТРИКА.

Д. Н. Панин[1], Я. М. Кузнецов[1]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. Работа посвящена электромагнитному анализу метаматериала на основе диэлектрического слоя, обладающего неоднородным распределением атомов вдоль поперечной координаты. В работе рассмотрено решение двухточечной граничной задачи об отражении плоской линейно поляризованной электромагнитной волны от неоднородного слоя диэлектрика. Предложен быстродействующий алгоритм расчета характеристик отражения и прохождения электромагнитной волны от неоднородного диэлектрического слоя, основанный на решении двухточечной граничной задачи. Рассчитаны угловые зависимости модуля коэффициентов отражения для различных неоднородных профилей вещественной части комплексной диэлектрической проницаемости на различных частотах. Показано, что слой диэлектрика с параболическим профилем имеет меньшее отражение по сравнению с диэлектрическим слоем с линейным профилем показателя преломления.

Ключевые слова: электродинамика, метаматериал, электромагнитная волна, неоднородный слой диэлектрика, коэффициент отражения, метод дифференциальной прогонки, граничная задача.

ANGULAR CHARACTERISTICS OF THE REFLECTION COEFFICIENT MODULE OF THE ELECTROMAGNETIC WAVE OF E-POLARIZATION FROM AN INHOMOGENEOUS DIELECTRIC LAYER

D. N. Panin[1], Ya. M. Kuznetsov[1]

[1]Povolzskiy state university of telecommunications and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. The work is devoted to the electromagnetic analysis of metamaterial based on a dielectric layer having inhomogeneous atoms distribution along the transverse coordinate. The paper considers the solution of a two-point boundary value problem of the plane linearly polarized electromagnetic wave reflection from an inhomogeneous dielectric layer. High-speed algorithm of electromagnetic wave reflection and transmission characteristics calculating based on solving a two-point boundary value problem is proposed. The angular dependences of the reflection coefficients modulus are calculated for different real part of the complex permittivity inhomogeneous profiles at various incidence frequencies. It is shown that a dielectric layer with a parabolic profile has less reflection than a dielectric layer with a linear refractive index profile.

Keywords: electrodynamics, metamaterial, electromagnetic wave, inhomogeneous dielectric layer, reflection coefficient, differential sweep method, boundary problem.

1. Введение

В настоящее время в технике СВЧ и оптического диапазонов широкое применение находят диэлектрические материалы, на основе которых изготавливаются такие устройства, как диэлектрические резонаторы, фазовращатели, фильтры, согласующие устройства [1-3]. Кроме того, диэлектрики в линиях передачи используются в качестве

среды для передачи СВЧ сигналов и их преобразования. Диэлектрические материалы применяются в СВЧ технике в качестве антенных обтекателей, теплозащитных радиопрозрачных антенных окон спускаемых космических аппаратов, защитных радиопоглощающих покрытий. Диэлектрические материалы в большинстве случаев являются неоднородными. Существуют два типа неоднородных диэлектриков: среды, в которых диэлектрическая проницаемость является непрерывной функцией пространственных координат и материалы, состоящие из разделенных резкими границами однородных частей, каждая из которых обладает свои значением диэлектрической проницаемости. На сегодняшний день остается актуальным вопрос о взаимодействии электромагнитной волны со слоистыми неоднородными структурами [4-7].

С другой стороны, в настоящее время в СВЧ и оптическом диапазонах значительный интерес представляет исследование метаматериалов, обладающих нетипичными для естественных сред электромагнитными свойствами [8-12]. Неоднородные диэлектрические слои могут использоваться как составная часть метаматериала.

К сожалению, строгие решения задачи отражения электромагнитных волн от неоднородного слоя диэлектрика конечной толщины с вещественной диэлектрической проницаемостью известно лишь для нескольких случаев. В данной статье приведен вариант численного решения задачи для монотонных профилей диэлектрической проницаемости: линейного и параболического. Для нахождения решения использовалось дифференциальное уравнение для коэффициента отражения волны Е-поляризации, полученное методом дифференциальной прогонки.

2. НАКЛОННОЕ ПАДЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С Е–ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ НА НЕОДНОРОДНЫЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ СЛОЙ

Рассмотрим электродинамическую систему (рис.1). В области 1 (вакуума) на границу слоя под углом θ падает плоская волна с Е-поляризацией с векторами напряженности электрического $\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{S}} = \{0,\, E_{\mathrm{S}y},\, 0\}$ и магнитного $\vec{\mathbf{H}}_{\mathrm{S}} = \{-H_{\mathrm{S}x},\, 0,\, H_{\mathrm{S}z}\}$ полей. Составляющие векторов напряженностей поля падающей волны описываемыми следующими выражениями:

$$
\begin{aligned}
H_{\mathrm{S}x}(x,z,t) &= -\frac{E_0}{Z_0}\sin\theta\, \exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t + k_0 x\cos\theta + k_0 z\sin\theta\right)\right];\\
H_{\mathrm{S}z}(x,z,t) &= \frac{E_0}{Z_0}\cos\theta\, \exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t + k_0 x\cos\theta + k_0 z\sin\theta\right)\right]; \qquad (1)\\
E_{\mathrm{S}y}(x,z,t) &= E_0\, \exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t + k_0 x\cos\theta + k_0 z\sin\theta\right)\right],
\end{aligned}
$$

где E_0 — амплитуда напряженности электрического поля падающей волны; $k_0 = \omega/c$ — волновое число для плоской электромагнитной волны в вакууме; ω — круговая частота; c — скорость света; $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ — характеристическое

сопротивление вакуума; $\mathrm{j}=\sqrt{-1}$ — мнимая единица; ε_0 и μ_0 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума.

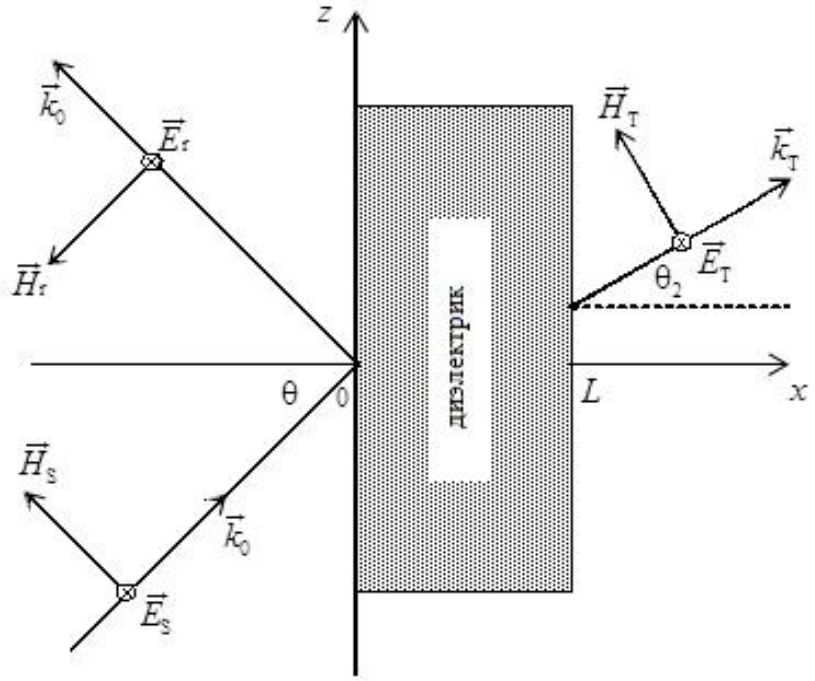


Рис. 1. Геометрия задачи: наклонное падение плоской электромагнитной волны Е-поляризации на диэлектрический слой

Кроме падающей волны в области 1, в общем случае существует также отраженная волна, выражения для составляющих векторов напряженностей электрического и магнитного полей имеют вид:

$$H_{\mathrm{R}x}(x,z,t)=-\frac{E_0}{Z_0}R_{\mathrm{e}}\sin\theta\,\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t-k_0x\cos\theta+k_0z\sin\theta\right)\right];$$

$$H_{\mathrm{R}z}(x,z,t)=-\frac{E_0}{Z_0}R_{\mathrm{e}}\cos\theta\,\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t-k_0x\cos\theta+k_0z\sin\theta\right)\right]; \qquad (2)$$

$$E_{\mathrm{R}y}(x,z,t)=E_0R_{\mathrm{e}}\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t-k_0x\cos\theta+k_0z\sin\theta\right)\right],$$

где R_{e} — коэффициент отражения (по полю) для случая падения волны Е-поляризации.

$$H_{\mathrm{T}x}(x,z,t)=-\frac{E_0}{Z_2}T_{\mathrm{e}}\sin\theta\,\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t+k_2\left\{x-L\right\}\cos\theta_2+k_2z\sin\theta_2\right)\right];$$

$$H_{\mathrm{T}z}(x,z,t)=\frac{E_0}{Z_2}T_{\mathrm{e}}\cos\theta\,\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t+k_2\left\{x-L\right\}\cos\theta_2+k_2z\sin\theta_2\right)\right]; \qquad (3)$$

$$E_{\mathrm{T}y}(x,z,t)=E_0T_{\mathrm{e}}\exp\left[\mathrm{j}\left(\omega t+k_2\left\{x-L\right\}\cos\theta_2+k_2z\sin\theta_2\right)\right],$$

где T_{e} — коэффициент прохождения (по полю) для случая падения волны Е-поляризации $Z_2=\sqrt{\mu_2/\varepsilon_2}$ — характеристическое сопротивление области 2; L —

толщина диэлектрического поля; $k_2 = k_0\sqrt{\varepsilon_2\mu_2}$ — волновое число для плоской электромагнитной волны в области 2; ε_2 и μ_2 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости области 2, соответственно.

Выражения (1)-(3) определяют электромагнитные поля в областях 1 и 2.

В неоднородном диэлектрическом слое пространственные зависимости *y*-составляющей напряженности электрического поля и *z*-составляющей напряженности магнитного поля в предположении отсутствия зависимости векторов от координаты *y* и при гармонической зависимости от координаты *z*, описываются двумя уравнениями Максвелла в дифференциальной форме, которые для гармонических полей с временной зависимостью $\exp(j\omega t)$ имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{dE_y}{dx} &= -j\omega\mu_0 H_z; \\ \frac{dH_z}{dx} &= -j\omega\varepsilon_0\left[\varepsilon(x) - \sin^2\theta\right]E_y, \end{aligned} \tag{4}$$

где функция $\varepsilon(x)$ задает профиль вещественной части относительной диэлектрической проницаемости слоя.

Введем в выражениях (4) нормированные параметры:

$$U_e(\xi) = \frac{E_y(\xi)}{E_0} \tag{5}$$

нормированная напряженность электрического поля;

$$V_e(\xi) = \frac{Z_0 H_z(\xi)}{E_0} \tag{6}$$

нормированная напряженность магнитного поля.

В выражениях (5) и (6): $\xi = x/L$ — нормированная координата.

С использованием нормировочных соотношений (5) и (6) дифференциальные уравнения (4) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{dU_e(\xi)}{d\xi} &= -jKV_e(\xi); \\ \frac{dV_e(\xi)}{d\xi} &= -jK\left[\varepsilon(\xi) - \sin^2\theta\right]U_e(\xi), \end{aligned} \tag{7}$$

где $K = k_0 L$ — волновое число, нормированное на толщину слоя.

Для компактной записи уравнений (7) введем следующие обозначения:

$$A_1^{(e)}(\xi) = -jK; \quad A_2^{(e)}(\xi) = -jK\left[\varepsilon(\xi) - \sin^2\theta\right]. \tag{8}$$

С учетом этих соотношений (8) уравнения Максвелла (7) в нормированном виде можно представить как

$$\frac{dU_e(\xi)}{d\xi} = A_1^{(e)}(\xi)V_e(\xi); \quad \frac{dV_e(\xi)}{d\xi} = A_2^{(e)}(\xi)U_e(\xi). \tag{9}$$

Определим граничные условия для системы уравнений (9), исходя из непрерывности тангенциальных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей на границе раздела двух сред:

$$\begin{aligned} &E_{\mathrm{S}y}\left(x=0\right)+E_{\mathrm{R}y}\left(x=0\right)=E_{y}\left(x=0\right);\\ &H_{\mathrm{S}z}\left(x=0\right)+H_{\mathrm{R}z}\left(x=0\right)=H_{\mathrm{z}}\left(x=0\right);\\ &E_{\mathrm{T}y}\left(x=L\right)=E_{y}\left(x=L\right);\\ &H_{\mathrm{T}z}\left(x=L\right)=H_{z}\left(x=L\right). \end{aligned} \tag{10}$$

Подставляя в граничные условия (10) выражения для составляющих векторов напряженностей электрического и магнитного полей (1)-(3), получаем:

$$\begin{aligned} &E_{y}\left(0\right)=E_{0}\left(1+R_{\mathrm{e}}\right);\ \ H_{z}\left(0\right)=\frac{E_{0}}{Z_{0}}\left(1-R_{\mathrm{e}}\right)\cos\theta;\\ &E_{y}\left(L\right)=E_{0}T_{\mathrm{e}};\ \ H_{z}\left(L\right)=\frac{E_{0}}{Z_{2}}T_{\mathrm{e}}\cos\theta. \end{aligned} \tag{11}$$

С учетом (5) и (6) запишем граничные условия (11) в нормированном виде:

$$\begin{aligned} &U_{\mathrm{e}}\left(0\right)=1+R_{\mathrm{e}};\ \ V_{\mathrm{e}}\left(0\right)=\left(1-R_{\mathrm{e}}\right)\cos\theta;\\ &U_{\mathrm{e}}\left(1\right)=T_{\mathrm{e}};\ \ V_{\mathrm{e}}\left(1\right)=\frac{Z_{0}}{Z_{2}}T_{\mathrm{e}}\cos\theta. \end{aligned} \tag{12}$$

Система уравнений (9) и граничные условия (12) составляют двухточечную граничную задачу.

3. Дифференциальное уравнение для коэффициента отражения в случае падения волны E-поляризации

Будем считать, что в общем виде:

$$V_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)=\alpha_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)U_{\mathrm{e}}\left(\xi\right). \tag{13}$$

Находя производную в формуле (13) и с использованием второго соотношения из системы (9), получаем:

$$\frac{\mathrm{d}\alpha_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)}{\mathrm{d}\xi}U_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)+\alpha_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)}{\mathrm{d}\xi}=A_{2}^{(e)}\left(\xi\right)U_{\mathrm{e}}\left(\xi\right). \tag{14}$$

Используя соотношения (9) и (14), получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$\frac{\mathrm{d}\alpha_{\mathrm{e}}\left(\xi\right)}{\mathrm{d}\xi}=-\alpha_{\mathrm{e}}^{2}\left(\xi\right)A_{1}^{(e)}\left(\xi\right)+A_{2}^{(e)}\left(\xi\right). \tag{15}$$

Очевидно, что $V_{\mathrm{e}}\left(0\right)=\alpha_{\mathrm{e}}\left(0\right)U_{\mathrm{e}}\left(0\right)$. С учетом граничных условий (12) получаем:

$$\left(1-R_{\mathrm{e}}\right)\cos\theta=\alpha_{\mathrm{e}}\left(0\right)\left(1+R_{\mathrm{e}}\right). \tag{16}$$

Коэффициент отражения в случае падения плоской электромагнитной волны E-поляризации можно определить как

$$R_{\mathrm{e}}=\frac{\cos\theta-\alpha_{\mathrm{e}}\left(0\right)}{\cos\theta+\alpha_{\mathrm{e}}\left(0\right)}. \tag{17}$$

Соотношение (17) можно применять и для частичного коэффициента отражения:

$$R_{\mathrm{e}}(\xi)=\frac{\cos\theta-\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)}{\cos\theta+\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)}. \tag{18}$$

Найдем производную по нормированной координате ξ в выражении (18):

$$\frac{\mathrm{d}R_{\mathrm{e}}(\xi)}{\mathrm{d}\xi}=-\frac{2\cos\theta}{\left[\cos\theta+\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)\right]^2}\frac{\mathrm{d}\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)}{\mathrm{d}\xi}. \tag{19}$$

Из выражения (18) следует, что коэффициент $\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)$ определяется через частичные коэффициенты отражения:

$$\alpha_{\mathrm{e}}(\xi)=\cos\theta\,\frac{1-R_{\mathrm{e}}(\xi)}{1+R_{\mathrm{e}}(\xi)}. \tag{20}$$

Из соотношений (19) и (20) получаем дифференциальное уравнение для частичного коэффициента отражения в случае падения волны E-поляризации:

$$\frac{\mathrm{d}R_{\mathrm{e}}(\xi)}{\mathrm{d}\xi}=\frac{1}{2\cos\theta}\left\{A_1^{(\mathrm{e})}(\xi)\cos^2\theta\left[1-R_{\mathrm{e}}(\xi)\right]^2-A_2^{(\mathrm{e})}(\xi)\left[1+R_{\mathrm{e}}(\xi)\right]^2\right\}. \tag{21}$$

Интегрируя уравнение (21) по координате ξ, можно получить значение коэффициента отражения в любом сечении неоднородного диэлектрического слоя. При интегрировании достаточно только задать начальное условие $R_{\mathrm{e}}(1)$.

Для нахождения $R_{\mathrm{e}}(1)$ воспользуемся уравнением (18) и после некоторых преобразований получим следующее соотношение для задания начального условия:

$$R_{\mathrm{e}}(1)=\frac{\cos\theta-\alpha_{\mathrm{e}}(1)}{\cos\theta+\alpha_{\mathrm{e}}(1)}=\frac{Z_2-Z_0}{Z_2+Z_0}. \tag{22}$$

В случае, когда область 1 на рис. 1 представляет собой диэлектрик с материальными параметрами ε_1 и μ_1, то в выражении (22) необходимо провести замену: $Z_0 \Rightarrow Z_1=\sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}$.

4. Результаты расчетов

Представим результаты численного расчета модулей коэффициентов отражения от слоев диэлектрика с различными профилями изменения вещественной части комплексной диэлектрической проницаемости при наклонном падении электромагнитной волны E-поляризации. Проведены вычисления при различных углах падения электромагнитной волны. При моделировании использовались следующие профили распределения диэлектрической проницаемости слоя вдоль нормированной координаты ξ:

однородный слой с $\varepsilon(\xi)=\varepsilon_{\mathrm{L}}$;

линейный слой с $\varepsilon(\xi)=\varepsilon'_{\mathrm{L}}\left(1-\left|1-2\xi\right|\right)-\mathrm{j}\varepsilon''_{\mathrm{L}}$;

параболический слой с $\varepsilon(\xi)=4\varepsilon'_{\mathrm{L}}\xi(1-\xi)-\mathrm{j}\varepsilon''_{\mathrm{L}}$,

где $\varepsilon_L = \varepsilon'_L - j\varepsilon''_L$.

При расчете значение относительной комплексной диэлектрической проницаемости диэлектрического слоя выбиралось следующим: $\varepsilon_L = 1.5 - 0.5j$.

На рис. 2 и рис 3. представлены угловые характеристики модуля коэффициента отражения электромагнитной волны для однородного, линейного и параболического профилей диэлектрической проницаемости на различных частотах. Видно, что при возрастании угла падения отражения становятся больше. А так же, отражение от параболического профиля меньше, чем от линейного и однородного.

5. Заключение

Проведено численное моделирование взаимодействия электромагнитной волны линейной поляризации с неоднородными диэлектрическими слоями. На основе дифференциального уравнения для частичного коэффициента отражения от слоя неоднородного диэлектрика рассчитаны модули коэффициентов отражения. Показано, что диэлектрики с неоднородным профилем проницаемости обеспечивают меньшие отражения. Это обстоятельство делает возможным использовать их при проектировании малоотражающих покрытий. Также, полученные в работе результаты могут найти широкое применение в области диагностики параметров СВЧ диэлектриков, в частности степени их неоднородности.

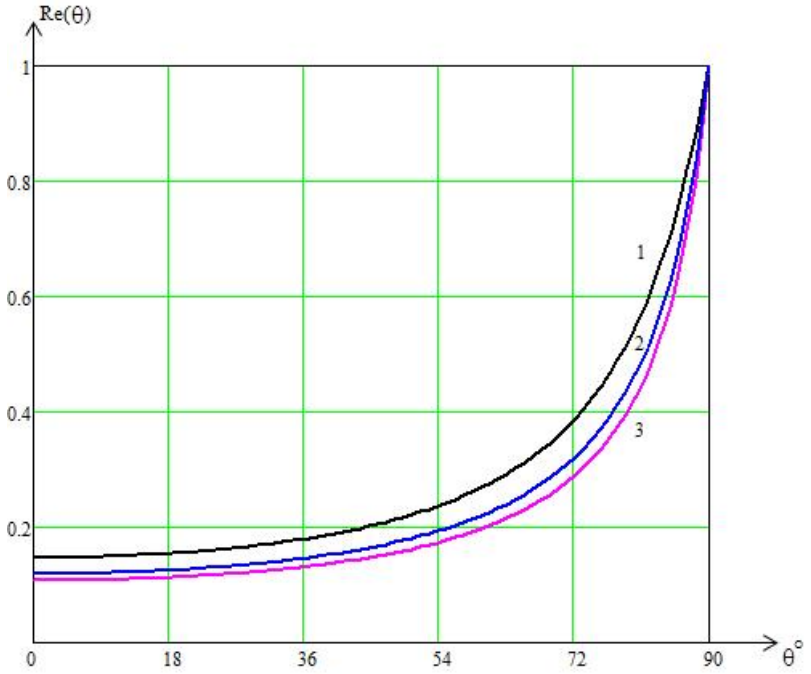


Рис. 2. Угловые характеристики модуля коэффициента отражения электромагнитной волны Е-поляризации для однородного (1), линейного (2) и параболического (3) профилей диэлектрической проницаемости на нормированной частоте К=0.5.

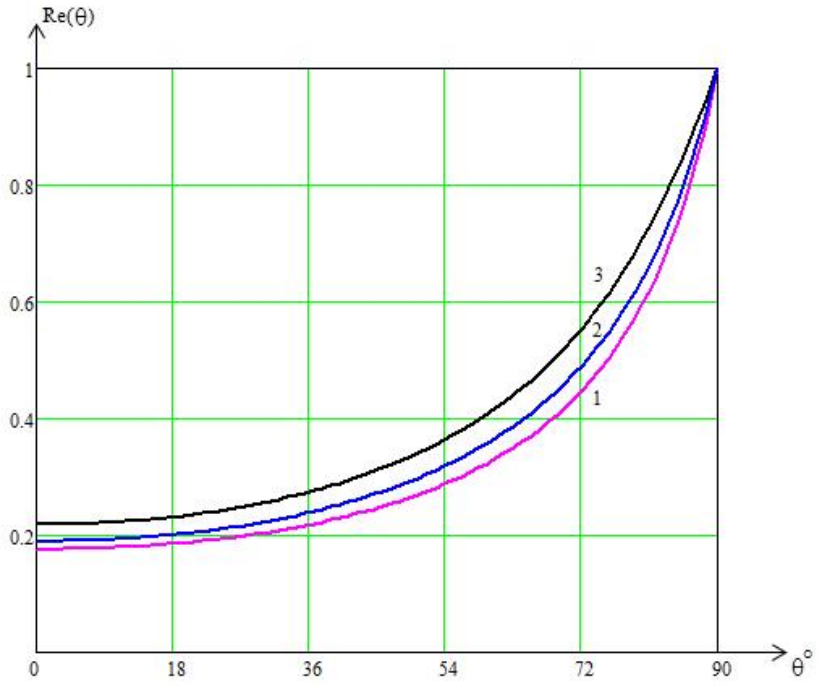


Рис. 3. Угловые характеристики модуля коэффициента отражения электромагнитной волны E-поляризации для однородного (1), линейного (2) и параболического (3) профилей диэлектрической проницаемости на нормированной частоте K=1.

Литература

1. Осипов О.В., Панин Д.Н., Никушин А.В. Метод оптимального параметрического синтеза широкополосных согласующих переходов // Письма в ЖТФ, 2013. — Т.39. — Вып. 12. — С. 50-56.
2. Osipov O.V., Panin D.N., Nikushin A.V. Optimum parametric synthesis of broadband matched junctions // Technical Physics Letters, 2013. — Т. 39. —6. — С.563-565.
3. Зайцев В.В., Панин Д.Н., Яровой Г.П. Компьютерный синтез плавных согласующих переходов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2002. — Т.5. — №2. — С. 59-62.
4. Панин Д.Н. Взаимодействие электромагнитного излучения с неоднородным слоем магнитодиэлектрика // Инфокоммуникационные технологии, 2010. — Т.8. — №1. — С. 38-42.
5. Панин Д.Н., Адамович Л.В. Селективные свойства неоднородного слоя полупроводниковой плазмы // Инфокоммуникационные технологии, 2015. — Т.13. —№1. — С.12-17.
6. Панин Д.Н., Никушин А.В. Анализ отражений от анизотропного слоя феррита с неоднородной прецессией намагниченности // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2012. — №14. — С.60-65.
7. Никушин А.В., Панин Д.Н. Рассеяние электромагнитных волн от слоя магнитоактивной плазмы с неоднородной концентрацией частиц // Вестник Казанского технологического университета, 2011. — №13. — С.50-52.
8. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials. — CRC Press/Taylor & Francis, 2009. — 992 p.
9. Johnson R.C. Antenna Engineering Handbook. 3rd Edition. — McGraw-Hill, Inc., USA, 1993. — 1512p.
10. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: Transmition line theory and microwave applications. The engineering approach. — New York. Wiley Interscience, 2006.
11. Sarychev A., Shalaev V. Electrodynamics of Metamaterials. — World Scientific, Singapore, 2007.

12. Tie J.C., Smith, D.R., Ruopeng Liu. Metamaterials: Theory, Design and Application. Springer, 2010. — 376p.

REFERENCES

1. Osipov O.V., Panin D.N., Nikushin A.V. Method of optimal parametric synthesis of broadband matching transitions // Technical Physics Letters, 2013. — T. 39. —12. — p.50-56.
2. Osipov O.V., Panin D.N., Nikushin A.V. Optimum parametric synthesis of broadband matched junctions // Technical Physics Letters, 2013. — T. 39. —6. — C.563-565.
3. Zaitsev V.V., Panin D.N., Yarovoy G.P. Computer synthesis of smooth matching transitions // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2002. — T.5. — №2. — p. 59-62.
4. Panin D.N. Interaction of electromagnetic radiation with inhomogeneous layer of magnetodielectrics // Information and communication technologies, 2010. — T.8. — №1. — p. 38-42.
5. Panin D.N., Adamovich L.V. Selective properties of semiconductor plasma inhomogeneous layer // «Infokommunikacionnye tehnologii» 2015, Vol. 13, No. 1. p. 17-22.
6. Panin D.N., Nikushin A.V. Analysis of reflections from an anisotropic ferrite layer with inhomogeneous magnetization precession // Methods and devices of information transmission and processing, 2012. — №14. — C.60-65.
7. Panin D.N., Nikushin A.V. Scattering of electromagnetic waves from a layer of magnetically active plasma with inhomogeneous particle concentration // Bulletin of Kazan technological University, 2011. — №13. — p.50-52.
8. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials. — CRC Press/Taylor & Francis, 2009. — 992 p.
9. Johnson R.C. Antenna Engineering Handbook. 3rd Edition. — McGraw-Hill, Inc., USA, 1993. — 1512p.
10. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: Transmition line theory and microwave applications. The engineering approach. — New York. Wiley Interscience, 2006.
11. Sarychev A., Shalaev V. Electrodynamics of Metamaterials. — World Scientific, Singapore, 2007.
12. Tie J.C., Smith, D.R., Ruopeng Liu. Metamaterials: Theory, Design and Application. Springer, 2010. — 376p.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН С ПОДЛОЖКАМИ НА ОСНОВЕ БИАНИЗОТРОПНЫХ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, О. В. Осипов, Ю. В. Соколова

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. В докладе представлены результаты расчета характеристик излучения антенн на основе биизотропных киральных метаматериалов. Установлено, что данные антенны позволяют обеспечивать излучение электромагнитных волн круговой поляризации в азимутальных направлениях. Показано также, что при расположении данных антенн на металлических поверхностях их характеристики излучения изменяются не существенно.

Ключевые слова: Бианизотропия, киральность, метаматериал, антенна, азимутальное излучение, диаграмма направленности.

RADIATION CHARACTERISTICS OF ANTENNAS WITH SUBSTRATES BASED ON BIANISOTROPIC CHIRAL METAMATERIALS

D. S. Klyuev, A. M. Neshcheret, O. V. Osipov, Yu. V. Sokolova

[1]Povolzskiy state university of telecommunications and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. The report presents the results of calculating the radiation characteristics of antennas based on biisotropic chiral metamaterials. It is established that these antennas allow to provide radiation of electromagnetic waves of circular polarization in azimuthal directions. It is also shown that when these antennas are located on metal surfaces, their radiation characteristics do not change significantly.

Keywords: Bianisotropy, chirality, metamaterial, antenna, azimuthal radiation, radiation pattern.

1. Введение

Важную роль в современном инфокоммуникационном пространстве играют сети подвижной радиосвязи. В настоящее время наблюдается все большая тенденция передачи в сетях подвижной радиосвязи различного мультимедийного контента в высоком качестве (Full HD, 4K Video) в режиме реального времени, в связи с чем, требования, предъявляемые к качеству обслуживания (QoS), значительно ужесточаются. В сетях подвижной радиосвязи, особенного в сетях специального назначения, также существуют требования к обеспечению связи во всех точках зоны радиопокрытия. Помимо этого, в сетях подвижной радиосвязи специального назначения могут также возникать требования, связанные маскированием антенн, расположенных на подвижном объекте [1].

Как показывают результаты исследований [2], одним из способов увеличения энергетических характеристик (отношения сигнал/шум) и, соответственно, пропускной способности, является использование в системах радиосвязи электромагнитных волн круговой поляризации. В условиях сложного природного и урбанистического рельефа волны такой поляризации меньше подвержены затуханию на вертикально

ориентированных объектах (столбы освещения, опоры ЛЭП, стволы деревьев и т.п.), а также эффектам деполяризации, негативно влияющих на качество связи. И если на центровых или базовых станциях использование антенных систем, излучающих и принимающих волны круговой поляризации не вызывают сомнений, то на абонентском терминале возникает ряд существенных ограничений. В настоящее время в подавляющем большинстве случаев на абонентских устройствах, расположенных, например, в автомобилях используются штыревые антенны. Такой выбор антенн обусловлен, в первую очередь, требованиями к обеспечению круговой диаграммы направленности (ДН) антенны в азимутальной плоскости, поскольку центровые и базовые станции обычно располагаются в центре зоны. Как известно, данные штыревые антенны являются антеннами вертикальной линейной поляризации.

Для обеспечения излучения и приема электромагнитных волн круговой поляризации, а также для обеспечения круговой диаграммы направленности в азимутальной плоскости предлагается использовать антенны на основе бианизотропных киральных метаматериалов [3]

2. ДН антенн с подложками на основе бианизотропных киральных метаматериалов

Биизотропный киральный метаматериал представляет собой совокупность равномерно распределенных и одинаково ориентированных проводящих включений зеркально-ассиметричной формы [4]. В данном случае в качестве таких включений предлагается использование спиралей.

Расчет характеристик излучения антенн был выполнен в программном комплексе Feko7.0 методом моментов (MoM) [5]. В целях увеличения точности расчета была выбрана достаточно малая дискретизация излучающих структур.

На рис. 1 приведена геометрия и ДН одиночного излучателя, расположенного на бианизотропной киральной подложке на основе спиралей. При этом рабочая частота равна 0,71 ГГц.

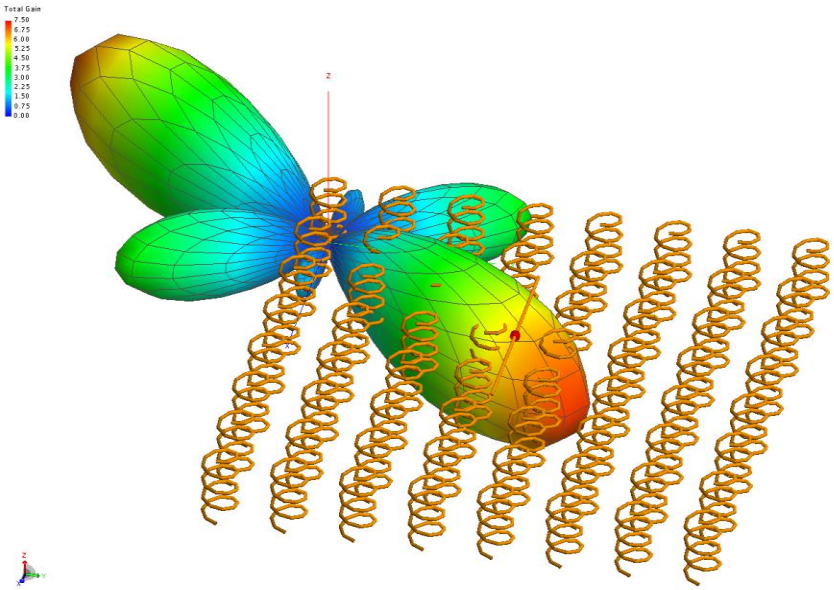


Рис. 1. Геометрия и ДН одиночного излучателя, расположенного на киральной подложке

Как видно из данного рисунка, данная антенна способна излучать электромагнитные волны в азимутальных направлениях. При этом излучаемые волны обладают круговой поляризацией. Однако, из рис. 1 видно, что основное излучение сосредоточено только лишь в двух направлениях, расположенных под углами 45° относительно излучателя.

Для увеличения числа направлений была рассчитана ДН турникетной антенны, представляющая собой два скрещенных излучателя, запитанных в квадратуре, и расположенных на такой же бианизотропной киральной подложке. Геометрия и ДН данной антенны представлена на рис. 2. На рис. 3 приведены ДН данной антенны в азимутальной и меридиональной плоскостях.

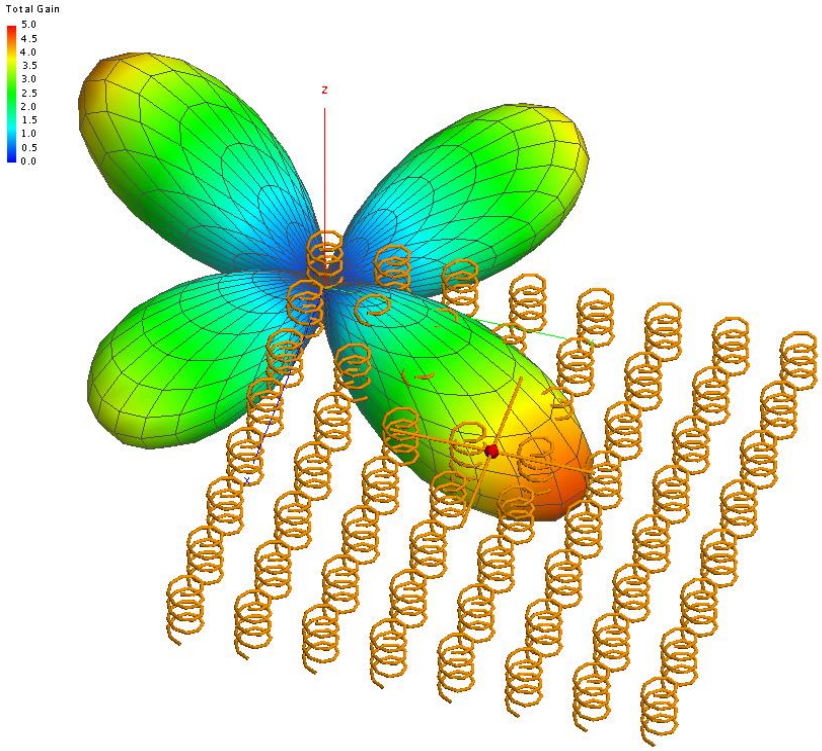


Рис. 2. Геометрия и ДН турникетной антенны

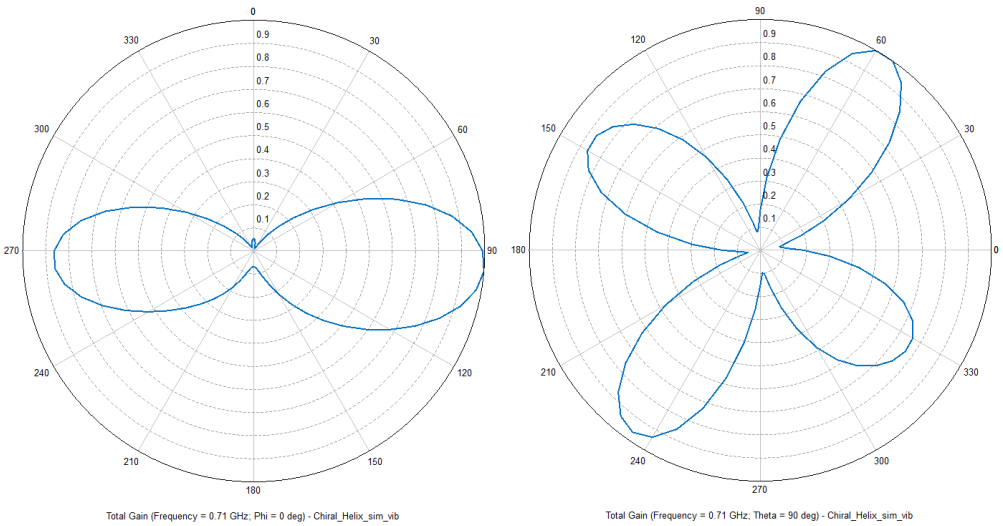


Рис. 3. ДН турникетной антенны в азимутальной и меридиональной плоскостях

Как видно из представленных ДН турникетной антенны, по сравнению с одиночным излучателем данная антенна имеет уже четыре ярко выраженных направления основного излучения в азимутальной плоскости. При этом излучаемые волны также обладают круговой поляризацией. Полученные результаты позволяют предполагать, что использование более сложных излучателей в целом позволит добиться близкой к круговой ДН в азимутальной плоскости.

Однако большинство подвижных объектов, на которых располагаются антенны, представляют собой металлические конструкции, например, автомобили, в связи с чем, имеет смысл рассмотреть аналогичные антенны с подложками из бианизотропных киральных метаматериалов, но металлизированных с нижней стороны.

На рис. 4 приведена геометрия и ДН турникетной антенны, располагаемой на бианизотропной киральной подложке с односторонней металлизацией. На рис. 5 приведены ДН данной антенны в азимутальной и меридиональной плоскостях.

Как видно из приведенных рисунков, металлическая плоскость, безусловно, искажает форму ДН, однако в целом, общее количество направлений основного излучения в азимутальной плоскости практически не изменилось. Излучаемые данной антенной электромагнитные волны также обладают круговой поляризацией.

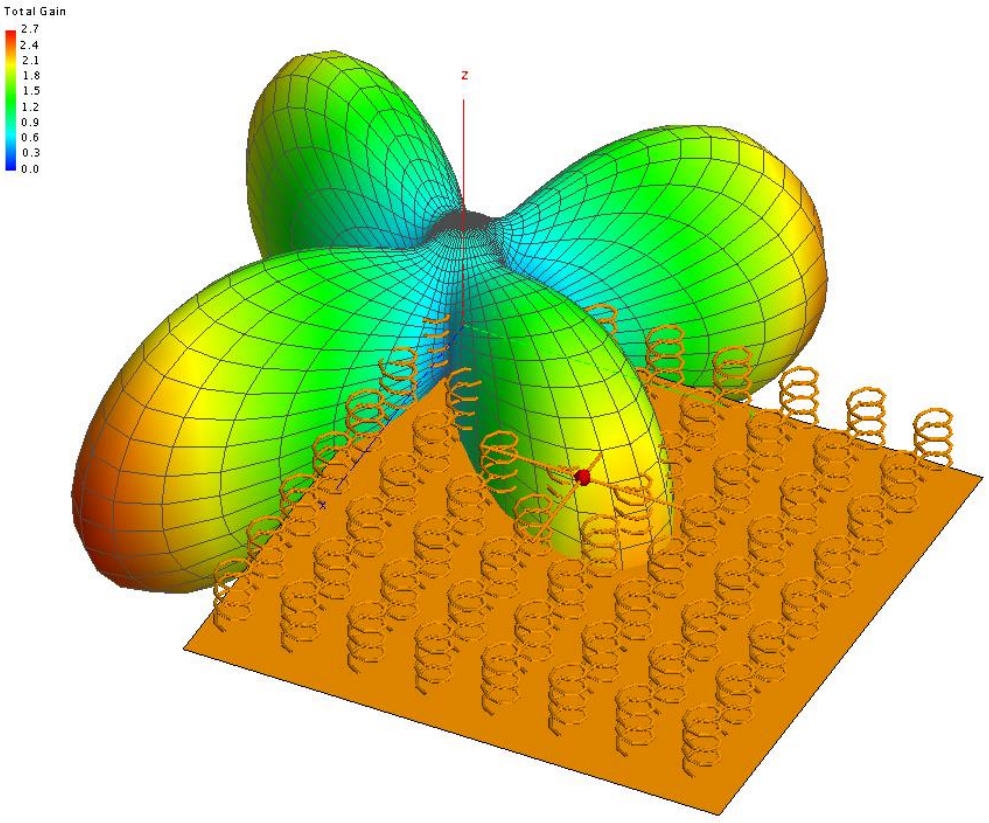


Рис. 4. Геометрия и ДН турникетной антенны, расположенной на киральной подложке с односторонней металлизацией

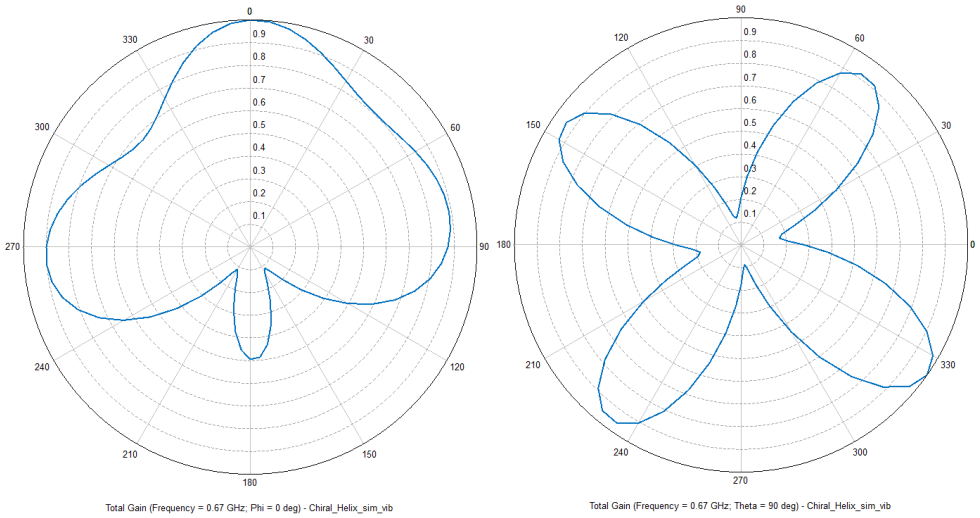


Рис. 5. ДН турникетной антенны, расположенной на киральной подложке с односторонней металлизацией в азимутальной и меридиональной плоскостях

3. Заключение

Приведенные результаты расчета антенн с подложками из бианизотропных киральных метаматериалов свидетельствуют о перспективах их использования в абонентских устройствах сетей подвижной радиосвязи в целях улучшения энергетических характеристик, а также уменьшения габаритов и обеспечения требований маскирования, предъявляемых к антенным системам в сетях специальной радиосвязи.

Литература

1. Бузов А.Л., Белицкий А.М., Красильников А.Д. Антенны скрытого размещения для оборудования радиодоступа, устанавливаемого на малых подвижных объектах // Радиотехника (журнал в журнале). – 2014. – № 4. – С. 7 – 11.
2. Бузов А.Л. Пути повышения качества радиопокрытия зон обслуживания в профессиональных системах подвижной радиосвязи // Радиотехника. – 2016. – № 2. – С. 114 – 119.
3. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Нещерет А.М., Неганов В.А. Перспективы использования метаматериалов в антеннах нового поколения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 20. № 3. С. 15-20.
4. Неганов В.А., Осипов О.В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М.: Радио и связь. 2006. 280 с.
5. Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебник / Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. Изд. 4-ое, доп. и перераб. — М.: Радиотехника, 2009. — 774 с.

References

1. 1. A. Buzov, A. Belitsky, A. Krasilnikov. Hidden placement antennas for radio access equipment installed on small moving objects. Radiotekhnika (journal in the journal). - 2014. - № 4. - p. 7 - 11.
2. 2. A.L. Buzov Ways to improve the quality of radio coverage of service areas in professional mobile radio systems. Radiotekhnika. - 2016. - № 2. - p. 114 - 119.
3. 3. Buzov A.L., Klyuev D.S., Nescheret A.M., Neganov V.A. Prospects for the use of metamaterials in new generation antennas // Wave process physics and radio engineering systems. 2017. V. 20. No. 3. P. 15-20.

4. 4. Neganov V.A., Osipov O.V. Reflecting, waveguiding and radiating structures with chiral elements. M .: Radio and communication. 2006. 280 p.
5. 5. Neganov V.A., Osipov O.V., Raevsky S.B., Yarovoy G.P. Electrodynamics and propagation of radio waves: Textbook / Ed. V.A. Neganova and S.B. Raevsky. Ed. 4th, add. and pererabat. - M .: Radio Engineering, 2009. - 774 p.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ АНТЕННА

А. М. Бобрешов[1], Д. П. Кондратьев[1], С. Е. Нескородов[1,2], Г. К. Усков[1]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2] Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложена вибраторная антенна с постоянной электрической длиной в пределах рабочей полосы. Предложен метод оценки некоторых её параметров. Полученный комбинированный излучатель имеет более стабильную диаграмму направленности по сравнению с несимметричным вибратором в рабочем диапазоне частот.

Ключевые слова: широкополосная вибраторная антенна; комбинированная антенна; ультракороткие волны; несимметричная антенна.

ULTRA-WIDEBAND HYBRID ANTENNA

A. M. Bobreshov[1], D. P. Kondratyev[1], S. E. Neskorodov[1,2], G. K. Uskov[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

Abstract. In this paper proposed a vibrator antenna with a constant electrical length within the working band. Also proposed a method for estimating some of its parameters. The resulting combined radiation element has a more stable radiation pattern in comparison with the asymmetric dipole on the working frequency range.

Keywords: ultra-wideband antenna; hybrid antenna; ultra-short waves; single-ended antenna.

1. Введение

В настоящее время растет потребность в передаче широкополосных сигналов в УКВ диапазоне. При этом коэффициент перекрытия (отношение верхней частоты к нижней) может достигать значений 3, 4, 5. Применение классических широкополосных антенн, таких как конические, рупорные, бегущей волны, линзовые, в УКВ диапазоне затруднительно в связи с их большими размерами. Использование электрически коротких излучателей приводит к увеличению добротности, что не позволяет добиться широкой полосы пропускания, и может привести к перегреванию цепи согласования при работе мощных радиостанций. Поэтому, для увеличения ширины полосы в УКВ диапазоне используют подходы, основанные на различных вариантах совмещения двух или более поддиапазонных антенн в одном конструктиве. Это могут быть как несколько антенн с различными входами [1], так и гибридные, у которых излучающие элементы могут меняться в зависимости от требуемой частоты [2]. Вызывает интерес возможность использования одного вибратора, электрическая длина которого не изменяется в зависимости от рабочей частоты, что приводит к удовлетворительному согласованию во всем диапазоне частот.

2. Излучатель с реактивной нагрузкой

Одним из способов увеличения полосы пропускания вибраторных антенн является использование реактивных нагрузок [3]. Это помогает значительно уменьшить КСВН,

т.е. улучшить согласование, однако не препятствует искажению диаграммы направленности (ДН) в верхней части диапазона.

В работе [4] емкостная вставка получалась в результате перекрытия цилиндра и токового штыря. Было решено получить его эквивалент в виде продолжения токового штыря с разрезом определенной величины. Для определения требуемой величины емкости была использована формула для плоского конденсатора, $C = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{S}{d}$. Для проверки было проведено моделирование параметров согласования в CST StudioSuite [5] (рисунок 1). Как видно из рисунка 1, удалось получить эквивалентный излучатель.

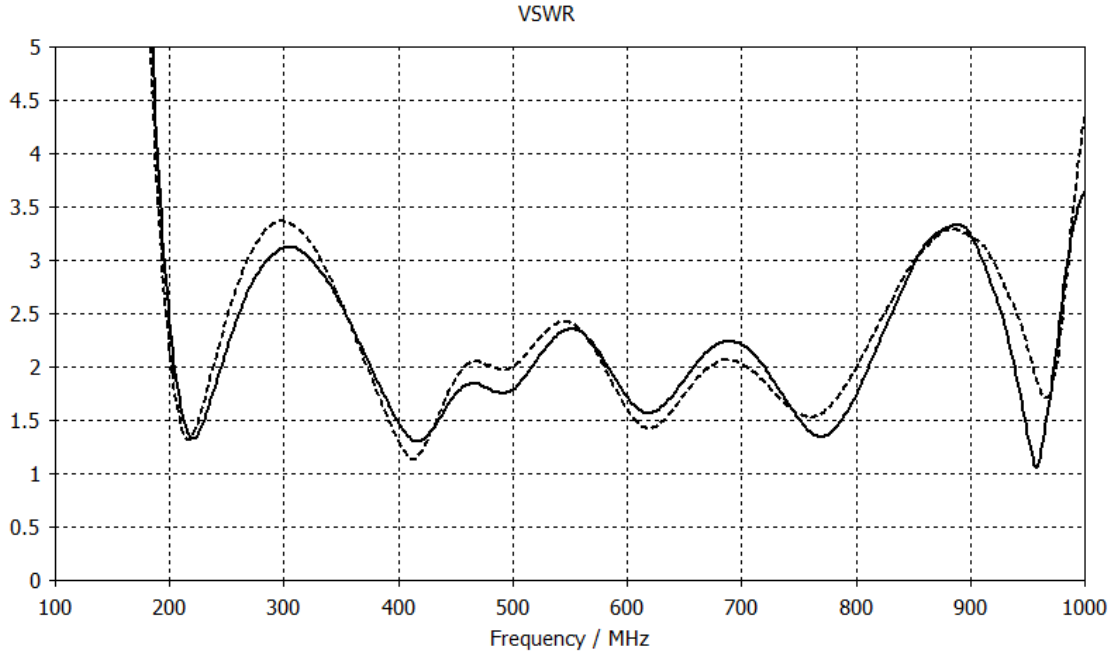


Рис. 1. Зависимость КСВН от частоты. Сплошная линия – эквивалентный излучатель, пунктирная линия – изначальный вариант.

3. Метод оценки емкостной вставки

Еще одним способом увеличения полосы пропускания является использование антенн с автоматической отсечкой излучающих токов, то есть антенн, в которых на каждой частоте излучает лишь некоторая область, называемой активной. Примером таких антенн являются спиральные и логопериодические антенны [5]. Для этого разобьем весь диапазон на два поддиапазона. В первом (нижнем по частоте) излучать будет вся антенна, во втором (верхнем по частоте) только её часть.

В качестве излучателя выберем монополь с реактивной нагрузкой. Этот вибратор будет являться излучателем первого поддиапазона. Излучатель второго поддиапазона будет представлять собой только часть вибратора. Разместим экранирующий цилиндр так, чтобы на верхних частотах антенна представляла собой излучатель с поднятой точкой питания. Чтобы сохранить резонанс на нижних частотах необходимо изолировать цилиндр внизу диапазона, но обеспечить минимальное сопротивление этой

изоляции в верхней части рабочих частот. Сопротивление, уменьшающееся с ростом частоты, соответствует емкости, выполненной в виде разреза цилиндра. Таким образом, в нижнем диапазоне частот цилиндр не будет выступать в роли экрана, а в верхнем – наоборот. Общий вид предложенной конструкции изображен на рисунке 2.

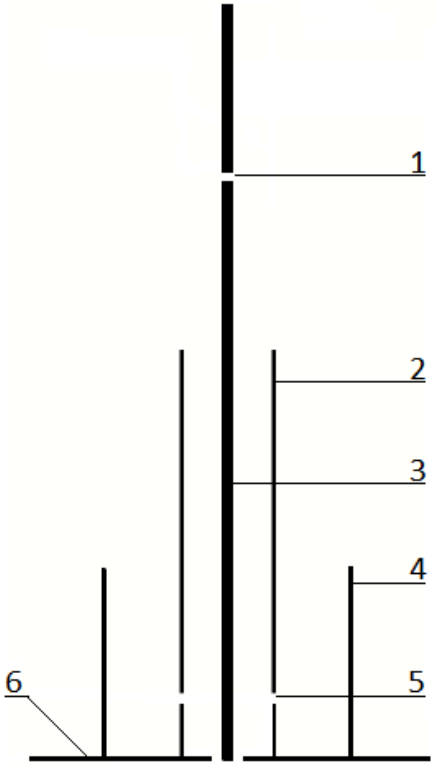


Рис. 2. Схема конструкции вибраторной антенны (1–Реактивная нагрузка, 2–внутренний цилиндр, 3–токовый штырь, 4–внешний цилиндр, 5–емкостная вставка, 6–экран).

Для оценки необходимой толщины емкостной вставки представим антенну в виде эквивалентной схемы (рисунок 3). Для ограничения тока в случае наличия емкости введем величину отсечки тока δ, равную отношению модулей токов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$:

$$\delta = \frac{\left|R_U + R_{изл} + R_C + \dot{z}_i\right|}{\left|R_U + R_{изл} + \dot{z}_i\right|}. \qquad (1)$$

Путем несложных преобразований получаем выражение для толщины емкостной вставки:

$$d \geq \varepsilon\varepsilon_0 \pi\omega p(2R_2 - p)(R_u + R_{изл})(\delta - 1), \qquad (2)$$

где d толщина емкостной вставки, p это толщина цилиндра, R_2 это радиус внутреннего цилиндра.

Введем величину $\delta_{пор}$, показывающую минимальное ограничение тока на в нижней области частот. Установим $\delta_{пор}$=3, при этом мощность проходящая в цилиндр на нижней частоте не превысит 10% от мощности при отсутствии вставки.

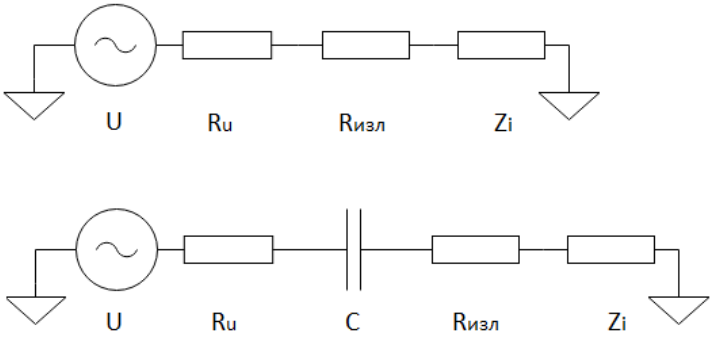


Рис. 3. Эквивалентная цепь антенны.

Для проверки оценки параметра емкости было проведено моделирование параметров согласования в CST StudioSuite. Из (2), величина минимального зазора составила d_{min}=0.1 мм при нижней частоте f_{min} равной 200 МГц. По результатам моделирования при значениях d≤0.1 резонанс на нижней частоте смещается, что соответствует расчетным данным.

4. Характеристики направленности

Путем моделирования были получены диаграммы направленности (рисунок 4).

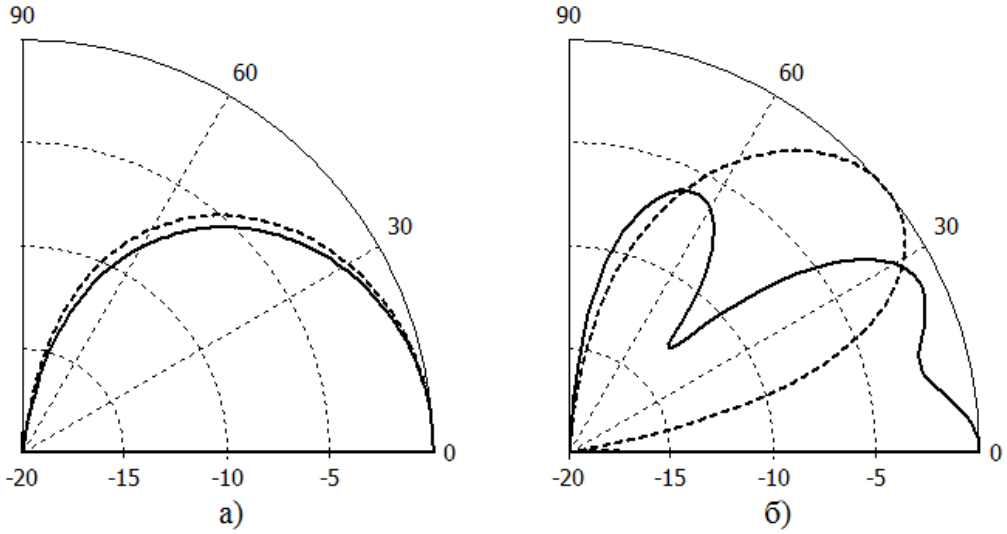


Рис. 4. Диаграммы направленности: а) на частоте 200 МГц; б) на частоте 700 МГц. Сплошная линия–рассматриваемая антенна, пунктиром–несимметричный вибратор.

Диаграмма направленности для нижней частоты (рисунок 4а) показывает, что был получен излучатель эквивалентный несимметричному вибратору. В этом случае емкостное сопротивление достаточно велико, и токи не затекают во внутренний цилиндр. Таким образом, токовый штырь с емкостной нагрузкой является излучающим элементом целиком – нет эффекта экранирования внутренним цилиндром. На рисунке 4б показана ДН для верней части диапазона. На частоте 700 МГц излучает верхняя часть антенны. В этом случае емкостное сопротивление мало, и наведенные на экране токи затекают на внутренний цилиндр, из-за чего он выступает в роли продолжения внешней оплетки коаксиальной линии, образуя антенну с поднятой точкой

питания. Из-за изменения излучающего участка антенны резонансная частота увеличивается, а антенна «укорачивается», направление основного лепестка остается прижатым к экрану.

5. Заключение

В ходе работы исследована антенна, электрическая длина которой не меняется с ростом частоты. Это позволяет увеличить полосу пропускания, при этом, не позволяя исказиться диаграмме направленности. Таким образом, полученная антенна приобретает элементы частотной независимости как по входным сопротивлениям, так и по излучаемому полю, сохраняя свою вибраторную структуру. Также был предложен метод оценки величины емкостной вставки для рассматриваемой антенны.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. Gary A. M., John M., Very wide band tactical vehicular antenna system. US 9379441 B2, May 21, 2013, Jun. 28, – 2016.
2. Gary A. M., Henry R. J. Low profile, broad band monopole antenna with heat dissipating ferrite/powder iron network and method for constructing the same. US 8779996 B2, Jul. 21, 2010, Jul. 15, 2014.
3. Овсянников В. В. Вибраторные антенны с реактивными нагрузками. М: Радио и связь, 1985.- 120 с.
4. А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков. Составная вибраторная сверхширокополосная антенна.// Радиолокация, навигация, связь XXIV международная научно-техническая конференция, – 2018, – Т. 4. – С.251–255.
5. Рамзей В. Частотно независимые антенны. М: Мир, 1968. –172 с.
6. А. П. Горбачев, Е. А. Ермаков Проектирование печатных фазированных антенных решеток в САПР «CST Microwave Studio». Новосибирск: НГТУ, 2008. – 88 с.
7. Наденeнко С. И. Антенны. М: Связьиздат 1959. –555 с.

References

1. Gary A. M., John M. Very wide band tactical vehicular antenna system. US 9379441 B2, May 21, 2013, Jun. 28, 2016.
2. Gary A. M., Henry R. J. Low profile, broad band monopole antenna with heat dissipating ferrite/powder iron network and method for constructing the same. US 8779996 B2, Jul. 21, 2010, Jul. 15, 2014.
3. Ovsynnikov V. V. Vibrator antennnas with reactive loads. M: Radio and communication, 1985. – 120 p.
4. A. M. Bobreshov, D. P. Kondratyev, S. E. Neskorodov, G. K. Uskov. Combined vibratoric ultrawideband antenna.// Radiolocation, navigation, connection XXIV International scientific and technical conference, 2018, T. 4. –p.251–255.
5. Rumsey V. Frequency independent antennas. M: Mir, 1968. –172 c.
6. A. P. Gorbachev, E. A. Ermakov Design of printed phased antenna arrays in CAD «CST Microwave Studio». Novosibirsk: NSTU, 2008. –88 p.
7. Nadenenko S. I. Antennas. M: Svyazizdat 1959. –555 p.

ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА П-ВОЛНОВОДЕ

А. О. Пелевин[1], В. В. Земляков[2], Г. Ф. Заргано[2]

[1]ФГУП «Главный радиочастотный центр» (ФГУП «ГРЧЦ»), Ростов-на-Дону, Российская Федерация
[2]ФГАОУ «Южный федеральный университет» (ФГАОУ ЮФУ), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Аннотация. Представлен вариант применения П-волноводов для построения антенной решетки с близко расположенными к центральной оси волновода щелями. Выполнено моделирование нерезонансной 20-элементной переменно-фазной щелевой решетки на основе как прямоугольного, так и П-образного волновода для двух видов гребня в программном пакете CST Microwave Studio. В работе показано, что применение П-волновода позволяет приблизить щель к центральной оси волновода с улучшением характеристик направленности и увеличения рабочего диапазона результирующей антенной решетки, а также получить существенное преимущество в ее массогабаритных показателях.

Ключевые слова: щелевая антенная решетка, П-волновод, критическая частота, коэффициент усиления.

RIDGED SLOTTED WAVEGUIDE ANTENNA ARRAY

A. O. Pelevin[1], V. V. Zemlyakov[2], G. F. Zargano[2]

[1]«General state unitary enterprise «General radio frequency center» («GRFC»), Rostov-on-Don, Russia
[2]Southerrn Federal University («SFEDU»), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The paper presents the results of CST Microwave Studio simulation of characteristics of 20-slot travelling-wave ridged waveguide antenna. The results show that waveguide ridging makes it possible to place a slot closer to the waveguide centerline as compared to similar rectangular waveguide design while improving the gain and efficiency of resulting antenna**.**

Keywords: slotted waveguide antenna, single-ridge waveguide, cut-off frequency, realized gain.

1. Введение

В качестве составных элементов фазированных антенных решеток (ФАР) широко применяются волноводно-щелевые антенные решетки [1, 2]. Расширение диапазонных свойств, снижение уровня боковых лепестков диаграммы направленности, увеличение угла сканирования, а также улучшение массогабаритных показателей является перспективной задачей при проектировании ФАР. Использование волноводов со сложным поперечным сечением является одним из возможных подходов к решению этой задачи [3-6]. В данной работе рассматривается применение П-волноводов для проектирования щелевой антенной решетки, а также выполнено сравнение с аналогичной решеткой, построенной на прямоугольном волноводе (рис.1).

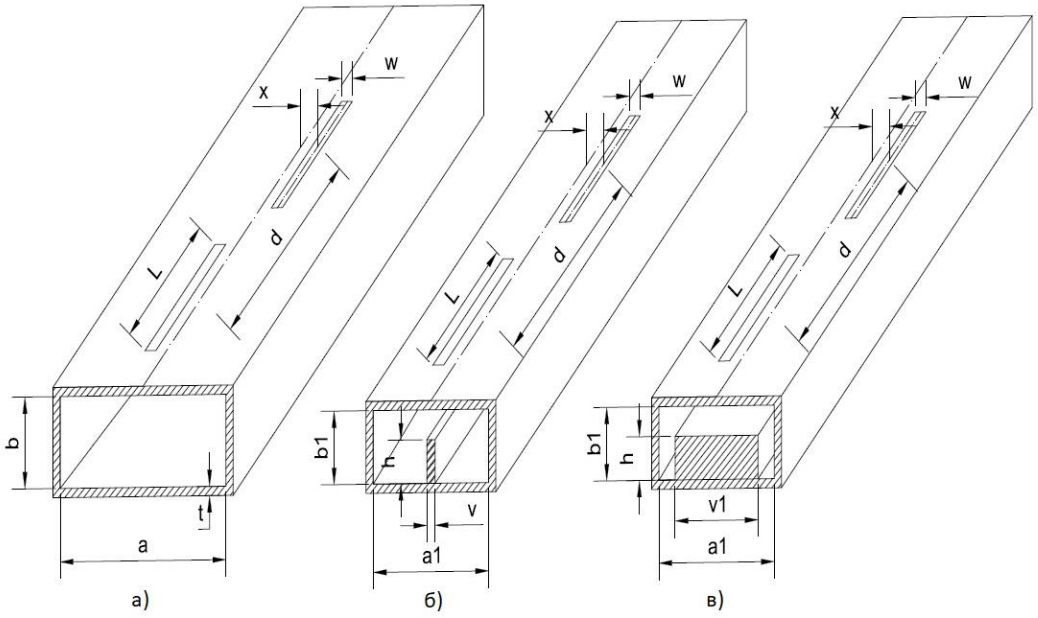


Рис. 1. Геометрия фрагмента антенной решетки на прямоугольном (а) и П-волноводах (б, в)
a=23 мм, b=10 мм, w=1,5 мм, L=15 мм, t=1 мм, d=22,5 мм, a1=16 мм, b1=8 мм, h=4,75 мм, v=1,15 мм, v1=11,5 мм, x=1,5 мм

При построении ФАР на основе волноводно-щелевых антенных решеток принято учитывать величину смещения щелей от центральной оси волновода, так как она влияет на интервал сканирования по углу в Е-плоскости. Размещение щелей ближе к центральной оси волновода позволяет расширить угол сканирования ФАР, в результате уменьшения побочных максимумов диаграммы направленности [3]. Свойство П-волновода концентрировать, за счет присутствия продольного металлического гребня, электромагнитное поле в центре волновода позволило приблизить щели к оси волновода при сохранении существующих характеристик направленности, тем самым успешно заменить прямоугольный волновод.

При переходе от прямоугольного к П-волноводу важно сохранять эквивалентную среду распространения основной волны. Для этого необходимо подобрать П-волновод с таким же критическим волновым числом основной волны, как и у прямоугольного волновода. Затем сравнить коэффициенты усиления (КУ) одиночных щелей в прямоугольном и П-волноводе при одинаковом смещении щели от центральной оси, сопоставить КУ волноводно-щелевых антенных решеток на прямоугольном и П-волноводе в рабочем интервале частот [4].

2. Способ перехода от построения антенной решетки на прямоугольном волноводе к построению антенной решетки на П-волноводе

Волноводно-щелевая антенная решетка на основе прямоугольного волновода с 20 излучающими элементами была взята за основу данного исследования [2]. На протяжении всего исследования предполагается работа волноводов на основной волне. Критическая частота основной волны в прямоугольном волноводе сечением a = 23 мм, b = 10 мм с воздушным заполнением составляет $f_{кр}$ = 6,52 ГГц. Электродинамический

расчет параметров критического режима в П-волноводе, проведенный методом частичных областей с учетом особенности на ребре [4], позволил достаточно точно определить все возможные размеры гребня П-волновода с поперечным сечением a1 = 16 мм, b1 = 8 мм, при которых критическая частота основной волны также равна fкр = 6,52 ГГц (рис.2).

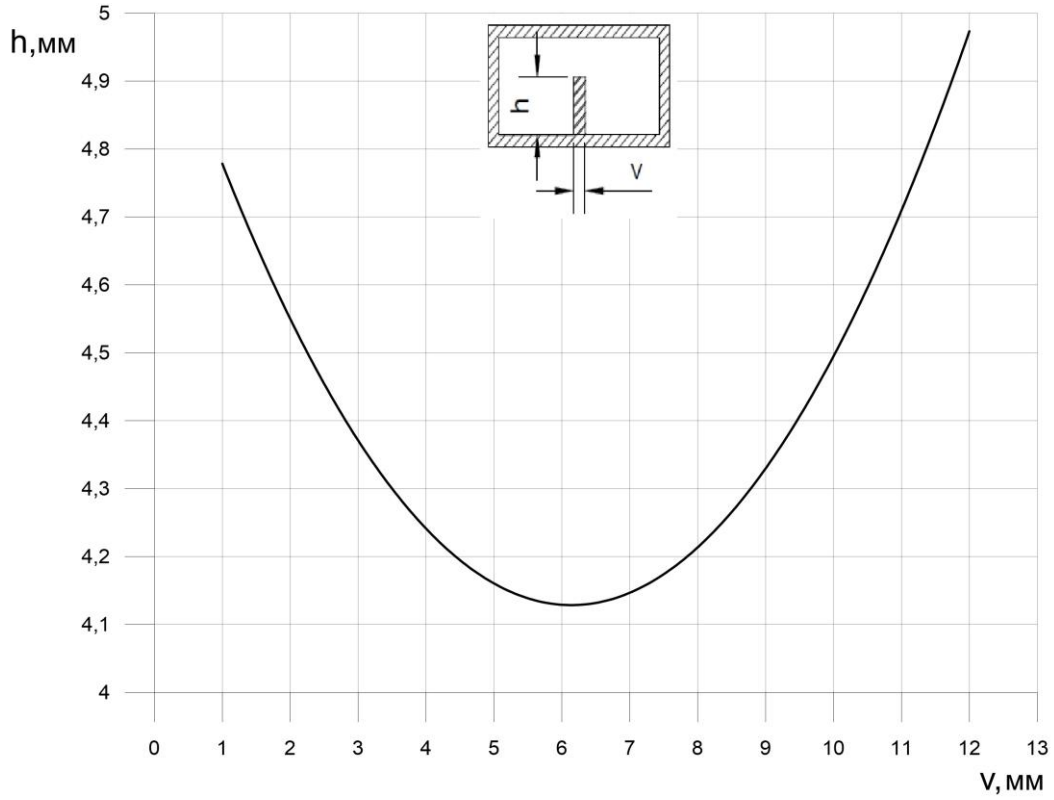


Рис. 2. Ширина *v* и высота *h* гребня, для которых $f_{кр}$ = 6,52 ГГц

По результатам расчета (рис.2) можно сделать вывод, что критическая частота основной волны $f_{кр}$ = 6,52 ГГц может быть получена при использовании как «узкого» так и «широкого» гребня в П-волноводе сечением a1 = 16 мм, b1 = 8 мм (рис. 1б, 1в).

Были получены коэффициенты стоячей волны (КСВ), направленного действия (КНД), полезного действия (КПД), а также коэффициенты усиления.

КПД рассчитывался на основе потерь на отражение и поглощение в согласованной нагрузке по формуле КПД = 1 - (S_{11}^2 + S_{12}^2), соответственно - КУ = КНД * КПД. Для построения щелевой антенной решетки был выбран П-волновод поперечного сечения *a1* = 16 мм и *b1* = 8 мм с высотой гребня *h* = 4,75 мм при двух значениях ширины гребня: *v* = 1,15 мм ("узкий") и v*1*=11,5 мм ("широкий"), как показано на рис.1 б, в.

На рис. 3 показаны КУ одиночного щелевого излучателя в зависимости от его смещения от центральной оси для прямоугольного и П-волноводов на частоте 10,0 ГГц. Из проведенного анализа КУ следует, что при минимальном смещении щели (*x* = 1,5 мм) КУ для П-волновода имеет преимущество по сравнению с прямоугольным волноводом в 5 дБ, при применении как широкого, так и узкого гребня.

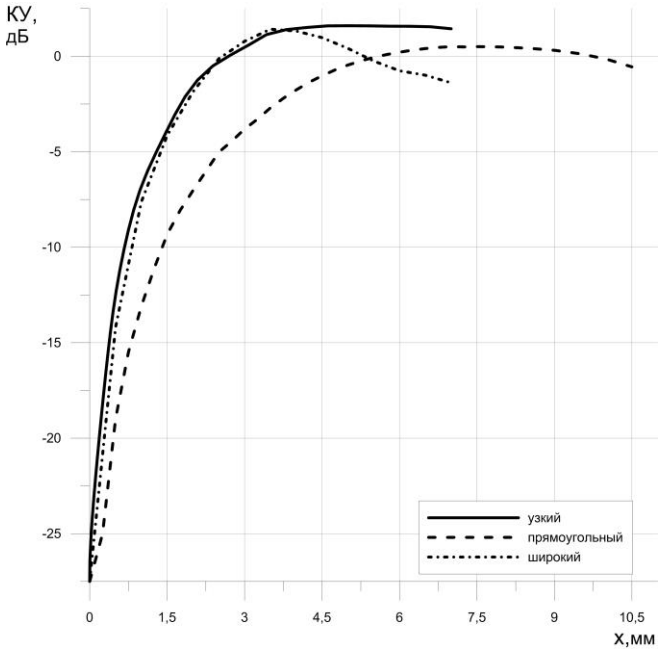


Рис. 3. Коэффициент усиления щелевого излучателя при разном смещении от оси прямоугольного и П-волноводов

Смещение щели от центральной оси П-волновода было выбрано минимальным (x = 1,5 мм) с точки зрения ее возбуждения. В исследовании использовались длина L и ширина w щелей, а также расстояние между щелями d аналогичные размерам, приведенным в работе [2] для щелевых антенн на прямоугольных волноводах. На рис. 4 представлено сравнение КУ одиночной щели для прямоугольного волновода и П-волноводов с двумя типами гребней. Анализ показывает, что щель в П-волноводе обладает более высоким коэффициентом усиления в более широком интервале частот, как для «узкого», так и для «широкого» гребня.

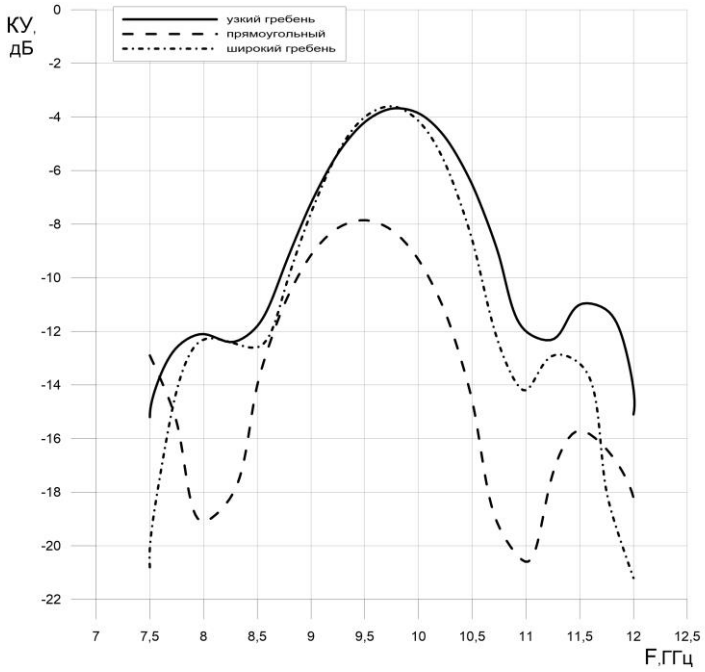


Рис. 4. Коэффициент усиления щелевого излучателя при смещении x=1,5 мм от оси симметрии на прямоугольном и П-волноводах

3. Сравнительный анализ решеток на прямоугольном и П-волноводах

На рис.5 представлены графики частотной зависимости КПД для трех видов рассматриваемых 20-элементных антенных решеток. В результате сравнения следует что антенные решетки на П-волноводе показывают существенной преимущество в КПД на частоте F=10 ГГц, при этом во всех случаях КСВ не превышал 1,25 в рабочем диапазоне частот.

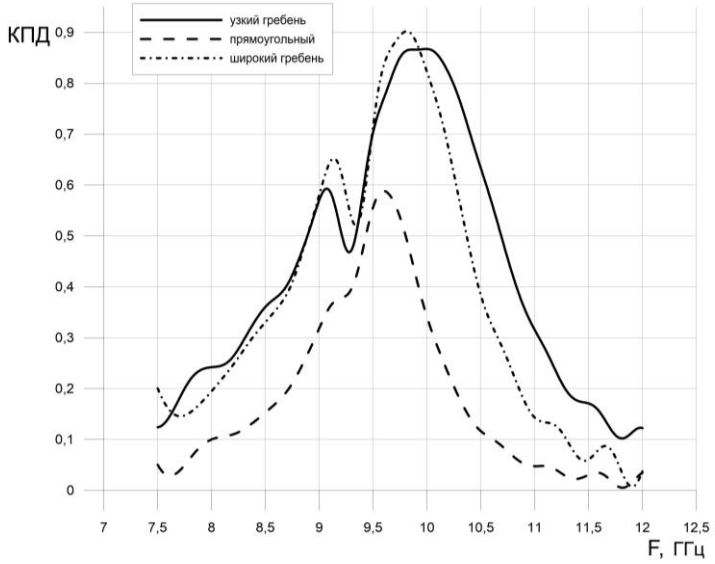


Рис. 5. КПД щелевых антенных решеток на прямоугольном волноводе и П-волноводах

На рис. 6 сравниваются КУ антенных решеток на прямоугольном волноводе и П-волноводах с «узким» и «широким» гребнями. Из показанных графиков следует, волноводно-щелевая антенная решетка на П-волноводе с «узким» гребнем имеет больший КУ, чем у решетки на П-волноводе с «широким» гребнем и решетки на прямоугольном волноводе. Важно отметить, что высокий КУ у решетки на П-волноводе сохраняется в широкой полосе частот.

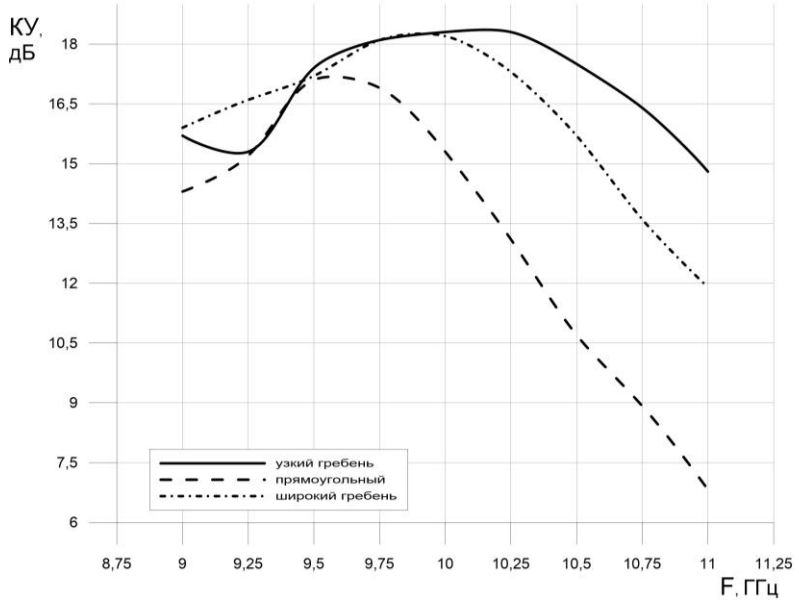


Рис. 6. КУ 20-элементной антенной решетки на прямоугольном и П-волноводах

4. Заключение

Представлен поэтапный переход от построения волноводно-щелевой антенной решетки на прямоугольном волноводе к построению решетки на П-волноводе. Для П-волновода с поперечным сечением 16х8 мм найдены все сочетания ширины и высоты гребня, обеспечивающие критическую частоту основной волны $f_{кр}$ = 6,52 ГГц, как и у прямоугольного волновода с поперечными размерами 23х10 мм.

Как для одиночной щелевого излучателя, так и для антенной решетки установлено, что при малом удалении щели от центральной оси антенная решетка на П-волноводе имеет больший коэффициент усиления, чем решетка на прямоугольном волноводе. С использованием 20-элементной переменно-фазной волноводно-щелевой антенной решетки показано, что по сравнению с решеткой на прямоугольном волноводе, решетка на П-волноводе имеет больший (в 1,5 раза) КПД и коэффициент усиления на 2 дБ выше. На основании полученных результатов можно заключить, что применение волновода с П-образным поперечным сечением дает возможность приблизить щелевой излучатель непосредственно к оси волновода при улучшении КПД на центральной частоте 10 ГГц и КУ в более широкой полосе частот. Применение волноводно-щелевых решеток на основе П-волноводов вместо решеток на прямоугольных волноводах даёт также преимущество в габаритных размерах с сохранением антенных характеристик.

Литература

1. Мануилов М.Б., Лерер В.А., Синявский Г.П. Эффективный метод электродинамического анализа волноводно-щелевых антенных решеток. – Радиотехника и Электроника. 2008 т. 53 №8. с. 1-11.
2. Green J., Shnitkin H., Bertalan J.P. «Asymetric Ridge Waveguide Radiating Element for a Scanned Planar Array». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.38, NO. 8, AUGUST 1990
3. Заргано Г.Ф., В.П. Ляпин, В.С. Михалевский и др. «Волноводы сложных сечений» – М.: Радио и связь, 1986. -124 с.
4. Бороденко С.С., Заргано Г.Ф., Земляков В.В. Электродинамический анализ асимметричного П-волновода и щелевых излучающих элементов на его основе // Антенны, 2013, № 10, с. 62-68.
5. Kim D.Y., Elliot R.S. «A design procedure for slot antenna arrays fed by single-ridged waveguide». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.36,NO.11 November 1988
6. Wei Wang, Shun-Shi Zhong, Yu-Mei Zhang, Xian-Ling Liang «A broadband slotted ridge waveguide antenna array». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.54, NO.8 August 2006

References

1. Manuilov M.B., Lerer V.A., Sinyavskii G.P. An efficient method for the electromagnetic analysis of slotted-waveguide antenna arrays. – Journal of Communications Technology and Electronics. 2008 vol. 53 №8. p. 1-11.
2. Green J., Shnitkin H., Bertalan J.P. «Asymetric Ridge Waveguide Radiating Element for a Scanned Planar Array». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.38, NO. 8, AUGUST 1990
3. Zargano G.F., Lyapin V.P., Mikhalevskiy V.S. i dr. Volnovody slozhnykh secheniy [The waveguides of complex cross-sections]. Moscow: Radio i svyaz', 1986, 124 p.
4. Borodenko S.S., Zargano G.F., Zemlyakov V.V., Electrodynamic analysis of asymmetric ridged waveguide and radiating slot elements on its basis, Antenny [Antennas], 2013, NO. 10, pp. 62-68.

5. Kim D.Y., Elliot R.S. «A design procedure for slot antenna arrays fed by single-ridged waveguide». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.36,NO.11 November 1988
6. Wei Wang, Shun-Shi Zhong, Yu-Mei Zhang, Xian-Ling Liang «A broadband slotted ridge waveguide antenna array». IEEE Transaction on antennas and propagations. Vol.54, NO.8 August 2006

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ

Г. Г. Вертоградов[1,2], В. Г. Вертоградов[2], Е. Г. Чайка[2]

[1] Южного федерального университета, г.Ростов-на-Дону, Россия
[2] АО «ВНИИ «Градиент», г.Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Приведены результаты экспериментальных исследований вариаций углов прихода в вертикальной и азимутальной плоскостях на двух среднеширотных трассах различной протяженности и ориентации, полученные с апреля по июль 2017 г. Оценена точность однопозиционного местоопределения источников радиоизлучения при задании состояния ионосферы с помощью модели IRI-2016 и глобальной модели Es-слоя. Показано, что потенциально достижимая точность однопозиционного местоопределения координат КВ источников радиоизлучения составляет в среднем 13%.

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

EXPERIMENTAL EVALUATING THE ACCURACY OF SINGLE-STATION LOCATION FOR MID-LATITUDE HF PATHS

G. G. Vertogradov[1,2], V. G. Vertogradov[2], E. G. Chaika[2]

[1] Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia
[2] AO «VNII «Gradient», 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 several mid-latitude radio-paths with different orientation and length obtained in 2017. Accuracy of Single-Station Location (SSL) using ionospheric model IRI-2017. It is shown that the potentially achievable accuracy of single station localization coordinates of HF radio sources is an average of 13%.

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

1. Введение

В формальной постановке задача однопозиционного местоопределения источника КВ вполне прозрачна [1,2]: достаточно определить углы прихода хотя бы одного луча от источника радиоизлучения (ИРИ) и знать ионосферную обстановку (пространственное распределение электронной концентрации). Затем по измеренным углам прихода радиоволны в трехмерно-неоднородной магнитоактивной ионосфере в геометрооптическом приближении [3] необходимо построить лучевую траекторию принятого сигнала и найти координаты ИРИ [4,5] как координаты точки пересечения лучевой траекторией поверхности Земли. Однако дискретная многолучевая структура поля КВ в зоне приема и нерегулярная пространственная и временная изменчивость ионосферы вносят существенные коррективы в эту простую картину. С одной стороны, задача измерения двухмерных углов прихода парциальных лучей, формирующих поле КВ в зоне приема, является нетривиальной задачей, которая в настоящее время еще ждет своего решения [2,9,10]. Временная изменчивость ионосферы не позволяет

проводить длительные измерения углов прихода, а пространственная – может давать большие ошибки местоопределения при построении лучевых траекторий принимаемых сигналов [5-8].

Ошибки пеленгования и однопозиционного местоопределения, вызванные влиянием трехмерно-неоднородной магнитоактивной ионосферы, были исследованы ранее [1,6-8] на основе имитационного моделирования процессов распространения. Показано, что при определении координат ИРИ необходимо совместно учитывать все три определяющих фактора: горизонтальную глобальную неоднородность ионосферы, геомагнитное поле, среднемасштабные квазипериодические структуры типа перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ). Причем, задача определения координат ИРИ непосредственно связана с решением проблемы качества прогнозирования и диагностики пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере [6,7]. Состояние спокойной ионосферы достаточно хорошо предсказывается, например, пространственное распределение электронной концентрации, необходимое для построения лучевой траектории, может быть найдено на основе современной модели IRI-2016 [11,12]. Однако достоверные модели ПИВ и прогнозы их параметров в настоящее время отсутствуют. Как следствие, 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, работы [13-17]. Ситуация усложняется еще тем, что в современных угломерно-дальномерных комплексах по причинам, указанным выше, не всегда предпринимают меры для разделения парциальных лучей, формирующих поле КВ в зоне приема. В результате при экспериментальном оценивании координат источников однопозиционным методом основной вклад в погрешности вносят интерференционные ошибки [1,2]. При этом влияние среды и потенциальные точностные ограничения однопозиционного метода, связанные с особенностями распространения КВ через ионосферу, выделить трудно.

Цель настоящей работы состоит в том, чтобы измерить вариации углов прихода различных мод распространения на среднеширотных трассах различной протяженности и ориентации, экспериментально оценить погрешности однопозиционного метода определения дальности до источника излучения при задании ионосферной обстановки с помощью модели IRI-2016.

2. Способы определения углов прихода в условиях многолучевого приема

В настоящее время, несмотря на развитость различных методов временного и пространственного спектрального анализа [2,9,10,18], не существует способа, который бы однозначно обеспечивал разделение многолучевого поля КВ на парциальные лучи и вычисление их двухмерных угловых координат. Это обусловлено несколькими особенностями, из которых перечислим только основные: лучи, формирующие поле КВ не являются полностью некогерентными, особенно на малых выборках, а помехи не

всегда можно считать белым шумом; параметры парциальных лучей (амплитуды, фазы, углы прихода изменяются во времени с характерными временами, не превышающими 10-30 секунд); поле в зоне приема формируется не только дискретными лучами, но существенный вклад оказывает рассеяние на неоднородностях различной природы и масштабов, количество лучей распространения, которые можно четко выделить, меняется со временем; диффузность парциальных мод возрастает с увеличением их порядка, а угловое расстояние между модами уменьшается при увеличении протяженности трассы; обыкновенные и необыкновенные лучи одной моды в большинстве случаев имеют малое угловое различие. Учитывая все сказанное, для разделения поля КВ на парциальные лучи и моды, в работе был использован способ, предполагающий одновременно спектральную обработку во временной и пространственной областях. Способ основывался на методе MUSIC [18] с предварительной частотно-временной обработкой, локализацией и выделением принимаемых сигналов в спектральной области. Способ предполагает частотно-временную обработку принятого сигнала, процедуру обнаружения и локализации в частотной области. Она состоит в следующем.

С каждой антенной в решетке из N элементов в полосе приема радиоприемного устройства (РПУ) после квадратурной дискретизации с частотой F_d накапливается выборка из K комплексных отсчетов. После ввода комплексного сигнала заданной длительности выполняются N преобразований Фурье, в результате чего формируется матрица сигнальных спектральных отсчетов $\{s_{n,k}\}$, где $k = 0,1,...K-1$, $n = 0,1,...N-1$. Усреднением статистически независимых спектральных плотностей мощности (СПМ) по всем приемным каналам достигается получение состоятельной оценки СПМ сигналов в полосе РПУ по формуле $\bar{s}_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left| s_{n,k} \right|^2 \Big/ N$. По средней СПМ $\bar{s}_k$ гистограммным способом определяется СПМ шума s_N [19]. Далее выполняется обнаружение парциальных сигналов в полосе приема и определение их пространственных корреляционных матриц амплитудно-фазовых распределений (АФР). Для этого по средней СПМ $\bar{s}_k$ находится положение глобального максимума, номер которого обозначен через $k_{o,\max}$. Отсчеты $s_{n,k_{o,\max}}$ принимаются за вектор-столбец текущего АФР $\mathbf{s}_o = \left\{ s_{n,k_{o,\max}} \right\}$ сигнала с номером $o = 0$ (пространственный индекс). Внешнее произведение вектора АФР $\mathbf{s}_o$ дает невзвешенную оценку пространственной корреляционной матрицы амплитудно-фазовых распределений $\mathbf{S}_o = \mathbf{s}_o \mathbf{s}_o^H$. Очевидно, что на этом шаге ранг матрицы $\mathbf{S}_o$ равен 1.

Для частотно-временной локализации принимаемого сигнала вычисляется модуль дискретной функции взаимной частотной корреляции $\left| R_k \right|$ вектора $\mathbf{s}_o$ с векторами на соседних спектральных отсчетах усреднением в пространственной области (по апертуре

антенной решетки) по формуле $\left|R_k\right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_{o,n}\, s_{n,k}^{*} \Big/ \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} \left|s_{o,n}\right|^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left|s_{n,k}\right|^2} \right|$, где $k = k_{o,\max} \pm 1,\ k_{o,\max} \pm 2, \ldots$. Спектральные составляющие с дискретной частотой k считаются принадлежащими сигналу с номером o, если $\left|R_k\right| > 1 - \varepsilon$, где величина порога $1 - \varepsilon$ отличается для двух использованных способов и уточнена ниже. В случае $\left|R_k\right| < 1 - \varepsilon$ для каждого вектор-столбца $\mathbf{s}_k = \{s_{n,k}\}$ вычисляется матрица $\mathbf{S}_k = \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H$, которая добавляется к текущей матрице $\mathbf{S}_o$. Как следствие, пространственная корреляционная матрица $\mathbf{S}_o$ усредняется по полосе частот, занятой обнаруженным парциальным сигналом. Отметим, что каждая операция усреднения (в предположении некоррелируемости шумов для соседних дискретных частот) увеличивает ранг матрицы $\mathbf{S}_o$. При этом во внимание не принимаются и в обработке не участвуют спектральные отсчеты с номерами k, для которых выполнено неравенство $\bar{s}_k < s_N$ +10 дБ. Действия продолжаются при других значениях $o = 1,2,3,\ldots$ без учета уже обработанных дискретных спектральных отсчетов до тех пор, пока все необработанные отсчеты СПМ $\bar{s}_k$ оказываются меньше среднего уровня s_N +10 дБ. В результате находятся O пространственных эрмитовых корреляционных $N \times N$ матриц $\mathbf{S}_o$, где $o = 0,\ldots, O-1$, ранг которых всегда больше 1.

Количество найденных парциальных сигналов уточняется путем объединения коррелируемых в пространственной области. При этом для каждой пары пространственных эрмитовых корреляционных $N \times N$ матриц $\mathbf{S}_{o_1}, \mathbf{S}_{o_2}$ по формуле

$$R_{o_1 o_2} = \left| \sum_{i,j=0}^{N-1} S_{o_1 ij}\, S_{o_2 ij}^{*} \right| \Big/ \sqrt{\sum_{i,j=0}^{N-1} S_{o_1 ij}\, S_{o_1 ij}^{*} \sum_{i=,j0}^{N-1} S_{o_2 ij}\, S_{o_2 ij}^{*}} \qquad (1)$$

вычисляется функция пространственной взаимной корреляции и при превышении этой величины заданного $(1 - \varepsilon)$ порога матрицы $\mathbf{S}_{o_1}, \mathbf{S}_{o_2}$ 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 $\mathbf{S}_o$ станут некоррелируемыми по индексу o и, соответственно, количество обнаруженных сигналов O перестанет изменяться. Кроме матрицы $\mathbf{S}_o$, для каждого обнаруженного сигнала дополнительно вычисляются его полоса $\Delta F_o = F_d \left(k_{\max} - k_{\min}\right)/K$, 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 формуле

$\overline{F_o} = F_d \left(\sum_k k \, \overline{s}_k \right) \Big/ (K \; E_o)$, причем везде суммирование по k распространяется только на индексы спектральных отсчетов, принадлежащих o – у сигналу.

Описанные операции повторяются для каждого следующего съема информации с антенн. Вновь найденные пространственные корреляционные матрицы $\mathbf{S}_o$ сравниваются с предыдущими. Те из них, которые удовлетворяют критерию превышения функцией пространственной взаимной корреляции (1) по индексу o заданного порога, усредняются. Усредняются также энергии, средневзвешенные частоты и полосы пространственно близких по корреляционному критерию сигналов. Те сигналы, для которых матрицы $\mathbf{S}_o$ 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 $\mathbf{S}_o$ направляются на пространственную обработку, а время окончания сигнала фиксируется. Тем сигналам, матрицы $\mathbf{S}_o$ 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 матрицы $\mathbf{S}_o$ тех сигналов, которые либо прекратили существование, либо существуют заданное (обычно 16) число циклов съема информации с антенных элементов. Отметим, что ранг матрицы $\mathbf{S}_o$ после процедур частотного и временного усреднения всегда больше N. Как следствие, пространственная обработка может быть выполнена методами, как классического спектрального анализа, так и методами высокого спектрального разрешения с выделением сигнального или шумового подпространств.

Пространственная обработка корреляционных матриц $\mathbf{S}_o$ имела целью оценку двухмерных угловых координат (пеленг и угол места) прихода парциальных лучей от контролируемого ИРИ и выполнялась на основе численного построения диаграммы направленности (ДН) антенной решетки изложенным ниже методом. При этом для испытательного направления, заданного азимутальным углом α и углом места Δ вычисляется комплексный вектор наведения $\mathbf{v} = \left\{ \exp \left(i 2 \pi \overline{F} r_n \cos \Delta \cos \left(\alpha_n - \alpha \right) / c \right) \right\}$, где c – скорость света, $\overline{F}$ –средневзвешенная частота сигнала (индекс сигнала опускаем, но подразумеваем), r_n, α_n – полярные координаты антенных элементов относительно любой из антенн, которая выбрана в качестве опорной.

Далее для оценки углов прихода применялся метод MUSIC. Для формирования пространственной корреляционной матрицы $\mathbf{S}_o$ сигнал с антенн оцифровывался в полосе 10 кГц с частотой дискретизации 20 кГц, длина временной выборки комплексного сигнала была равной 1024 отсчета, количество усреднений матриц по времени было всегда 16. Параметр $1 - \varepsilon$ в процедуре обнаружения и локализации выбирался равным 0.5, что обеспечивало формирование за время усреднения только одной матрицы для всех парциальных лучей. Как следствие, матрица $\mathbf{S}_o$ формировалась

за время равное 0.82 с. При пространственном спектральном оценивании с высоким разрешением для выделения сигнального или шумового подпространств решалась задача на собственные значения матрицы $\mathbf{S}_o\mathbf{W}_n = \lambda_n\mathbf{W}_n$, где λ_n – действительные собственные значения, упорядоченные в порядке возрастания, $\mathbf{W}_n$ – собственные вектора, $n = 0,1,\ldots N-1$. Двухмерные углы прихода каждого луча вычислялись на основе минимизации цифровой диаграммы направленности, сформированной по правилу:

$$D(\alpha,\Delta) = \sum_{n=0}^{N-N_{\min}-1} \left|\left(\mathbf{W}_n^H\mathbf{V}\right)\right|^2 \Bigg/ \left((N - N_{\min})|\mathbf{V}|^2 \sum_{n=0}^{N-N_{\min}-1} |\mathbf{W}_n|^2 \right) \qquad (3)$$

При этом количество сигнальных собственных векторов $N_{\min}$ определялось по критерию $\lambda_{N_{\min}} / \lambda_{N-1} < 0.1$, но $N_{\min}$ всегда полагалось не меньше 2.

3. Используемая аппаратура и условия эксперимента

В экспериментальных исследованиях использован многоканальный широкоапертурный комплекс измерения углов КВ. Алгоритм функционирования пеленгатора описан в работах [20,21]. Антенная решетка с произвольной пространственной конфигурацией, занимающая площадь 200м х 200м, построена из расположенных на поверхности Земли 16 активных антенных элементов высотой 2.5 м. Прием осуществлялся синхронно с помощью 16-и канального когерентного радиоприемного устройства (РПУ) прямого усиления. Оцифровка сигналов каждого канала 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 калибруется так, что максимальная абсолютная фазовая неидентичность каналов не превышает 3º, а абсолютная амплитудная неидентичность каналов не превышает 2%.

Управление РПУ, АЦП, а также цифровая обработка сигналов с целью извлечения информационных параметров осуществлялась с помощью многопроцессорной ЭВМ, временная синхронизация которой с мировым временем обеспечивалась с помощью GPS.

Экспериментальные исследования проводились с апреля по июль 2017 г. В качестве контролируемых ИРИ были выбраны станция точного времени РВМ, работающая непрерывно на двух частотах 4996, 9996 кГц (длина трассы – 949.0 км, азимут – 352.8°), специальный передатчик, расположенный вблизи Анкары, работающий на частоте 8052 кГц (длина трассы 981.7 км, азимут – 216.6°). Оба передатчика работали круглосуточно.

Эксперимент проводился круглосуточно и непрерывно на частотах станции РВМ, в часы работы специального передатчика. Отметим, что периоды естественных возмущений в ионосфере были исключены из обработки, так что всегда выполнялось условие $K_p \le 3$.

4. Результаты измерений и моделирование

Обработка результатов измерений углов прихода проводилась по следующей методике. Сутки разбиты на часовые интервалы. На отдельных часовых интервалах углы прихода для каждой частоты сортировались по модам распространения. По полученным данным построены гистограммы распределений углов прихода, которые для трасс распространения, различных временных интервалов и рабочих частот иллюстрируются на рис.1-4. Гистограммы на каждом временном интервале позволили определить наиболее вероятные углы прихода парциальных мод распространения и среднеквадратичные отклонения относительно вероятных углов места.

Идентификация мод распространения выполнена на основе математического моделирования ионосферного радиоканала [22,23] на соответствующих трассах с использованием прогностического пространственного распределения электронной концентрации, полученного на основе модели ионосферы IRI-2016 [11,12]. Прогнозирование параметров Es-слоя ионосферы осуществлялось на основе глобальной аналитической модели спорадического слоя для практики радиосвязи [24]. Общепринятые обозначения мод распространения приведены на гистограммах углов места на рис.1-4.

На рис.1-4 показаны гистограммы отдельно для однократных, двукратных и трехкратных мод распространения. Методика измерений углов прихода позволяет проследить вариации углов прихода мод различной кратности не только в вертикальной, но и в азимутальной плоскости. Как видно из рисунков 1-4, гистограммы Es мод распространения имеют малую ширину. Изменения угла прихода в вертикальной плоскости составляет обычно 1–2 градуса, а в азимутальной плоскости не превышает 1,5 градуса. В тоже время, как углы места, так и азимуты прихода лучей отдельных F2 мод распространения имеют существенно больший разброс. Вариации углов прихода F2 мод различной кратности могут достигать 10 градусов, а среднеквадратичные отклонения азимута прихода этих мод от истинного азимута трассы достигают 3-4 градусов. Конкретные среднемесячные значения углов места различных мод распространения Δ, среднеквадратичные отклонения углов места σ_Δ от средних значений, среднеквадратичные отклонения азимута прихода парциальных лучей σ_α от истинного азимута трассы α_0 приведены в таблице 1 для всех месяцев измерений и двух часовых интервалов московского времени. На рисунке 5 показаны вариации от времени суток среднемесячных значений угла места различных мод распространения для всех трасс, на которых проведены измерения. По оси абсцисс отложено время суток для каждого месяца 4-апрель, 5-май, 6-июнь, 7-июль. Из рисунка хорошо видно, моды каких типов и какой кратности существовали в различные месяцы в разное время суток.

На гистограммах двух- и трехскачковых F2-мод, как видно из рис.1,2, наблюдаются регулярные значительные до 4-5 градусов смещения азимута прихода волны на частоте 4996 кГц к западу. Эта особенность для многоскачковых мод распространения проявлялась на трассе Москва–Ростов-на-Дону в измерениях,

выполненных в предыдущие годы [17]. Явление, видимо, обусловлено отражением кратных мод от неровной земной поверхности.

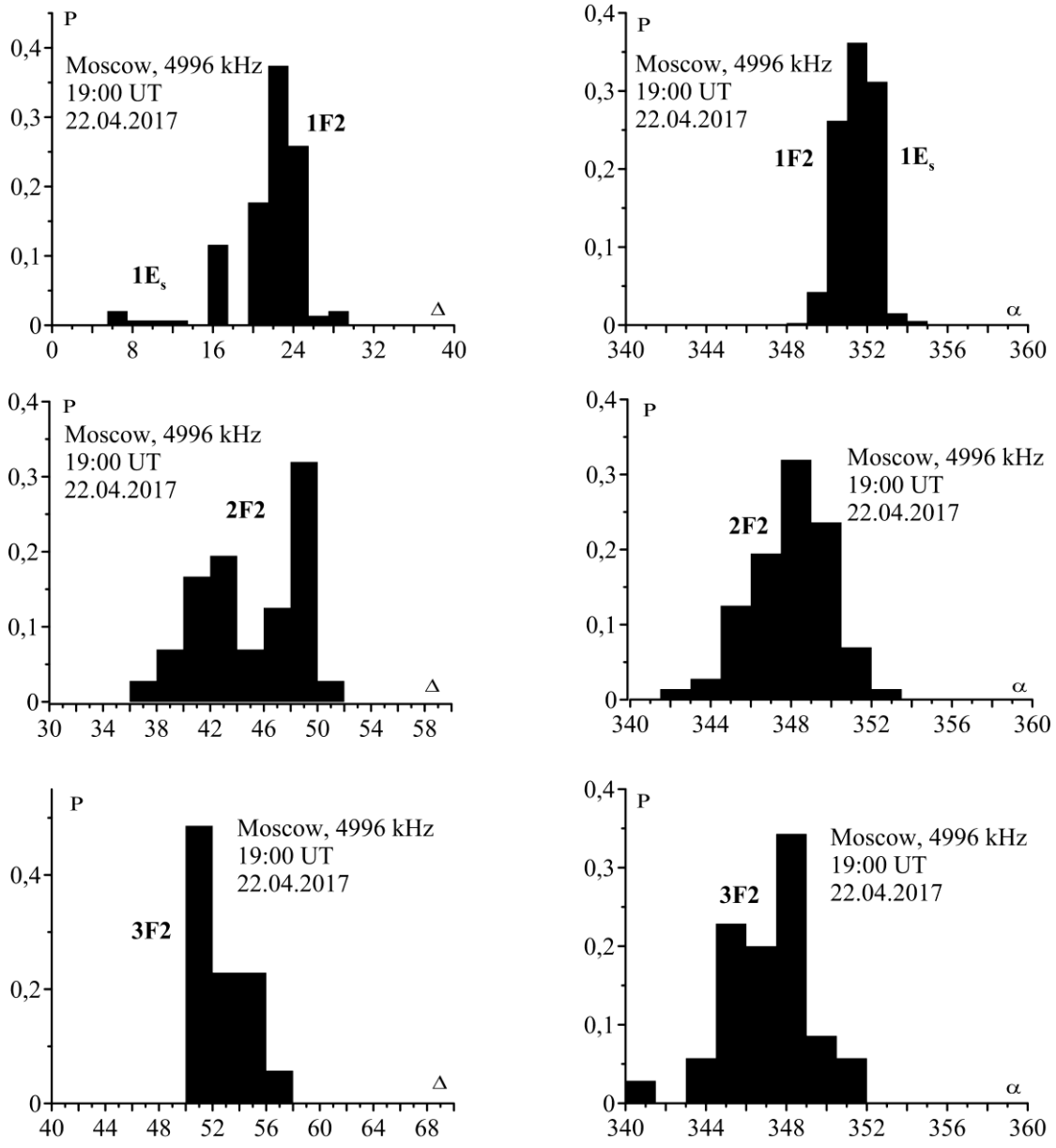


Рис.1. Гистограммы распределений углов прихода на трассах: Москва – Ростов-на-Дону, 22.04.2017, 19:00 – 20:00 мск, частота – 4996 кГц.

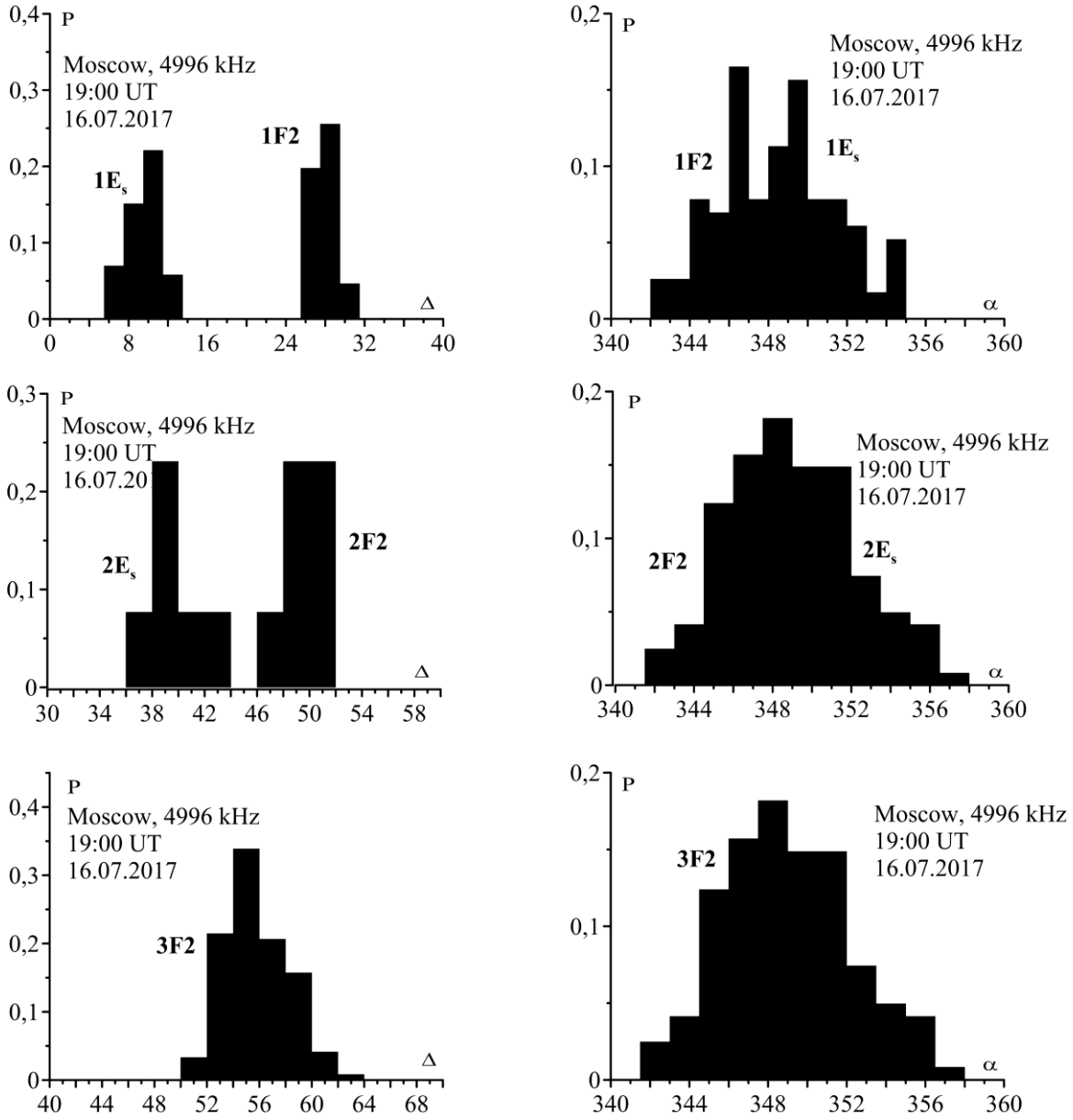


Рис.2. Гистограммы распределений углов прихода на трассах: Москва – Ростов-на-Дону, 16.07.2017, 19:00 – 20:00 мск, частота – 4996 кГц.

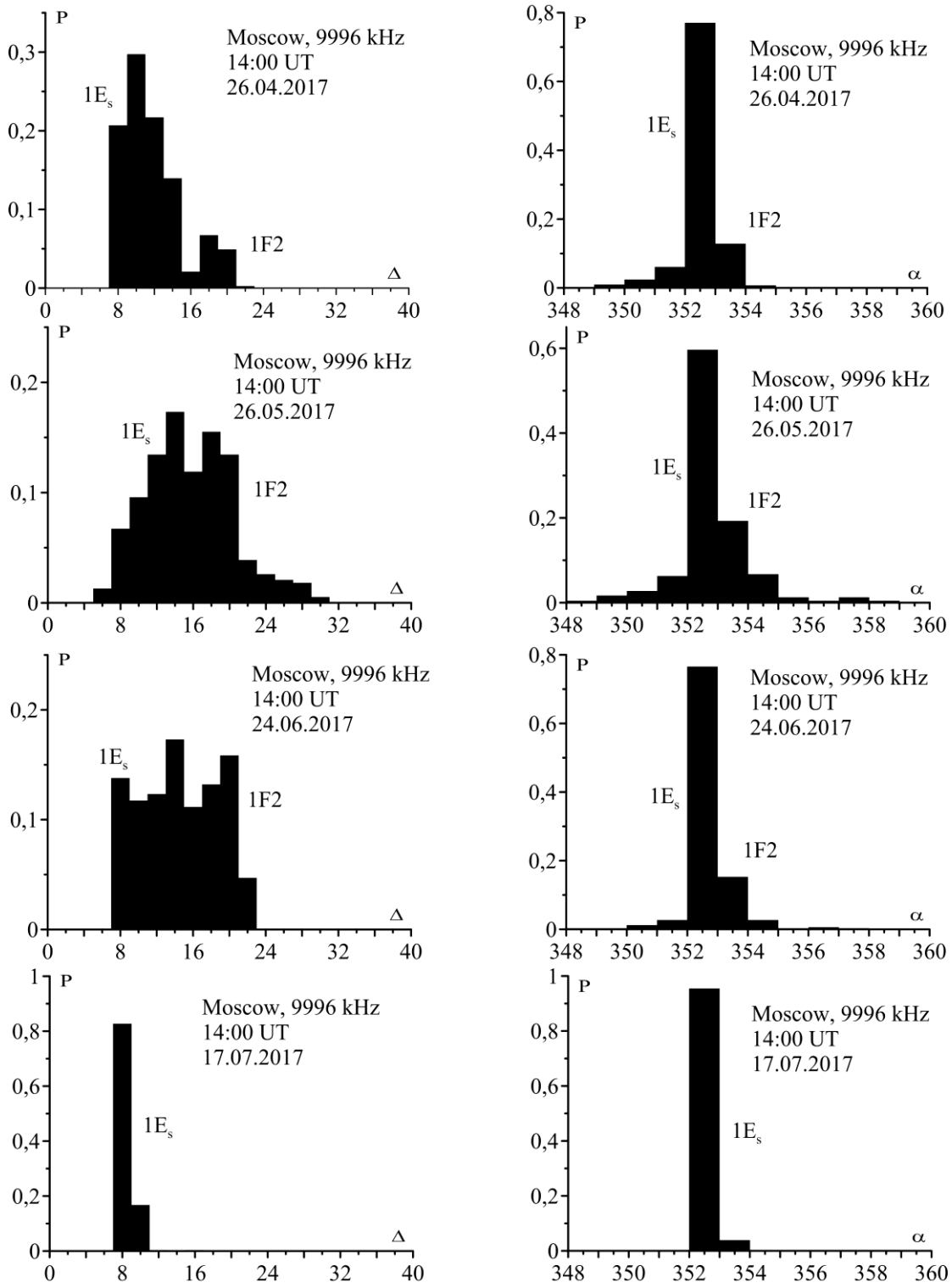


Рис.3. Гистограммы распределений углов прихода на трассах: Москва – Ростов-на-Дону, 16.07.2017, 14:00 – 15:00 мск, частота – 9996 кГц.

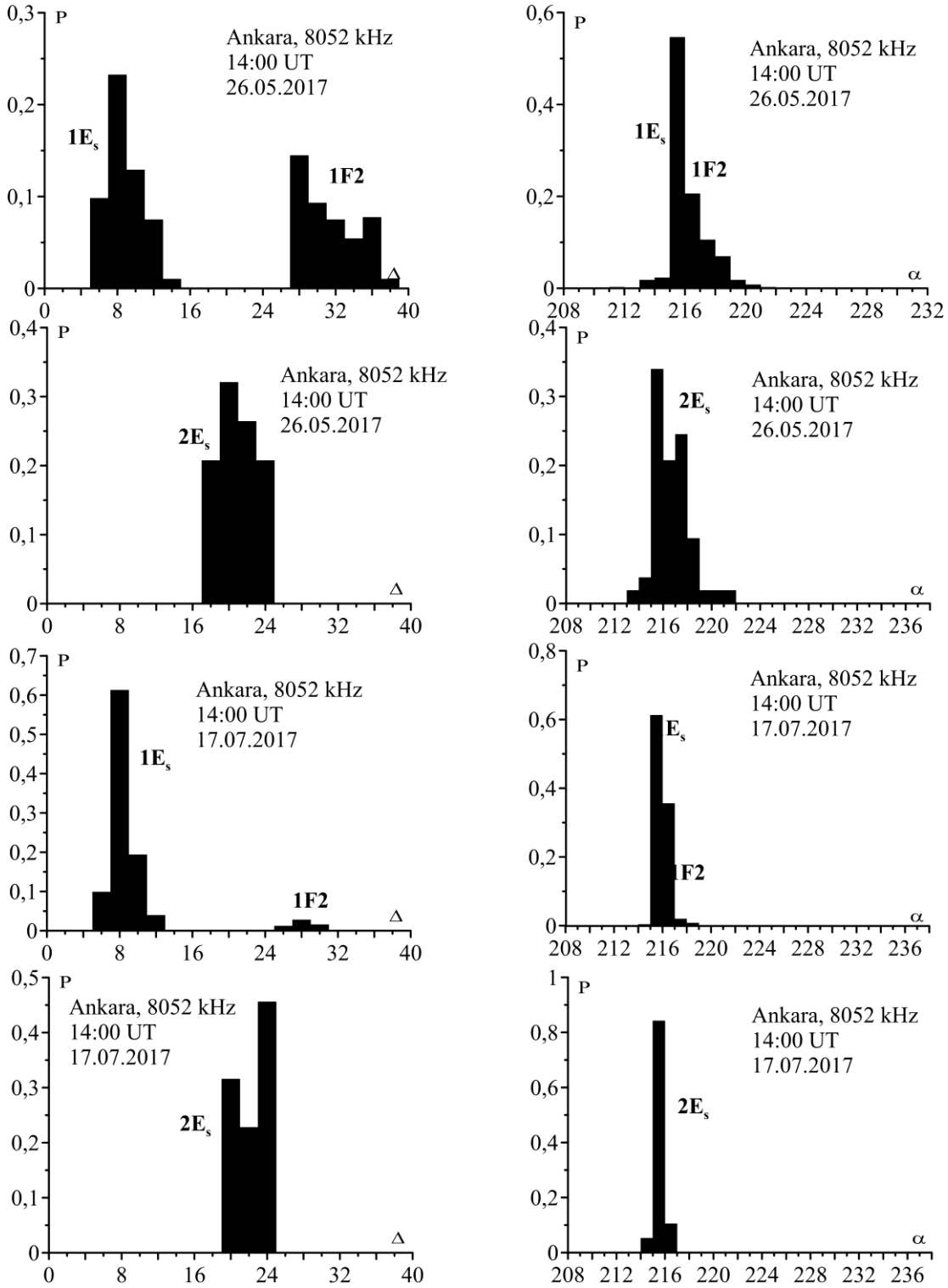


Рис.4. Гистограммы распределений углов прихода на трассе Анкара – Ростов-на-Дону, 17.07.2017, 14:00 – 15:00 мск, частота – 8052 кГц.

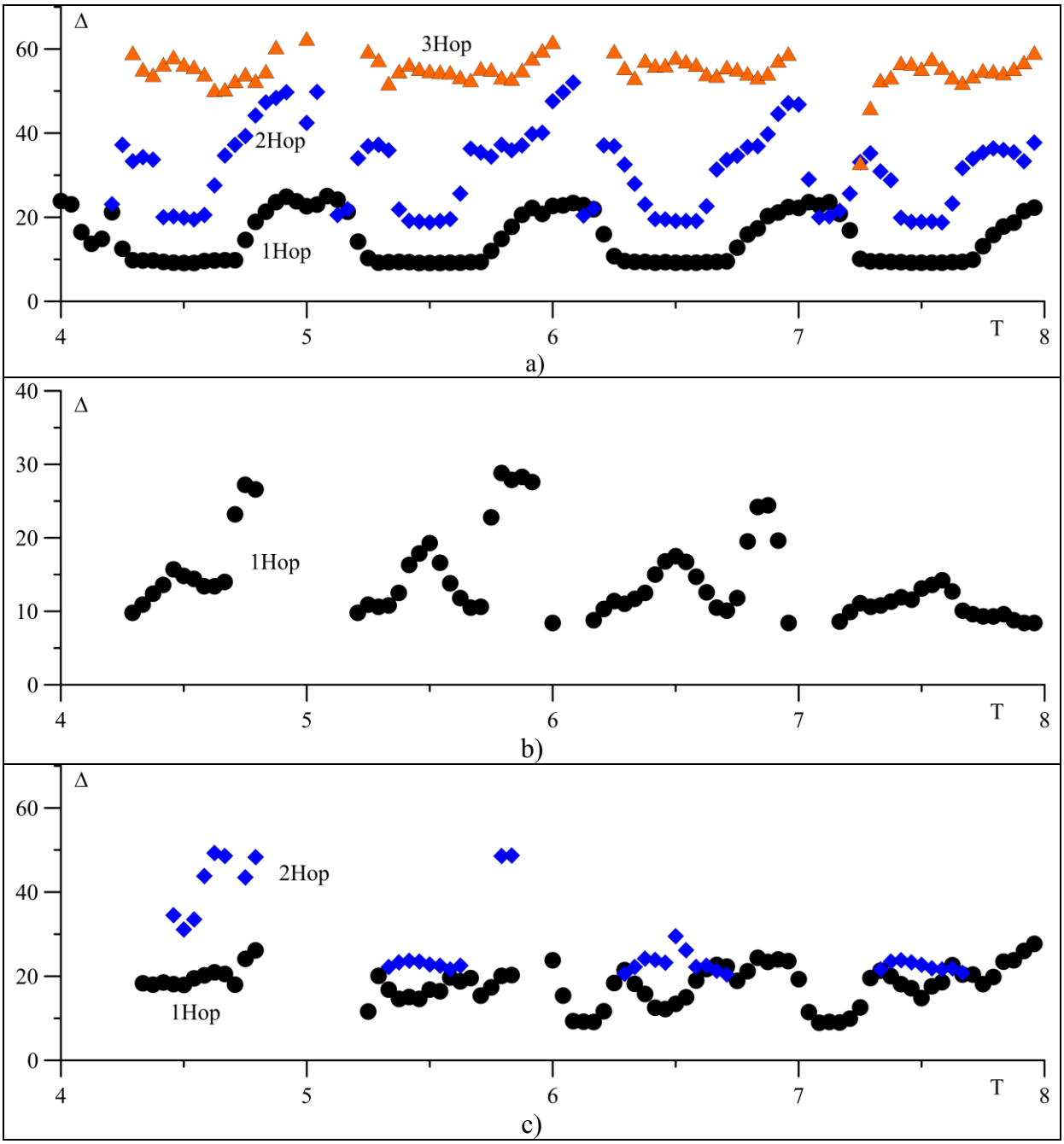


Рис.5. Зависимость от времени суток среднемесячных значений углов места прихода сигналов различных мод распространение для всех месяцев измерений: a) Москва–Ростов-на-Дону, частота 4996 кГц; b) Москва–Ростов-на-Дону, частота 9996 кГц; c) Анкара–Ростов-на-Дону, частота 8052 кГц.

После селекции результатов измерений углов прихода по модам распространения, для каждого парциального луча решалась обратная задача оценки координат ИРИ. Для этого по модели IRI-2016 с учетом прогноза параметров Es-слоя на основе трехмерной сплайн-аппроксимации восстанавливалось пространственное распределение электронной концентрации по широте, долготе и высоте с шагом по времени 15 минут. Измеренные углы прихода отдельных мод распространения использовались для построения многоскачковой лучевой траектории на основе решения характеристических

уравнений, записанных для магнитоактивной, трехмерно-неоднородной модельной ионосферы [3,22,23]. Координаты точки пересечения соответствующего скачка лучевой траектории с поверхностью Земли (азимут трассы – α, расстояние до ИРИ – S) принимались за оценочное место расположения ИРИ.

В дальнейшем находились: среднеквадратичное отклонение σ_α оценочного азимута трассы α от истинного значения α_0, относительное среднеквадратичное отклонение расстояния до ИРИ σ_S/S_0 от истинного значения S_0. Кроме того, для характеристики вариаций углов прихода по результатам измерений вычислялось среднеквадратичное отклонение угла места от его среднего значения – σ_Δ. Результаты оценок среднемесячных значений указанных величин, полученные для 2017 г., приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1. Среднемесячные значения углов места (Δ), среднеквадратичных флуктуаций углов прихода (σ_Δ, σ_α) и относительной среднеквадратичной погрешности оценки дальности до ИРИ (σ_S/S_0) для различных частот, мод распространения радиоволн и времени суток.

f ,кГц	Нор	Месяц	Δ ,град.	σ_Δ ,град.	σ_α ,град.	σ_S/S_0 ,%	Мода	Время
4996	1	4	9,1	1,6	0,5	12,2	Es	13:00
			24,9	4,6	2,5	12,4	F2	22:00
		5	9,1	1,5	0,8	10,9	Es	13:00
			22,2	7,0	1,8	9,2	F2	22:00
		6	9,2	1,5	0,7	11,1	Es	13:00
			21,1	6,3	1,9	9,3	F2	22:00
		7	9,2	1,5	0,6	10,8	Es	13:00
			21,8	8,0	2,1	11,1	F2	22:00
	2	4	19,5	1,9	1,2	14,1	2Es	13:00
			49,7	4,2	5,1	16,6	2F2	22:00
		5	19,1	2,2	1,5	16,5	2Es	13:00
			39,8	11,7	4,0	15,4	2F2	22:00
		6	19,1	2,1	1,4	16,2	2Es	13:00
			44,6	6,0	4,0	13,5	2F2	22:00
		7	19,0	2,1	11,	16,5	2Es	13:00
			33,3	12,5	3,3	14,8	F2	22:00
	3	4	55,8	4,5	3,2	6,5	3F2	13:00
			60,5	2,2	3,7	16,0	3Es	22:00
		5	54,6	8,8	3,7	6,2	3F2	13:00
			57,8	3,1	5,1	16,1	3Es	22:00
		6	57,1	7,4	4,3	7,5	3F2	13:00
			57,3	3,0	4,6	15,7	3Es	22:00
		7	57,7	4,6	3,7	4,2	3F2	13:00
			56,9	2,3	4,8	17,6	3Es	22:00

9996	1	4	9,8	0,8	0,9	17,9	1Es	07:00
			14,4	6,6	0,7	13,5	1F2	18:00
		5	10,6	1,4	1,1	13,2	1Es	07:00
			16,6	6,8	1,7	12,8	1F2	18:00
		6	11,0	1,8	1,0	12,7	1Es	07:00
			16,7	6,7	1,2	12,8	1F2	18:00
		7	11,8	5,3	1,1	22,5	1Es	07:00
			13,6	5,2	0,9	12,2	1F2	18:00
8052	1	4	19,5	11,1	0,8	11,4	1F2	13:00
			24,1	5,1	1,0	6,6	1F2	18:00
		5	16,4	11,1	1,0	12,1	1F2	13:00
			17,3	8,8	1,1	10,4	1F2	18:00
		6	15,0	10,8	1,0	11,8	1F2	13:00
			18,9	10,0	1,2	11,0	1F2	18:00
		7	17,6	11,5	0,9	11,8	1F2	13:00
			18,1	9,5	1,0	10,2	1F2	18:00
	2	4	33,5	13,7	2,3	16,4	2F2	13:00
			43,5	2,0	1,7	18,2	2F2	18:00
		5	22,5	3,2	2,0	15,8	2Es	13:00
			48,6	1,4	2,7	19,3	2F2	18:00
		6	26,2	5,9	1,6	14,1	2F2	13:00
			20,4	0,3	0,6	21,3	2Es	18:00
		7	21,9	2,0	1,2	13,7	2Es	13:00
			20,8	0,5	1,4	17,8	2Es	18:00

Таблица 2. Среднемесячные значения среднеквадратичной относительной погрешности оценки дальности до ИРИ σ_S / S_0 в процентах для трасс различной протяженности и ориентации по месяцам для разных скачков распространения.

f, кГц	2017 г. Нор	4	5	6	7
4996	1	12,5	11,0	11,0	11,0
	2	13,7	15,9	15,9	16,5
	3	14,7	14,1	14,1	15,3
9996	1	13,0	15,7	16,8	16,3
8052	1	10,7	11,2	11,1	11,0
	2	14,4	15,7	15,0	13,2

Причем в таблице 1 показаны среднемесячные значения по месяцам года при усреднении за один час соответствующего месяца для различных частот и мод

распространения. В таблице 2 показаны среднемесячные значения по месяцам года при усреднении за соответствующий месяц для различных частот и скачков распространения. Отметим, что при получении данных таблиц 1 и 2 учитывались только сигналы с отношением сигнал/шум не менее 20 дБ. Из таблиц видно, что погрешность однопозиционной оценки дальности на основе прогностической модели ионосферы IRI-2016 с учетом прогноза параметров Es-слоя не превышает 20%. В тоже время типичная погрешность оценки дальности до ИРИ, усредненная по частоте, дальности и направлению трассы, составляет 13,6%. По результатам измерений на различных частотах, на трассах разной протяженности и ориентации, это значение следует признать в качестве типичного при условии использования прогностических моделей ионосферы и разделения многолучевого поля на парциальные составляющие. Полученные погрешности хорошо согласуются с результатами, приведенными в работах [13,14] для австралийского континента и результатами работ [16,17].

Обращает внимание тот факт, что значения погрешностей оценки дальности σ_S / S_0 по результатам отражений от регулярного F2 слоя и от спорадического слоя Es близки. В то же время для отражений от спорадического слоя Es вариации углов прихода в вертикальной плоскости σ_Δ и, особенно, в горизонтальной плоскости σ_α значительно меньше соответствующих значений F2 мод. Эта особенность обусловлена, как показано в работах [16, 17], влиянием на углы прихода радиоволн перемещающихся ионосферных возмущений.

5. Заключение

На основе однопозиционной оценки дальности до ИРИ на двух среднеширотных трассах различной протяженности и ориентации в условиях разделения одно-, двух- и трехскачковых F2-мод распространения показано, что девиации углов места парциальных мод достигают в азимутальной плоскости 5 градусов, а в угломестной – значений до 10 градусов. Столь существенные изменения углов прихода связаны с присутствием в ионосфере перемещающихся ионосферных возмущений.

Вариации углов прихода Es-мод различной кратности имеют существенно меньшие значения, достигая в угломестной плоскости 2-3 градусов, а в азимутальной 1-2 градусов. Для односкачковых Es-мод вариации углов прихода меньше в два раза.

По результатам непрерывных круглосуточных измерений в течение апреля–июля 2017 г. на трассах протяженностью около 1000 км в условиях выделения одно-, двух- и трехскачковых парциальных мод распространения установлено, что использование модели IRI-2016 и глобальной аналитической модели спорадического Es-слоя для решения обратной задачи определения по углам прихода координат ИРИ сопровождается относительными погрешностями по дальности, которые достигают 20%.

Следует считать, что типичной относительной погрешностью определения дальности до ИРИ с использованием прогностической модели ионосферы IRI-2016 и глобальной аналитической модели спорадического Es-слоя является величина 13%.

Литература

1. Gething P. J. D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-filds. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1976. –329p.
2. Gething P. J. D. Radio direction finding and superresolution. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. –365p.
3. Кравцов Ю .А., Орлов Ю. И. Геометрическая оптика неоднородных сред. –М:Наука, 1971. –116с.
4. Барабашов Б. Г., Вертоградов Г. Г., Хонду А. А. Оценка эффективности использования вертикального зондирования в угломерно-дальномерных комплексах диапазона декаметровых радиоволн // Радиотехника, 1987, №9. –С. 3-7.
5. Вертоградов Г. Г., Вертоградов В. Г., Кондаков Е. В., Шевченко В. Н. Способ однопозиционного определения местоположения ДКМВ передатчиков. №2285934 РФ МПК G01S 5/04, заявл. 15.06.2004, опубл. 20.10.2006.
6. Вертоградов 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.
7. Денисенко П. Ф., Вертоградов Г. Г., Шевченко В. Н., Кузнецов Е. В. Использование радиодиагностики ионосферы в задаче пеленгации источников декаметрового излучения// Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т.11, №5. –С.24-27.
8. Барабашов Б. Г., Мальцева О. А. Ионосферное обеспечение однопозиционных пеленгаторов-дальномеров диапазона декаметровых волн// Труды НИИР: Сб.ст. –М.,2003. –С.120-126.
9. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. –М.: Радио и связь, 2003. –200 с.
10. Грешилов А. А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов. –М:Университетская книга; Логос, 2009. –360 с.
11. Bilitza D.International Reference Ionosphere 1990, NSSDC/WDC-A-R&S 90-22, November 1990.
12. 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,V.4, №A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004. –Pp.1-12.
13. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. –Pp.309-310.
14. Lay K. Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems// Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on. 28-30 April 2009. –Pp.1-5. DOI:10.1049/cp2009.0083.
15. Erhel Y., Marie F. An Operational HF System for Single Site Localization// Military Communications Conference, 2007. MILCOM 2007. IEEE. 29-31 Oct. 2007. –Pp.1-5. DOI:10.1109/MILCOM.2007.4455110.
16. 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 широкоапертурного пеленгатора-дальномера и ЛЧМ-ионозонда-радиопеленгатора//Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2017, Т. 60, № 12. –С.1072-1092.
17. 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.
18. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. –М.:Мир, 1990. –584с., ил.
19. Вертоградов Г. Г., Мятежников Ю. П. Многооконный метод спектрального анализа сигналов, отраженных от ионосферы// Геомагн. и аэрономия, 2004, Т.44, №3. –С.357-371.
20. Шевченко В. Н., Емельянов Г. С., Вертоградов Г. Г. Способ обнаружения и определения двухмерного пеленга и частоты источников радиоизлучения. №2190236 РФ 7G01S 5/0, заявл. 13.09.2000, опубл. 27.09.2002.

21. Вертоградов Г. Г., Вертоградов В. Г., Кондаков Е. В., Шевченко В. Н. Способ однопозиционного определения местоположения ДКМВ передатчиков. №2285934 РФ МПК G01S 5/04, заявл. 15.06.2004, опубл. 20.10.2006.
22. Барабашов Б. Г., Вертоградов Г. Г. Динамическая адаптивная структурно-физическая модель ионосферного радиоканала //Математическое моделирование, 1996, Т.8, № 2. –С.3-18.
23. Вертоградов Г. Г. Имитатор широкополосного ионосферного радиоканала// Радиотехника и электроника, 2003, Т.48, №11. –С.1322-1329.
24. Овезгельдыев О. О., Михайлова Г. В. Глобальная аналитическая модель спорадического слоя Е для практики радиосвязи// Изв. АН ТССР. сер. физ.-техн., хим. и геол. Наук, 1985, №.6. –С.23-25.

REFERENCES

1. Gething, P. J. D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-filds. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1976. –329p.
2. Gething, P. J. D. Radio direction finding and superresolution. –London: Peter Peregrinus Ltd, 1990. -365p.
3. Kravtsov, Y.A., Orlov Y. I. Geometrical Optics of Inhomogeneous Media – Häftad Engelska, 2011-12-30. –312p.
4. Barabashov, B. G., Vertogradov, G. G., Honda, A. A. Evaluation of the effectiveness of the use of vertical sensing in angular-distance measuring complexes of a decameter radio wave range // Radioengineering, 1987. No.9. –Pp.3-7.
5. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Kondakov, E. V., Shevchenko, V. N. The method of single-position location of HF transmitters. №2285934 of the Russian Federation IPC G01S 5/04, appl. 15.06.2004, publ. 10/20/2006.
6. Vertogradov, G. G., Kondakov, E. V. Errors in solving the inverse problem of single-point positioning, due to errors in forecasting the state of the ionosphere // Geomagnetism and Aeronomy, 2003. V.43, No.6. –Pp.799-803.
7. Denisenko, P. F., Vertogradov, G. G., Shevchenko, V. N., Kuznetsov, E. V. The use of radio diagnostics of the ionosphere in the problem of direction finding of decameter radiation sources // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006. V.11, No.5. –P.24-27.
8. Barabashov, B. G., Maltseva, O. A. Ionospheric support of single-position direction finders rangefinders of the decameter wave range // Proceedings of NIIR: Coll. –M., 2003. –Pp.120-126.
9. Ratynskiy, M. V. Adaptatsiya i sverkhrazresheniye v antennykh reshetkakh. –M.: Radio i svyaz'. 2003. – 200s.
10. Greshilov, A. A. Incorrect tasks of digital processing of information and signals. –M: University Book; Logos, 2009. –360 p.
11. Bilitza, D.International Reference Ionosphere 1990, NSSDC/WDC-A-R&S 90-22, November 1990.
12. 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, V.4, No.A07. DOI: 10.1051/swsc/2014004. –Pp.1-12.
13. Lay, K. A real-time HF Single-Station Location system development// Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008. –Pp.309-310.
14. Lay, K.Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems// Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on. 28-30 April 2009. –Pp.1-5. DOI:10.1049/cp2009.0083.
15. Erhel, Y., Marie, F. An Operational HF System for Single Site Localization// Military Communications Conference, 2007. MILCOM 2007. IEEE. 29-31 Oct. 2007. –Pp.1-5. DOI:10.1109/MILCOM.2007.4455110.
16. 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. V.60, No.12. –Pp.960-977.

17. Vertogradov, G. G., Chaika, E. G. Estimation of the accuracy of one-position positioning on mid-latitude highways with different ways of setting the ionospheric environment. Radiotekhnika, 2016. No.11. –Pp. 217-224.
18. Marple, S. Lawrence, Jr. Digital Spectral Analysis with applications. – Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall, 1987. –492p.
19. Vertogradov, G. G., Mutezhnikov, Yu. P. Multiwindow method of spectral analysis of signals reflected from the ionosphere// Geomagn. and Aeronomy, 2004. V.44, No.3. –Pp.357-371.
20. Shevchenko, V. N., Emelyanov, G. S., Vertogradov, G. G. The method of detecting and determining the two-dimensional bearing and frequency of radio sources. №2190236 RF 7G01S 5/0, Appl. 13.09.2000, publ. September 27, 2002.
21. Vertogradov, G. G., Vertogradov, V. G., Kondakov, E. V., Shevchenko, V. N. The method of single-position location of HF transmitters. №2285934 of the Russian Federation IPC G01S 5/04, appl. 15.06.2004, publ. 10/20/2006
22. Barabashov, B. G., Vertogradov, G. G. Dynamic adaptive structural-physical model of the ionospheric radio channel // Mathematical modeling, 1996. V.8, No.2. –Pp.3-18.
23. Vertogradov, G. G. Simulator of a broadband ionospheric radio channel // Radioengineering and electronics, 2003. V.48, No.11. –Pp.1322-1329.
24. Ovezgeldyev, O. O., Mikhailova, G. V. Global analytical model of the sporadic layer E for the practice of radio communications // Izv. AN TSSR. sir Phys.-tech., him. and geol. Science, 1985. No.6. –Pp.23-25.

АЗИМУТАЛЬНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИДИСТАНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Е. С. Артемова, М. П. Сличенко

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

Аннотация. При азимутальном пеленговании источников радиоизлучения с помощью многоканальных обнаружителей-пеленгаторов, расположенных на подвижных носителях, возникают дополнительные ошибки пеленгования, обусловленные ненулевым углом прихода радиоволн относительно плоскости расположения антенных элементов. Использование навигационной информации об углах ориентации летательного аппарата в процессе его движения позволяет повысить точность и достоверность азимутального пеленгования источников радиоизлучения. Предлагаемый способ азимутального пеленгования наземных источников радиоизлучения справедлив для эквидистантных кольцевых антенных решеток с произвольными характеристиками направленности антенных элементов в условиях воздействия пространственно-коррелированного гауссовского шума неизвестной интенсивности.

Ключевые слова: азимутальное пеленгование, достоверность пеленгования, летательный аппарат, матрица поворотов, многоканальный обнаружитель-пеленгатор, система координат, средняя квадратическая ошибка пеленгования, углы Эйлера уровень боковых лепестков, эквидистантная кольцевая антенная решетка.

THE AZIMUTHAL DIRECTION FINDING OF GROUND SOURCES OF RADIO EMISSION WITH EQUISPACED CIRCULAR ARRAY LOCATED IN AIRCRAFT

E. S. Artemova, M. P. Slichenko

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

Abstract. The additional direction finding errors due to the non-zero angle of the radio waves arrival point on the antenna system arise in the case of azimuthal direction finding of radio emission sources using multi-channel direction finder detectors located on mobile carriers. Using the navigation information about the orientation angles of the aircraft array as the carrier moves in solving the problem of direction finding allows improving the accuracy and reliability of azimuth direction finding. The proposed method of direction azimuth finding is valid for equispaced circular array with unrestricted of the antenna elements against of a spatially correlated Gaussian noise with unknown intensity.

Keywords: aircraft array, an average quadratic error direction finding location, azimuth direction finding, coordinate system, equispaced circular array, Euler angles, a matrix of rotations, multichannel detector-direction finder, reliability of direction finding, side lobe level.

1. Введение

В рамках теории статистической радиотехники задача пеленгования источников радиоизлучений (ИРИ) представляет собой задачу различения статистических гипотез о параметрах закона распределения наблюдаемых данных – измеренных комплексных

амплитуд напряжений на выходах многоканальной антенной системы (АС) обнаружителя-пеленгатора (ОП). Оценка направления на ИРИ осуществляется путем глобальной максимизации решающей функции – пеленгационного рельефа [1], зависящего от векторной комплексной диаграммы направленности (ВКДН) АС ОП, накопленной в серии измерений матрицы взаимных энергий спектральных компонент сигнала ИРИ и матрицы ковариации аддитивного шума [2].

ВКДН АС характеризует структуру и характеристики направленности антенных элементов АС в азимутально-угломестной плоскости и *определяется в системе координат, связанной с АС.* Ввиду этого положение глобального максимума пеленгационного рельефа соответствует оценкам углов ориентации единичного вектора направления прихода радиоволны в системе координат, связанной с АС, и в случае плоской АС – углов ориентации относительно плоскости расположения антенных элементов.

Результаты оценивания направления на ИРИ используются для определения координат ИРИ триангуляционным способом. Так как координаты ИРИ определены в неподвижной системе координат, связанной с землей (для большинства задач – в топографической проекции Гаусса-Крюгера), то и оценки углов направления на ИРИ необходимо определять в этой системе координат. В случае пеленгования в азимутально-угломестной плоскости преобразование направления на ИРИ в связанную с землей систему координат предполагает использование стандартной процедуры вращения единичного вектора по трем углам Эйлера-Колмогорова: крен, тангаж и курс (рысканье).

С целью повышения дальности обнаружения ИРИ и увеличения размеров зоны радиомониторинга ОП размещают над поверхностью земли на летательном аппарате (ЛА). В этом случае плоскость расположения элементов АС меняет ориентацию в пространстве в соответствии с эволюцией движения ЛА, а характеристики точности и достоверности пеленгования будут зависеть от текущих углов крена, тангажа и курса ЛА. Следовательно, для пеленгования ИРИ с ЛА необходимо обеспечить прием радиоволны в общем случае с ненулевым углом относительно плоскости АС, зависящим как от взаимного расположения ИРИ и АС, так и от углов пространственной ориентации носителя. Полученная в связанной с ЛА системе координат оценка вектора направления на ИРИ с использованием информации о текущих углах ориентации ЛА преобразуется в неподвижную систему координат, связанную с землей.

Однако, в важном для многих практических приложений случае, когда отношение высоты полета ЛА к горизонтальной дальности до наземного ИРИ много меньше единицы, информативным параметром направления на ИРИ в неподвижной системе координат является только азимут, что определяет актуальность постановки *задачи азимутального пеленгования наземного ИРИ.*

По мнению авторов, для физически адекватной и математически корректной постановки данной задачи необходимо учесть следующие аспекты. В этом случае естественно полагать, что плоскость поляризации радиоволны остается неизменной, в отличие от ориентации АС в системе координат, связанной с землей. Напряжения на

выходах антенных элементов зависят от углов прихода радиоволны относительно плоскости АС (в случае объемной АС – плоскости нулевых углов крена и тангажа), что определяет необходимость учета ориентации АС в пространстве. В большинстве практических ситуаций ВКДН АС определена в связанной системе координат, в которой направление прихода радиоволны определяется двумя углами: углом прихода в плоскости нулевых кренов и тангажей, и углом прихода в перпендикулярной плоскости. Кроме того, термин «пеленг» определен в неподвижной системе координат, связанной с землей, что вызывает дополнительные трудности в определении пеленга при преобразовании компонент вектора направления прихода радиоволны из произвольно ориентированной в пространстве подвижной системы координат в неподвижную земную.

В частности, в работе [3] авторами предложено измерять угол прихода радиоволны в системе координат АС и определять перпендикулярную плоскости АС полуплоскость, пересечение которой с поверхностью земли определяет на поверхности последней «линию положения», ориентация которой в проекции Гаусса-Крюгера определяет азимут на ИРИ. В указанной трактовке определение координат наземного ИРИ триангуляционным способом с нескольких ЛА предполагает анализ взаимной ориентации определенных выше полуплоскостей с каждого ЛА. Одной из особенностей данного подхода является то, что точка начала «линии положения» на поверхности земли в общем случае при произвольных углах ориентации ЛА применительно к наземному ИРИ может быть существенно удалена от точки висения ЛА (точки под ЛА на поверхности земли).

По мнению авторов настоящей работы, более универсальным и сообразным физической сущности процесса пеленгования наземного ИРИ с произвольно ориентированного в пространстве ЛА является использование следующих исходных предпосылок.

1 Задача пеленгования формулируется и решается в одной и той же неподвижной земной системе координат, в которой определено понятие пеленга на ИРИ и математически корректно его использование для решения задачи определения координат ИРИ триангуляционным способом.

2 Изменение ориентации ЛА в пространстве обуславливает соответствующее изменение ориентации АС в земной системе координат, а вместе с ним – изменение «отклика» АС, характеризуемого ВКДН АС. Действительно, истинные значения напряжений на выходах АС от принимаемой радиоволны ИРИ, имеющего фиксированный азимут, зависят от углов ориентации АС, что необходимо учитывать посредством преобразования ВКДН АС в неподвижную систему координат.

На основе данных предпосылок задачу азимутального пеленгования наземного ИРИ с ЛА сформулируем следующим образом: *по совокупности наблюдаемых данных – комплексных амплитуд напряжений на выходах АС ОП, а также измерений углов ориентации ЛА в пространстве, необходимо разработать правило принятия решения о справедливой статистической гипотезе: о наличии либо отсутствии радиоволны ИРИ,*

излучающего с некоторого азимута в неподвижной земной системе координат (топографической проекции Гаусса-Крюгера).

Из-за имеющихся ограничений на массогабаритные характеристики ОП при размещении их на борту ЛА, широкое распространение получили плоские АС. Для таких АС точность и достоверность пеленгования существенно ухудшаются при стремлении к нулю угла направления прихода радиоволны в вертикальной плоскости (перпендикулярной плоскости расположения антенных элементов АС), что обусловлено уменьшением апертуры АС в проекции на плоскость волнового фронта радиоволны. В случае не использования информации об ориентации ЛА возникают дополнительные ошибки пеленгования, с увеличением отношения апертуры АС к длине радиоволны повышается вероятность аномальной ошибки пеленгования, что приводит не только к снижению точности и достоверности пеленгования, но и к уменьшению рабочего диапазона частот ОП (коэффициента перекрытия АС по частоте).

Таким образом, при размещении АС на ЛА имеет место противоречие между имеющимися масса-габаритными ограничениями с одной стороны и требуемой точностью и достоверностью пеленгования наземных ИРИ с другой стороны, что определяет целесообразность разработки способа азимутального пеленгования наземных ИРИ ОП с плоской АС, основанного на учете навигационной информации об углах пространственной ориентации ЛА и преобразовании наблюдаемых данных в неподвижную земную систему координат.

Цель работы – разработка в рамках теории статистической радиотехники способа азимутального пеленгования наземных ИРИ ОП, расположенным на ЛА, по совокупности наблюдаемых данных – комплексных амплитуд напряжений на выходах АС ОП, а также измерений углов ориентации ЛА в пространстве.

2. Постановка задачи

Рассмотрим случай пеленгования плоской монохроматической волны ОП с плоской АС вида ЭКАР, размещенной на ЛА. АС имеет $N>3$ антенных элементов, подключенных ко входам N-канального пеленгаторного приемника, и характеризуется N-мерной векторной комплексной диаграммой направленности (ВКДН) $\dot{\mathbf{H}}(\alpha,\beta)$, определенной в системе координат АС и зависящей от единичного вектора $\mathbf{k}$ направления прихода плоской радиоволны,

$$\mathbf{k}=\begin{pmatrix}\cos(\alpha)\cdot\cos(\beta)\\ \sin(\alpha)\cdot\cos(\beta)\\ \sin(\beta)\end{pmatrix}, \qquad (1)$$

где α – азимут, а β – угол места прихода радиоволны волны в системе координат, связанной с антенной системой. ВКДН может быть получена по результатам ее электродинамического моделирования АС, либо по результатам экспериментального измерения характеристик направленности элементов АС.

В процессе пеленгования в качестве наблюдаемых данных (НД) будем рассматривать совокупность измеренных на выходах АС ОП комплексных амплитуд напряжений:

$$\Re = \{ \dot{\mathbf{U}}_1, \dot{\mathbf{U}}_2, ..., \dot{\mathbf{U}}_r \} \tag{2}$$

где $r = \overline{1, R}$ – порядковый номер последовательных во времени серии измерений напряжений,

$$\dot{\mathbf{U}}_r = \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}(\alpha, \beta) + \dot{\boldsymbol{\xi}}_r, \tag{3}$$

$\dot{E}_r$ – комплексные амплитуды напряженности составляющей электрического (магнитного) поля радиоволны, приходящей с направления (α, β) в системе координат АС; $\dot{\boldsymbol{\xi}}_r$ – N-мерный вектор шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовские случайные величины с одинаковой для всех измерений матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}} = \left\langle \dot{\boldsymbol{\xi}}_r \left(\dot{\boldsymbol{\xi}}_r \right)^{\mathrm{H}} \right\rangle$; $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ – оператор эрмитова сопряжения, $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения по вероятности.

Функцию правдоподобия НД запишем в виде многомерной гауссовской плотности вероятности

$$W(\Re | \alpha, \beta) = \frac{1}{\pi^{2NR} \left| \dot{\mathbf{K}} \right|^R} \exp\left(- \sum_{r=1}^{R} \left(\dot{\mathbf{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}(\alpha, \beta) \right)^{\mathrm{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \left(\dot{\mathbf{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}(\alpha, \beta) \right) \right) \tag{4}$$

где $\left| \dot{\mathbf{K}} \right|$ – определитель матрицы $\dot{\mathbf{K}}$; $\dot{\mathbf{K}}^{-1}$ – матрица, обратная матрице $\dot{\mathbf{K}}$.

В [1] показано, что в результате максимизации функции (4) по комплексным амплитудам напряженности радиоволны и неизвестной интенсивности шума максимально правдоподобная оценка $(\hat{\alpha}, \hat{\beta})$ направления на ИРИ находится как аргумент глобального максимума пеленгационного рельефа, определенного в подвижной системе координат АС:

$$(\hat{\alpha}, \hat{\beta}) = \arg \sup_{\alpha, \beta} [M(\alpha, \beta)] \tag{5}$$

$$M(\alpha, \beta) = \frac{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\alpha, \beta) \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\alpha, \beta)}{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\alpha, \beta) \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\alpha, \beta)} \tag{6}$$

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=1}^{R} \dot{\mathbf{U}}_r \left(\dot{\mathbf{U}}_r \right)^{\mathrm{H}} \tag{7}$$

«накопленная» по серии измерений выборочная матрица взаимных энергий.

Истинное значение единичного вектора $\mathbf{k}_0$ в направлении на ИРИ в неподвижной земной системе координат с учетом измеренных навигационных параметров ЛА будет иметь вид:

$$\mathbf{k}_0 = \mathbf{R}(\varphi, \theta, \psi) \cdot \mathbf{k},$$

$$\mathbf{R}(\varphi,\theta,\psi)=\begin{vmatrix}\cos\phi & -\sin\phi & 0\\ \sin\phi & \cos\phi & 0\\ 0 & 0 & 1\end{vmatrix}\cdot\begin{vmatrix}\cos\theta & 0 & \sin\theta\\ 0 & 1 & 0\\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta\end{vmatrix}\cdot\begin{vmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & \cos\psi & -\sin\psi\\ 0 & \sin\psi & \cos\psi\end{vmatrix},$$

где $\mathbf{R}$ – матрица вращения ЛА в трехмерном евклидовом пространстве [4], зависящая от углов пространственной ориентации: φ – угол крена, θ – угол тангажа, ψ – угол курса;

$$\mathbf{k}_0=\begin{pmatrix}\cos(\alpha_0)\\ \sin(\alpha_0)\\ 0\end{pmatrix},$$

т.к. при выполнении условия: отношении высоты подъема ЛА к горизонтальной дальности до ИРИ много меньшем единицы, справедливо приближение $\cos(\beta_0)\approx 1$, $\sin(\beta_0)\approx 0$.

Тогда, пеленгационный рельеф *в неподвижной системе координат*, связанной с землей, имеет следующий вид,

$$M(\alpha_0|\varphi,\theta,\psi)=\frac{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\alpha,\beta)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\alpha,\beta)}{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\alpha,\beta)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\alpha,\beta)}, \tag{8}$$

$$\alpha=arctg\left(\frac{\left(\mathbf{R}^{\mathrm{T}}(\varphi,\theta,\psi)\mathbf{k}_0\right)_1}{\left(\mathbf{R}^{\mathrm{T}}(\varphi,\theta,\psi)\mathbf{k}_0\right)_0}\right),\ \beta=\arcsin\left(\left(\mathbf{R}^{\mathrm{T}}(\varphi,\theta,\psi)\mathbf{k}_0\right)_2\right).$$

$\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k}_0)$ – ВКДН АС ОП в земной системе координат, зависящая от истинного азимута на ИРИ и трех углов ориентации ЛА. Оценка $\hat{\alpha}_0$ направления на ИРИ находится путем глобальной максимизации (8) с учитом ориентации АС в пространстве,

$$\hat{\alpha}_0=\arg\sup_{\alpha_0}\left[M(\alpha_0|\varphi,\theta,\psi)\right]. \tag{9}$$

Таким образом, в результате учета углов ориентации АС в пространстве, пеленгационный рельеф (8), а, следовательно, и положение его глобального максимума, определены в неподвижной земной системе координат. Предлагаемый способ азимутального пеленгования лишен необходимости дополнительного преобразования результатов пеленгования между системами координат, а также учета ориентации полуплоскости [3] относительно поверхности земли. Азимут направления на наземный ИРИ находится в соответствии с выражениями (8) и (9).

3. Повышение точности и достоверности пеленгования при определении азимутального направления наземного источника радиоизлучения с учетом навигационных параметров ЛА.

Ниже представлены результаты анализа характеристик предлагаемого способа азимутального пеленгования в случае ОП с семиэлементной ($N=7$) ЭКАР. На рисунках 1-4 представлена азимутальная зависимость функции неопределенности (ФН) – пеленгационного рельефа при бесконечно большом отношении си гнал/шум – в случае

ОП с семиэлементной ЭКАР при отношении радиуса решетки к длине волны $R/\lambda = 1$ (рисунки 1а-4а) и при $R/\lambda = 2{,}2$ (рисунки 1б - 4б), направление азимута 180 град., угла места 0 град. Сплошная кривая – ФН, учитывающий навигационные параметры ЛА, пунктирная кривая – ФН семиэлементной ЭКАР. Расчеты проведены при следующих значениях углов ориентации ЛА:

$\theta = 0,\ \varphi = 0,\ \psi = 0$ – рис.1 а,б;

$\theta = 20,\ \varphi = 0,\ \psi = 0$ – рис.2 а,б;

$\theta = 0,\ \varphi = 20,\ \psi = 0$ – рис.3 а,б;

$\theta = 20,\ \varphi = 20,\ \psi = 0$ – рис.4 а,б;

При изменении ориентации ЛА в пространстве (изменение углов крена, тангажа, курса) проекцией на плоскость ЭКАР является эллипс (рисунок 2).

Иллюстрация процесса изменения координат расположения антенных элементов ЭКАР на плоскости относительно «горизонтально» ориентированной АС представлены на рисунке 3: рисунку 3а) соответствуют значения $\theta = 0,\ \varphi = 0,\ \psi = 0$; 3б) – $\theta = 60,\ \varphi = 0,\ \psi = 0$; 3в) – $\theta = 0,\ \varphi = 60,\ \psi = 0$.

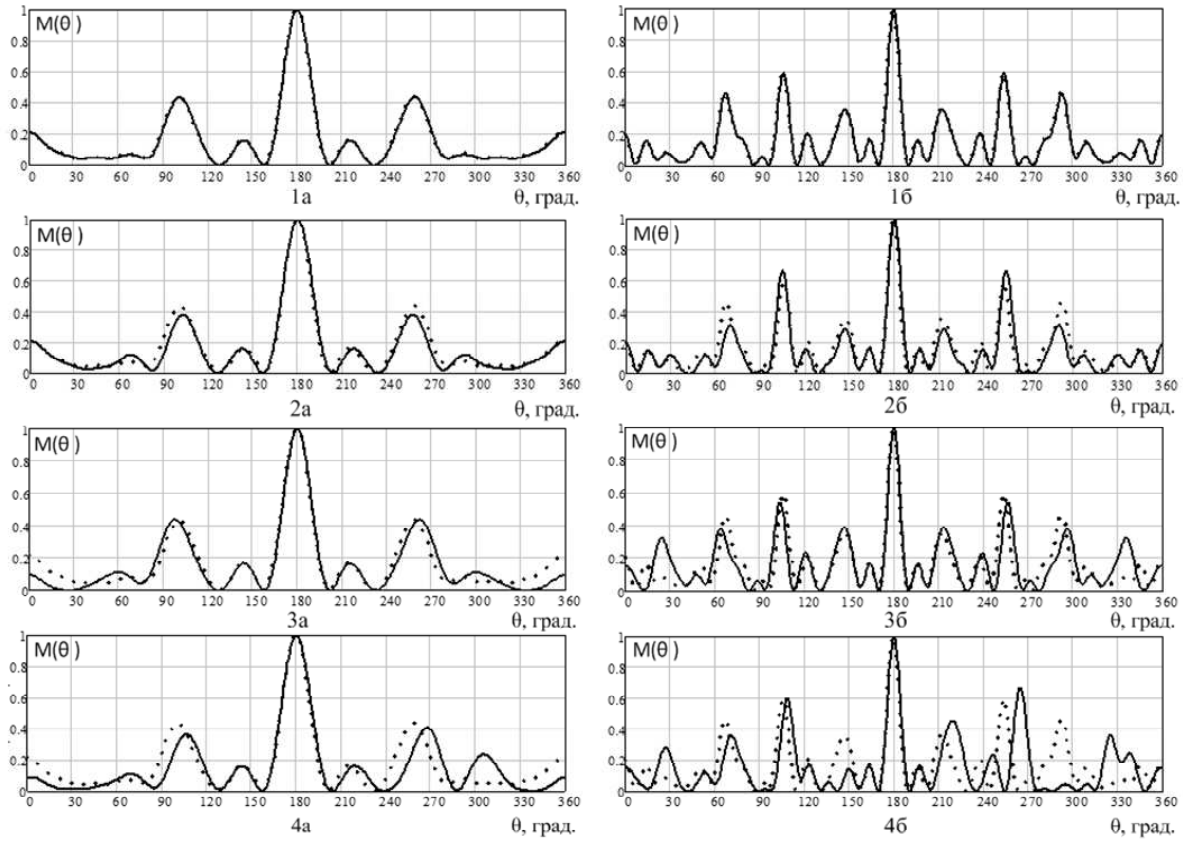


Рис.1. Зависимость ФН от азимута на наземный ИРИ.

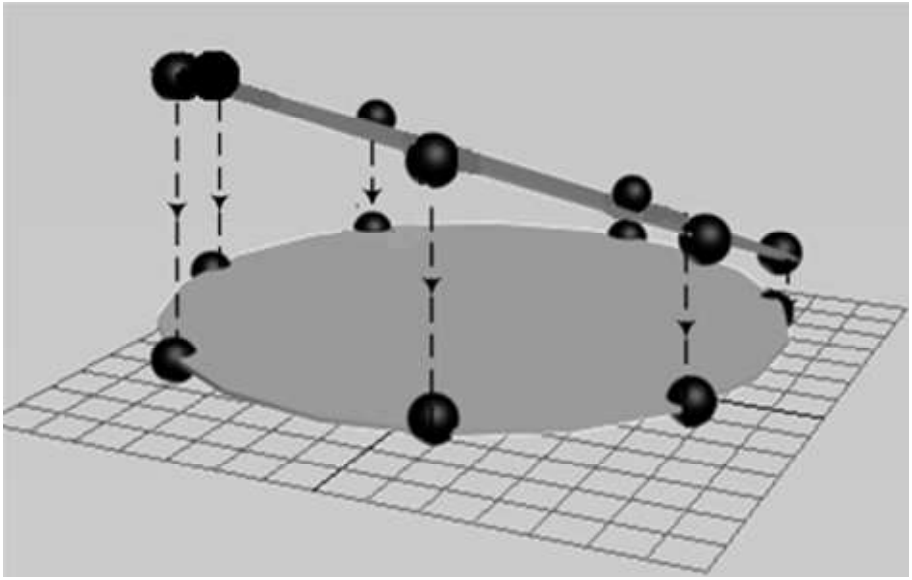


Рис. 2. Иллюстрация конфигурации семиэлементной ЭКАР и ее проекции на горизонтальную плоскость при положительном тангаже ЛА.

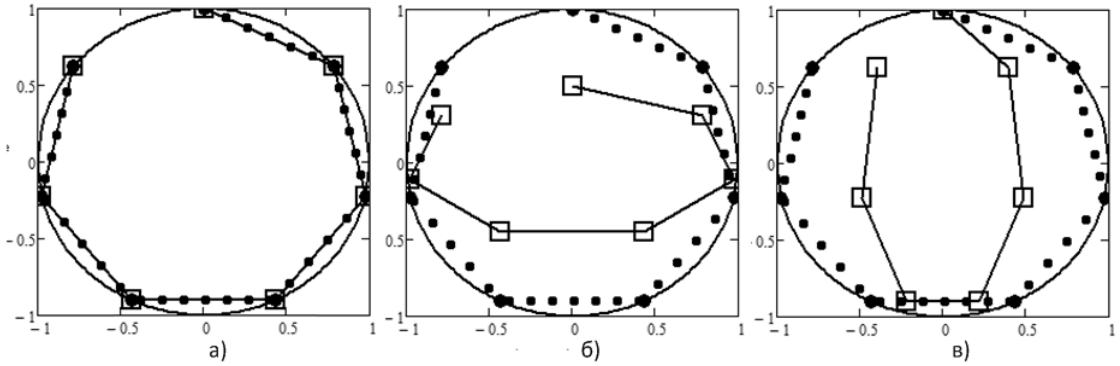


Рис. 3 Изменение координат антенных элементов ЭКАР при изменении навигационных параметров ЛА.

На рис. 4а - 5а представлены зависимости ФН от направления азимута и угла места при нулевых углах ориентации ЛА отношении радиуса решетки к длине волны $R/\lambda = 1$ (рис. 4а) и $R/\lambda = 2.2$ (рис. 5а). На рис. 4б – 5б приведены зависимости ФН от направления азимута прихода волны при значениях угла места $\beta = 0$ град. (сплошная кривая) и $\beta = 20$ град. (пунктирная кривая). На рис. 6-7 приведены аналогичные зависимости ФН от направления азимута и угла места при произвольной ориентации ЛА в пространстве при отношении радиуса решетки к длине волны $R/\lambda = 1$ (рис. 6) и $R/\lambda = 2.2$ (рис. 7). Из приведенных рисунков видно, что ФН при фиксированном азимуте на ИРИ зависит угла прихода радиоволны в плоскости, перпендикулярной плоскости ЭКАР. С увеличением отношения радиуса решетки к длине волны R/λ при

$\beta \neq 0$ град. появляются новые боковые лепестки, что увеличивает вероятность аномальной ошибки.

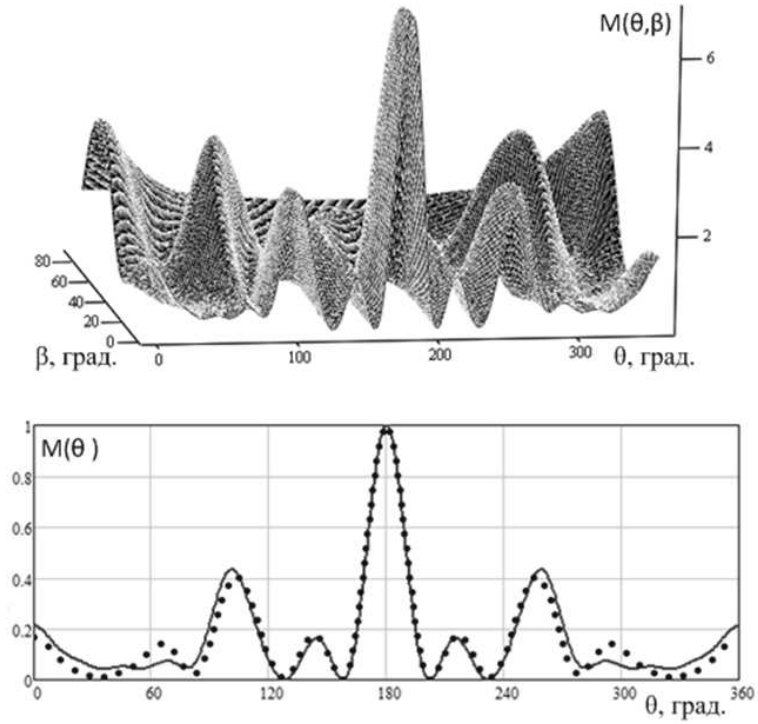


Рис 4. Зависимость ФН от азимута и угла места прихода волны при $R/\lambda = 1$ и нулевых углах ориентации ЛА в пространстве.

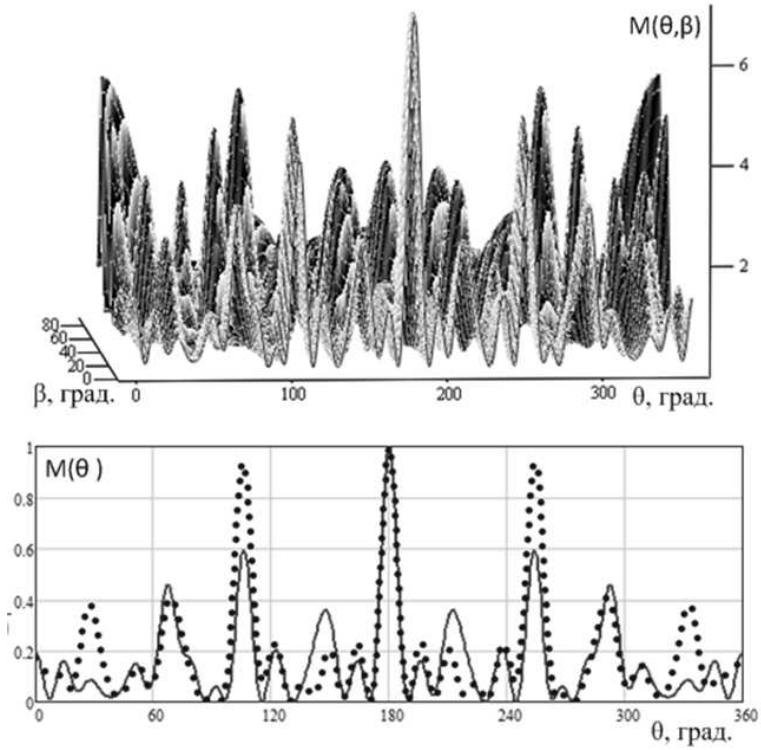


Рис 5. Зависимость ФН от азимута и угла места прихода волны при $R/\lambda = 2.2$ и нулевых углах ориентации ЛА в пространстве.

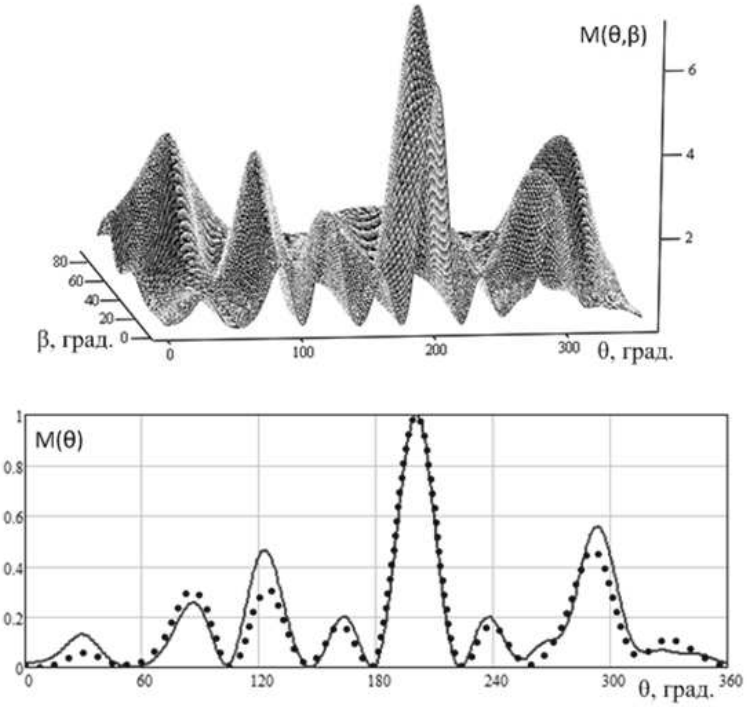


Рис 6. Зависимость ФН от азимута и угла места прихода волны при $R/\lambda = 1$ и произвольных ненулевых углах ориентации ЛА в пространстве.

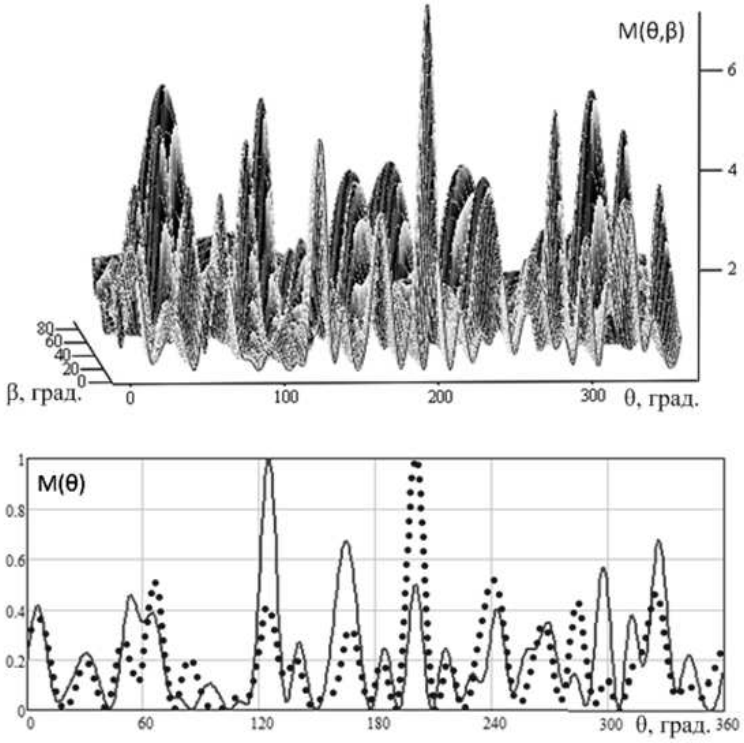


Рис 7. Зависимость ФН от азимута и угла места прихода волны при $R/\lambda = 2.2$ и произвольных ненулевых углах ориентации ЛА в пространстве.

4. Заключение.

Задача азимутального пеленгования наземного ИРИ с ЛА сформулирована в рамках теории статистической радиотехники как задача различения статистических гипотез о наличии либо отсутствии радиоволны ИРИ, излучающего с некоторого азимута в неподвижной земной системе координат.

Предлагаемый способ азимутального пеленгования наземных ИРИ основан на преобразовании ВКДН АС из произвольной ориентированной подвижной системы координат в неподвижную с учетом измеренных углов ориентации ЛА в пространстве. Дополнительного преобразования результатов пеленгования между системами координат, а также учета ориентации полуплоскости относительно поверхности земли не требуется, азимут направления на наземный ИРИ находится из полученных компонент единичного вектора (9). Использование навигационной информации об углах пространственной ориентации АС позволяет осуществлять поиск азимута на ИРИ в криволинейном срезе двумерного азимутально-угломестного пеленгационного рельефа, соответствующем эволюции ориентации вектора направления прихода радиоволны в азимутальном круге при произвольной ориентации АС.

Предлагаемый способ азимутального пеленгования позволяет исключить ошибки пеленгования, обусловленные ненулевым углом прихода радиоволны относительно плоскости расположения антенных элементов, повысить точность и достоверность пеленгования наземных ИРИ, а также последующего измерения их координат.

Литература

1. Дмитриев И. С., Сличенко М. П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации. // Антенны, 2011, В. 5. – С. 59-64.
2. Артемова Е.С., Сличенко М.П. Выбор способа накопления спектральных компонент радиосигналов для повышения точности и достоверности пеленгования источников радиоизлучений.// Антенны, 2018, В. 5. – С. 47-55.
3. Виноградов А. Д., Дмитриев И. С. Способы и характеристики местоопределения наземного источника радиоизлучения при радиопеленговании с борта летательного аппарата. // Антенны, 2016, В. 6. – С. 4-44.

References

1. Dmitriev, I. S., Slichenko, M. P. Maximum probable detection and estimation of the direction of arrival and the amplitude of the intensity of a radio wave using a multi-channel direction finder with an antenna system of arbitrary configuration. // Antennas, 2011, Vol. 5. - Pp. 59-64.
2. Artemova E.S., Slichenko, M. P. Choice of the method of accumulation of spectral components of radio signals to improve the accuracy and reliability of direction finding location the sources of radio emissions. // Antennas, 2018, Vol. 5. - Pp. 47-55.
3. Vinogradov, A. D., Dmitriev, I. S. Methods and characteristics of the positioning of a ground-based radio source during radio direction finding from an aircraft. // Antennas, 2016, No. 6. - Pp. 4-44.

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ И ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ МАНЕВРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПО ЧАСТОТНО-УГЛОМЕРНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

Э. А. Кирсанов[1], С. А. Колесников[1]

[1]ВУНЦ ВВС « ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен алгоритм разделения смешанного потока частотно-угломерных измерений и фильтрации координат маневрирующих объектов в трехмерном пространстве на основе обработки данных в многопозиционной радиосистеме, состоящей из цифровых панорамных обнаружителей-пеленгаторов.

Ключевые слова: алгоритм разделения смешанного потока измерений; источник радиоизлучения; многопозиционная радиосистема; фильтрация координат, эффект Доплера.

ALGORITHM OF DIVISION OF PRIMARY MEASUREMENTS AND FILTRATION OF COORDINATES OF THE MANEUVERING OBJECTS MULTIPOSITION RADIO SYSTEM IN THREE-DIMENSIONAL SPACE ON FREQUENCY AND GONIOMETRIC MEASUREMENTS

E. A. Kirsanov[1], S. A. Kolesnikov[1],

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

Abstract. The algorithm of division of the mixed stream of frequency and goniometric measurements and filtration of coordinates of the maneuvering objects in three-dimensional space on the basis of data processing in the multiposition radio system consisting of digital panoramic detectors direction finders is considered.

Keywords: algorithm of division of the mixed stream of measurements; radio emission source; multiposition radio system; filtration of coordinates, Dopler's effect.

1. Введение

В [1] исследовались алгоритмы разделения смешанного потока первичных измерений и фильтрации декартовых координат источников радиоизлучения (ИРИ) на плоскости по частотно-угломерным измерениям в условиях наличия пропусков и аномальных наблюдений. Так как в общем случае характер движения объектов является маневрирующим как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях, то представляет интерес обобщение задачи разделения на случай движения ИРИ в трехмерном пространстве, что приводит к необходимости учета изменения не только угловых координат ИРИ, но и частот их сигналов вследствие эффекта Доплера.

Цель работы – исследование алгоритма разделения смешанного потока первичных измерений и фильтрации координат подвижных ИРИ в трехмерном пространстве на основе обработки частотно-угломерных измерений в многопозиционной системе цифровых панорамных обнаружителей-пеленгаторов.

2. Постановка и решение задачи

Пусть задана область ответственности многопозиционной радиосистемы (МРС) размером $D_x \times D_y \times D_z$ и векторы координат обнаружителей-пеленгаторов (ОП) $\mathbf{x}_{p_i} = (x_{p_i}, y_{p_i}, z_{p_i})^T$, $i = \overline{1,M}$, M - количество ОП.

Согласно [1, 2], реализация алгоритма фильтрации в случае наличия потока измерений от нескольких ИРИ предусматривает осуществление процедур «завязки» начальных гипотез, сопровождения последовательностей наблюдений в динамических стробах селекции (ДСС) и принятия решений об истинности сопровождаемых гипотез. Для синтеза подобных алгоритмов изначально требуется задать уравнения состояния и наблюдения.

Уравнение для вектора состояния подвижного ИРИ $\mathbf{x}_k = (f, X_k, V_{xk}, Y_k, V_{yk}, Z_k, V_{zk})^T$ размерностью $\mathrm{m} = 7$, включающего несущую частоту сигнала (f), декартовы координаты (X_k, Y_k, Z_k) и проекции скорости (V_{xk}, V_{yk}, V_{zk}) ИРИ в трехмерном пространстве, можно представить в виде [3]

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}_{k+1}\mathbf{x}_k + \mathbf{g}_{k+1}\mathbf{u}_k, \qquad (1)$$

где $\mathbf{f}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \tau & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \tau & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \tau \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{g}_{k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \tau^2/2 & 0 & 0 \\ \tau & 0 & 0 \\ 0 & \tau^2/2 & 0 \\ 0 & \tau & 0 \\ 0 & 0 & \tau^2/2 \\ 0 & 0 & \tau \end{bmatrix}$, $\mathbf{u}_k = (u_{xk}, u_{yk}, u_{zk})^T$ – вектор возмущающих воздействий с нулевым средним $\mathbf{M}[\mathbf{u}_k] = 0$ и ковариационной матрицей $\mathbf{M}[\mathbf{u}_k^T \mathbf{u}_k] = \mathbf{q}_k$, τ - интервал времени между шагами наблюдения. Элементы вектора возмущающих воздействий имеют размерность ускорения.

В результате решения на k - ом шаге наблюдения для каждой частотной позиции – анализируемой полосы обзора (ПО) задачи обнаружения – оценивания с выходов радиоприемных устройств (РПУ) всех постов наблюдения поступают измеренные значения несущей частоты сигнала, азимута и угла места ИРИ. При отсутствии ошибок измерения оценки частоты связаны с координатами ИРИ и пеленгаторов следующей зависимостью [4]

$$f_i = h_{f_i}(\mathbf{x}_k) = f\left(1 - \frac{(X_k - X_{pi})V_{xk} + (Y_k - Y_{pi})V_{yk} + (Z_k - Z_{pi})V_{zk}}{c\sqrt{(X_k - X_{pi})^2 + (Y_k - Y_{pi})^2 + (Z_k - Z_{pi})^2}}\right), \; i = \overline{1,M}, \qquad (2)$$

где c - скорость света, а оценки азимутов и углов места – зависимостями

$$\alpha_i = h_{\alpha_i}(\mathbf{x}_k) = arctg\left\{\frac{X_k - X_{pi}}{Y_k - Y_{pi}}\right\},$$

$$\beta_i = h_{\beta_i}(\mathbf{x}_k) = arctg\left\{\frac{Z_k - Z_{pi}}{\sqrt{(X_k - X_{pi})^2 + (Y_k - Y_{pi})^2}}\right\}, \; i = \overline{1,M}, \qquad (3)$$

поясняемыми рисунком 1, где показано взаимное расположение ИРИ и i – го пеленгатора, размещенного в начале координат.

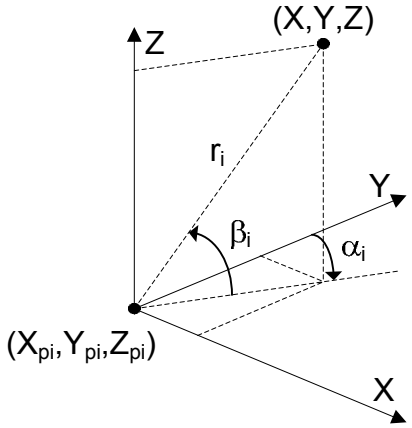


Рис. 1. Геометрия системы местоопределения

При этом количество «шумовых» наблюдений, сформированных на незанятых сигналом частотных позициях, аппроксимируется распределением Пуассона с интенсивностью [5] $\lambda \approx N\alpha / S_p$, где N - количество квадратурных отсчетов входной реализации; α - заданный при обнаружении уровень значимости (вероятность ложной тревоги); $S_p = \Delta f \Delta\alpha \Delta\beta$, Δf – ширина ПО, $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ – ширина рабочих секторов по азимуту и углу места.

На первом после начала работы РПУ шаге наблюдения, содержащем измерения $\mathbf{z}_{kg_j} = (\hat{f}_{kg_j}, \hat{\alpha}_{kg_j}, \hat{\beta}_{kg_j})^T$, $g = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, m_{kg}}$, осуществляется формирование всевозможных комбинаций отождествленных по частоте наблюдений. При этом комбинация $\mathbf{z}_{k1*}$,…, $\mathbf{z}_{kM*}$ считается отождествленной по частоте, если для каждой пары наблюдений выполняется условие

$$| \hat{f}_{kg*} - \hat{f}_{kl*} | < n_f \sigma_f \sqrt{2}, \; g = \overline{1, M-1}, \; l = \overline{g+1, M}, \tag{4}$$

где n_f - параметр отождествления.

По каждой отождествленной комбинаций азимутов и углов места вычисляется оценка координат ИРИ в трехмерном пространстве по минимуму суммы квадратов расстояний до линий пеленгов [6-8] или на основе нейросетевого алгоритма [9] $\hat{\mathbf{T}} = (\hat{X}, \hat{Y}, \hat{Z})^T$, В этой точке, согласно [10], вычисляется соответствующая границе Рао-Крамера ковариационная матрица ошибок вычисления координат ИРИ

$$\mathbf{K}_X = \begin{bmatrix} D_x & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & D_y & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & D_z \end{bmatrix}, \tag{5}$$

где D_x, D_y и D_z - дисперсии по осям X, Y и Z, $K_{xy} = K_{yx}$, $K_{xz} = K_{zx}$ $K_{yz} = K_{zy}$ - корреляционные моменты.

После вычисления оценки координат ИРИ формируется начальная оценка вектора состояния гипотезы о подвижном ИРИ и ее ковариационной матрицы

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{(j)} = (\sum_{g=1}^{M} \hat{f}_{kg*} / M, \hat{X}, 0, \hat{Y}, 0, \hat{Z}, 0)^T,$$

$$\hat{\mathbf{P}}_k^{(j)} = \begin{bmatrix} \sigma_f^2 / M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_x & 0 & K_{xy} & 0 & K_{xz} & 0 \\ 0 & 0 & D_{V_x} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{yx} & 0 & D_y & 0 & K_{yz} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{V_y} & 0 & 0 \\ 0 & K_{zx} & 0 & K_{zy} & 0 & D_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_{V_z} \end{bmatrix}, \; j = \overline{1, K_g}, \qquad (6)$$

где D_{V_x}, D_{V_y}, D_{V_z} - априорные дисперсии проекций скорости. При этом число завязанных гипотез K_g равно общему количеству отождествленных комбинаций наблюдений.

Экстраполированная на следующий шаг оценка вектора состояния и ее ковариационная матрица для j - ой гипотезы о подвижном ИРИ определяются как

$$\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)} = \mathbf{f}_{k+1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(j)}, \; \hat{\mathbf{P}}_{k/k-1}^{(j)} = \mathbf{f}_{k+1} \hat{\mathbf{P}}_{k-1}^{(j)} \mathbf{f}_{k+1}^T + \mathbf{g}_{k+1} \mathbf{q}_k \mathbf{g}_{k+1}^T, \qquad (7)$$

а задающие центр и размеры ДСС экстраполированное значение вектора наблюдения и его ковариационная матрица, а также ковариационная матрица аномальных измерений для j - ой гипотезы о подвижном ИРИ определяются как

$$\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)} = \mathbf{h}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}), \; \mathbf{C}_{k/k-1}^{(j)} = \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}) \hat{\mathbf{P}}_{k/k-1}^{(j)} \mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)})^T + \mathbf{R}_k, \; \mathbf{S}_k^{(j)} = \frac{p_{id}}{n+2} \mathbf{C}_{k/k-1}^{(j)}, \qquad (8)$$

где $\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)}$ - центр строба гипотезы о подвижном ИРИ; $\mathbf{h}_k(\mathbf{x}_k) = (\mathbf{h}_{k1}(\mathbf{x}_k)^T, ..., \mathbf{h}_{kM}(\mathbf{x}_k)^T)^T$ - вектор-функция преобразования вектора состояния в вектор наблюдения, $\mathbf{h}_g(\mathbf{x}_k) = (h_{f_g}(\mathbf{x}_k), h_{\alpha_g}(\mathbf{x}_k), h_{\beta_g}(\mathbf{x}_k))^T$, $g = \overline{1, M}$; $\mathbf{R}_k = diag\{\mathbf{R}_{k1}, ..., \mathbf{R}_{kM}\}$ - матрица ковариации шумов нормального измерения с элементами $\mathbf{R}_{kg} = diag(\sigma_f^2, \sigma_\alpha^2, \sigma_\beta^2)$, $g = \overline{1, M}$;

$$\mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}_k(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^T} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}} = \left[\begin{array}{ccccccc} \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial f_1(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \\ \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial \alpha_1(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \\ \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial \beta_1(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial f_M(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \\ \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial \alpha_M(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \\ \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial f} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial X_k} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial Y_k} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial Z_k} & \frac{\partial \beta_M(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}} \end{array} \right]_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}}$$

- матрица частных производных, элементы которой равны

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial f}=\left(1-\frac{(X_k-X_{pi})V_{xk}+(Y_k-Y_{pi})V_{yk}+(Z_k-Z_{pi})V_{zk}}{c\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}}\right),$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial X_k}=-\frac{f}{c}\frac{(Y_k-Y_{pi})[(Y_k-Y_{pi})V_{xk}-(X_k-X_{pi})V_{yk}]+(Z_k-Z_{pi})[(Z_k-Z_{pi})V_{xk}-(X_k-X_{pi})V_{zk}]}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}[(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2]},$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}}=-\frac{f}{c}\frac{(X_k-X_{pi})}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}},$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial Y_k}=-\frac{f}{c}\frac{(X_k-X_{pi})[(X_k-X_{pi})V_{yk}-(Y_k-Y_{pi})V_{xk}]+(Z_k-Z_{pi})[(Z_k-Z_{pi})V_{yk}-(Y_k-Y_{pi})V_{zk}]}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}[(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2]},$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}}=-\frac{f}{c}\frac{(Y_k-Y_{pi})}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}},$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial Z_k}=-\frac{f}{c}\frac{(X_k-X_{pi})[(X_k-X_{pi})V_{zk}-(Z_k-Z_{pi})V_{xk}]+(Y_k-Y_{pi})[(Y_k-Y_{pi})V_{zk}-(Z_k-Z_{pi})V_{yk}]}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}[(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2]},$$

$$\frac{\partial f_m(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}}=-\frac{f}{c}\frac{(Z_k-Z_{pi})}{\sqrt{(X_k-X_{pi})^2+(Y_k-Y_{pi})^2+(Z_k-Z_{pi})^2}},$$

$$\frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial f}=0,\ \frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial X_k}=\frac{(Y-Y_{pm})}{(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2},\ \frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}}=0,$$

$$\frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial Y_k}=-\frac{(X-X_{pm})}{(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2},\ \frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}}=0,\ \frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial Z_k}=0,\ \frac{\partial \alpha_m(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}}=0,$$

$$\frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial f}=0,\ \frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial X_k}=-\frac{(X-X_{pm})(Z-Z_{pm})}{[(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2+(Z-Z_{pm})^2]\sqrt{(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2}},$$

$$\frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial V_{xk}}=0,\ \frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial Y_k}=-\frac{(Y-Y_{pm})(Z-Z_{pm})}{[(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2+(Z-Z_{pm})^2]\sqrt{(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2}},$$

$$\frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial V_{yk}}=0,\ \frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial Z_k}=\frac{\sqrt{(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2}}{[(X-X_{pm})^2+(Y-Y_{pm})^2+(Z-Z_{pm})^2]},\ \frac{\partial \beta_m(\mathbf{x})}{\partial V_{zk}}=0,\ m=\overline{1,M};$$

$p_{id}=\sqrt{n}+2$ - параметр идентификации, $n=3M$.

Из полученных после анализа очередной ПО наблюдений каждого ОП, согласно (4), формируются всевозможные комбинации отождествленных по частоте наблюдений, которые идентифицируются с сопровождаемыми гипотезами о подвижных ИРИ. Комбинация наблюдений $\mathbf{z}_k=(\mathbf{z}_{k1},...,\mathbf{z}_{kM})^T$ считается идентифицированной с j - ой гипотезой о подвижном ИРИ если выполняется условие

$$(\mathbf{z}_k-\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)})^T[\mathbf{C}_{k/k-1}^{(j)}]^{-1}(\mathbf{z}_k-\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)})<p_{id},$$

где $\mathbf{C}_{k/k-1}^{(j)}$ - ковариационная матрица вектора измерений. При этом разность азимутов и углов места должна вычисляться с учетом их цикличности. Из $m_k^{(j)}$ идентифицированных с j - ой гипотезой о подвижном ИРИ отождествленных

наблюдений $\mathbf{z}_{id_{k_p}}^{(j)}$, $p=\overline{1,m_k^{(j)}}$ выбирается ближайшее к центру ДСС (по Махаланобису) наблюдение

$$\mathbf{z}_{id_k}^{(j)}=\arg\min_p(\mathbf{z}_{id_{k_p}}^{(j)}-\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)})^T[\mathbf{C}_{k/k-1}^{(j)}]^{-1}(\mathbf{z}_{id_{k_p}}^{(j)}-\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)}),$$

подчиняющееся уравнению

$$\mathbf{z}_{id_k}^{(j)}=\mathbf{A}_k(\mathbf{h}_k(\mathbf{x}_k)+\mathbf{v}_k)+\mathbf{B}_k(\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)}+\mathbf{w}_k)+\mathbf{C}_k\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)}, \qquad (9)$$

где $\mathbf{A}_k=diag\{A_{k1}\mathbf{I}_n,...,A_{kM}\mathbf{I}_n\}$, $A_{kg}=1$ при выборе в результате идентификации в ДСС полезного измерения g - го ОП; $\mathbf{B}_k=diag\{B_{k1}\mathbf{I}_n,...,B_{kM}\mathbf{I}_n\}$, $B_{kg}=1$ при выборе в результате идентификации в ДСС ложного измерения g - го ОП; $\mathbf{C}_k=\mathbf{I}_{nM}-\mathbf{A}_k-\mathbf{B}_k$ - матрица, характеризующая факт пропуска (неполучения) наблюдения; $\mathbf{I}_A$ – единичная матрица размером $A\times A$; $\mathbf{v}_k$ - вектор гауссовских шумов нормального измерения с нулевым средним и ковариационной матрицей $M[\mathbf{v}_k\mathbf{v}_k^T]=\mathbf{R}_k$; $\mathbf{w}_k$ - вектор равномерных шумов аномального измерения с нулевым средним и ковариационной матрицей $M[\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^T]=\mathbf{S}_k$.

Затем осуществляется фильтрация вектора состояния j - ой гипотезы о подвижном ИРИ по выбранному наблюдению на основе условно-линейного фильтра в соответствии с выражениями [1, 2]

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{(j)}=\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)}+\mathbf{W}_k\Delta\mathbf{z}_k,\ \mathbf{W}_k=\mathbf{V}_k[\mathbf{U}_k]^+,\ \mathbf{V}_k=\hat{\mathbf{P}}_{k/k-1}^{(j)}\mathbf{H}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}^{(j)})^T\mathbf{P}_{a_k}^{(j)},$$

$$\mathbf{P}_{a_k}^{(j)}=diag\{P_{a_{k1}}^{(j)}\mathbf{I}_n,...,P_{a_{kM}}^{(j)}\mathbf{I}_n\},\ P_{a_{kg}}^{(j)}=\frac{(1-\delta_{\mathrm{m_k^{(j)},0}})P_{I_k}^{(j)}P_{os}^{(j)}}{P_{os}^{(j)}+(1-P_{os}^{(j)})\lambda\mathrm{S_p^{(j)}}/\mathrm{m_k^{(j)}}},\ g=\overline{1,M},$$

$\delta_{k,m}=1$ при $\mathrm{k=m}$, и $\delta_{k,m}=0$ $\mathrm{k\neq m}$ - символ Кронекера,

$$\mathbf{U}_k=\left\|\mathbf{U}_{kgl}\right\|,\ \mathbf{U}_{kgl}=P_{a_{kg}}^{(j)}\mathbf{C}_{k/k-1gg}^{(j)}+P_{b_{kg}}^{(j)}\mathbf{S}_{kgg}^{(j)}\ \text{при}\ g=l$$

$$\text{и}\ \mathbf{U}_{glk}=P_{a_{kg}}^{(j)}P_{a_{kl}}^{(j)}\mathbf{C}_{k/k-1gl}^{(p,j)}+P_{b_{kg}}^{(j)}P_{b_{kl}}^{(j)}\mathbf{S}_{kgl}^{(j)}\ \text{при}\ g\neq l,\ g=\overline{1,M},\ l=\overline{1,M},$$

$$P_{b_{kg}}^{(j)}=(1-\delta_{\mathrm{m_k^{(j)},0}})(1-P_{a_{kg}}^{(j)}),\ \hat{\mathbf{P}}_k^{(j)}=\hat{\mathbf{P}}_{k/k-1}^{(j)}-\mathbf{W}_k\mathbf{V}_k^T, \qquad (10)$$

где $\Delta\mathbf{z}_k$ – невязка текущего $\mathbf{z}_{id_k}^{(j)}$ и экстраполированного $\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}^{(j)}$ наблюдений; $^+$ - псевдообращение; $P_{os}^{(j)}=P_{11}P_s$; P_{11} - вероятность правильного обнаружения, P_s - вероятность правильной селекции; $P_{I_k}^{(j)}=(1-P_{oi}^{(3M)}(2))^{m_k^{(j)-1}}$; $P_{oi}^{(3M)}(2)=$ – вероятность ошибочной идентификации в присутствии одного мешающего наблюдения в $3M$ - мерном пространстве [2]; $\mathrm{S_p^{(j)}}=\pi\left|\mathbf{C}_{k/k-1gg}^{(j)}\right|^{1/2}p_{id}$ - площадь строба гипотезы о подвижном ИРИ [10].

Каждая комбинация не идентифицированных ни с одной из гипотез о подвижном ИРИ отождествленных наблюдений порождает новую гипотезу о подвижном ИРИ в соответствии с (6).

3. Результаты моделирования

Для оценивания эффективности рассмотренного алгоритма разделения смешанного потока частотно-угломерных измерений и фильтрации координат

маневрирующих объектов моделировалась работа четырех ИРИ, характеристики которых представлены в таблице 1. При этом первый и второй объект являлись подвижными, а второй и третий – неподвижными, расположенными на земной поверхности. При моделировании задавались значения нормальных ошибок измерения частоты $\sigma_f = 0{,}1$ кГц, ошибок измерения азимута $\sigma_\alpha = 2$ градуса и угла места $\sigma_\beta = 1$ градус, интервала дискретизации времени между шагами наблюдения $\tau = 1$ секунда, минимальной и максимальной скорости цели соответственно $V_{min} = 0{,}04$ и $V_{max} = 0{,}05$ км/с, максимального ускорения объекта $a_{max} = 0{,}01$ км/с^2. Аномальные измерения частоты, азимута и угла места моделировались по равномерному закону соответственно внутри полосы обзора, рабочих секторов по азимуту и углу места. Размер области ответственности МРС задавался равным $10 \times 10 \times 10$ км. Минимальное и максимальное значения частоты сигнала ИРИ задавались равными $f_{min} = 1990$ и $f_{max} = 2000$ МГц. Количество пеленгаторов было задано равным $M = 3$, а количество отсчетов входной реализации - $N = 8192$.

Таблица 1. Характеристики источников радиоизлучения

Номер объекта	Частота, кГц	Начальное значение координаты X, км	Начальное значение координаты Y, км	Начальное значение координаты Z, км
1	1999527.821497	7.040622	14.538775	5.981585
2	1995187.030597	0.222098	8.758856	8.985957
3	1995382.997968	9.102352	10.252925	0
4	1993068.303770	0.344695	12.153351	0

Истинные траектории движения для подвижных объектов показаны на рисунке 2 зелеными линиями, а местоположение неподвижных объектов показано зелеными точками. Здесь крестиком обозначено начальное положение ИРИ. Размещенные на оси OX пеленгаторы показаны кружками.

На рисунке 3 приведен пример решения задачи оценивания траекторий объектов за 100 шагов фильтрации. Здесь на истинные траектории объектов наложены результаты фильтрации (текущие оценки) их координат, обозначенные синими точками.

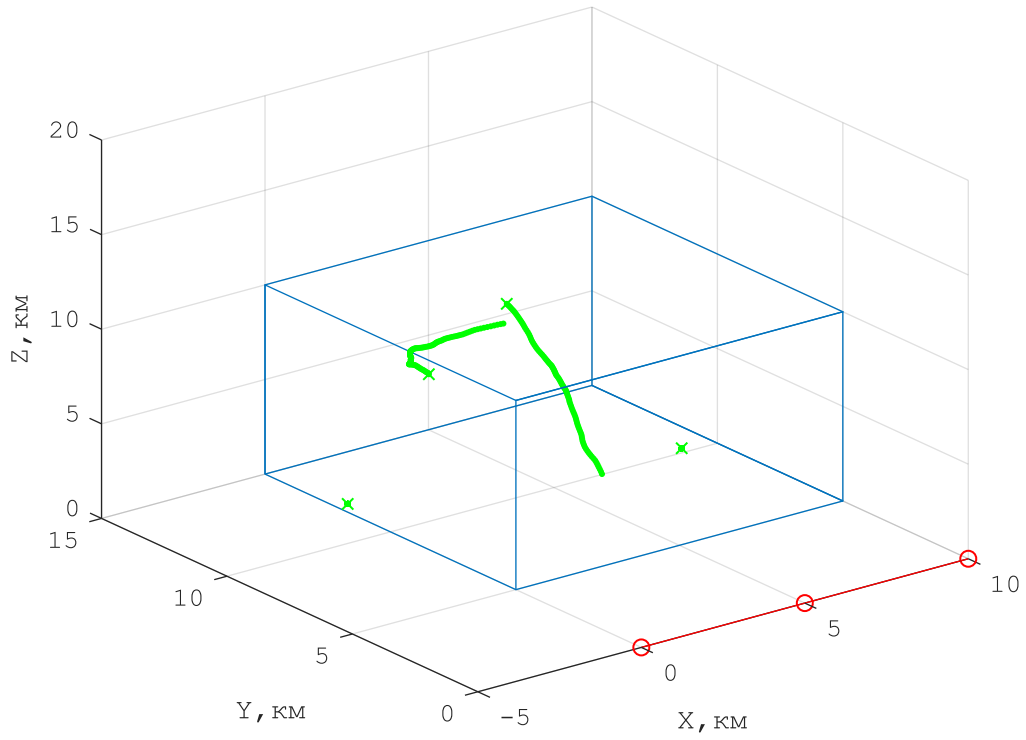


Рис. 2. Истинные траектории движения объектов

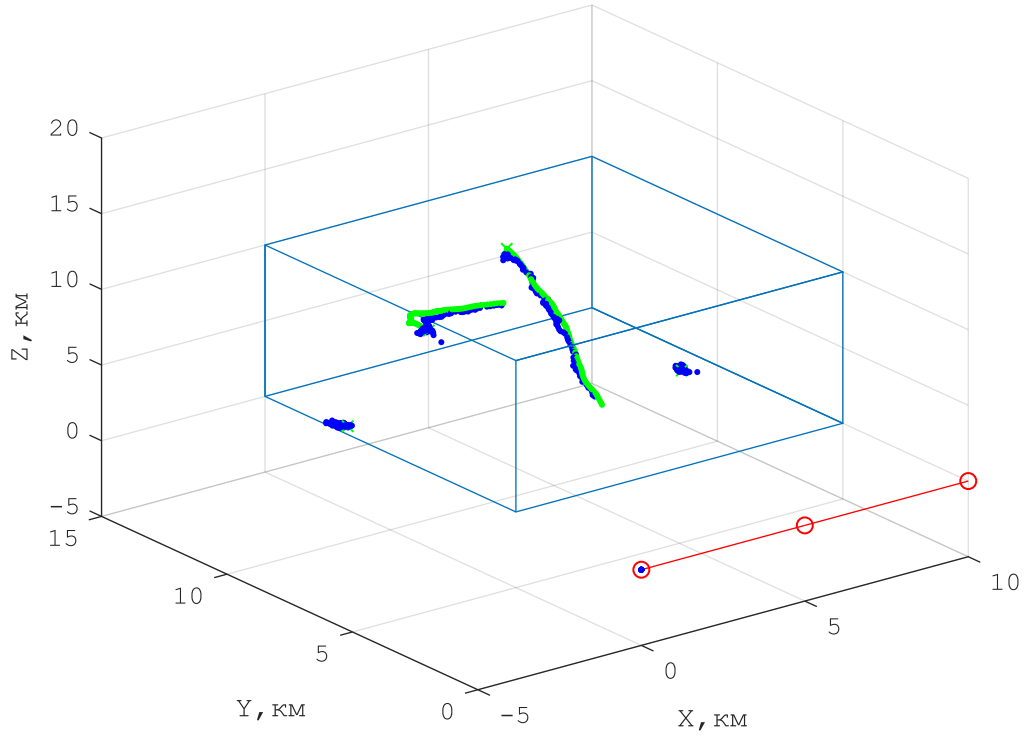


Рис. 3. Пример оценивания траекторий объектов

Результаты решения задачи разделения частотно-угломерных измерений и фильтрации координат маневрирующих объектов представлены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты решения задачи разделения

Номер гипотезы	Оценка частоты, кГц	Оценка скорости км/с	Решение о типе объекта
1	1999527.822456	0.092	Подвижный
2	1995187.015349	0.134	Подвижный
3	1995382.975070	0.017	Неподвижный
4	1993068.296223	0.023	Неподвижный

4. Заключение

На первом шаге наблюдения было сформировано 4 гипотезы, сопровождаемых на последующих шагах. Решение о типе объекта принималось на основе сравнения оценки скорости движения ИРИ на последнем шаге сопровождения с минимально возможным значением скорости подвижного объекта, которое было принятии равным $V_{min} = 0{,}04$ км/с. Как видно из таблицы 1, оценки скорости для первой и второй гипотез превысили минимальное значение, поэтому соответствующие указанным гипотезам объекты были приняты подвижными. Для третей и четвертой гипотез оценки скорости не превысили минимальное значение, поэтому соответствующие указанным гипотезам объекты были приняты неподвижными.

Литература

1. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. 344 с.
2. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника, 2004. 352 с.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах / В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.; Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. 846 с.
4. Тисленко В.И., Савин А.А. Оценка местоположения наземного источника радиоизлучения в космической системе с измерениями частоты сигналов // Радиотехника, 2006, № 11. С. 24-30.
5. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 2001. 575 с.
6. Колесса А.Е. Оценивание координат совокупности объектов, наблюдаемых многопозиционной системой пеленгаторов // Радиотехника и электроника, 1987, № 12. С. 2534 - 2541.
7. Селетков В.Л. Вариант решения задачи триангуляции // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1994, № 3. С. 65 - 67.
8. Булычев Ю.Г., Бурлай И.В., Крицкий Я.В. Линейный вариант решения задачи триангуляции в условиях априорной неопределенности // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2001, № 3. С. 60 - 66.
9. Кирсанов Э.А., Колесников С.А. Нейросетевая реализация алгоритма оценивания координат источника радиоизлучения угломерной многопозиционной радиосистемой в трехмерном пространстве // Радиотехника, 2017, № 9. - С. 45 – 59.
10. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
11. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. М.: Мир, 1976. 512 с.

REFERENCES

1. Kirsanov E. A., Sirota A.A. Information processing in the spatial distributed systems of radio monitoring: statistical and neural network approaches. M.: FIZMATLIT, 2012. 344 p.
2. Radziyevsky V. G., Sirota A.A. Theoretical bases of radio-electronic investigation. M.: Radio engineering, 2004. 352 p.
3. Information technologies in radio engineering systems/VA. Vasin, I. B. Vlasov, Yu. M. Egorov, etc.; Under the editorship of I. B. Fedorov. M.: MSTU publishing house of N. E. Bauman, 2011. 846 p.
4. Tislenko V. I., Savin A. A. Otsenka of location of a land-based source of a radio emission in space system with measurements of frequency of signals//Radio engineering, 2006, No. 11. Pp. 24-30.
5. Venttsel E. S. Probability theory. M.: The higher school, 2001. 575 p.
6. A.E's wheels. Estimation of coordinates of set of the objects observed by multiposition system of direction finders//the Radio technician and the electronic engineer, 1987, No. 12. Pp. 2534 - 2541.
7. Seletkov V. L. Version of the solution of a problem of a triangulation//News of higher education institutions. Radio electronics, 1994, No. 3. Pp. 65 - 67.
8. Bulychev Yu. G., Burlay I.V., Kritsky Ya. V. Linear version of the solution of a problem of a triangulation in the conditions of aprioristic uncertainty//News of higher education institutions. Radio electronics, 2001, No. 3. Pp. 60 - 66.
9. Kirsanov E. A., Kolesnikov S.A. Neural network realization of an algorithm of estimation of coordinates of a source of a radio emission goniometric multiposition radio system in three-dimensional space//Radio engineering, 2017, No. 9. - Pp. 45 - 59.
10. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. The theory and technology of processing of radar information against the background of hindrances. M.: Radio and communication, 1981. 416 p.
11. Duda R., Hart P. Recognition of images and analysis of scenes. M.: World, 1976. 512 p.

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА БИТА В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА ФОНЕ ХАОТИЧЕСКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ С ПОСТОЯННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ РАДИОИМПУЛЬСА

А.В. Петров, В.В. Михалев

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация. Проведен анализ воздействия хаотической импульсной помехи (ХИП) с постоянной длительностью и случайной начальной фазой радиоимпульса на канал передачи данных, реализующий когерентный способ приема сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (ФМн). Получены аналитические выражения, для расчета вероятности ошибочного приема бита как функции отношения мощностей и длительностей радиоимпульсов помехи и сигнала на входе приемника подавляемого канала. Предполагалось, что начальные фазы радиоимпульсов помехи распределены по равномерному закону.

Ключевые слова: хаотическая импульсная помеха, фазовая манипуляция, вероятность ошибочного приема бита, отношение мощности помехи к мощности сигнала, отношение длительности радиоимпульса помехи к длительности радиоимпульса сигнала, равномерно распределенная начальная фаза радиоимпульса.

BIT-ERROR RATE IN DATA CHANNEL WITH BINARY PHASE-SHIFT KEYED SIGNALS RECEIVING UNDER THE IMPACT OF CHAOTIC IMPULSE JAMMING WITH CONSTANT DURATION AND RANDOM PHASE OF RADIO-IMPULSE

A.V. Petrov, V.V. Mikhalev

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. The effect of chaotic impulsive jamming with constant duration and random phase of pulse upon a data channel with coherent reception of binary phase shift keyed signal has been analyzed. Analytic expressions for estimation of bit-error rate as a function of jamming power-to-signal power ratio and jamming pulse duration-to-signal pulse duration ratio at the input of a receiver have been obtained. It was supposed that phases of a hindrance pulses are uniformly distributed.

Keywords: chaotic impulse jamming, phase-shift keying, bit error rate, jamming power-to-signal power ratio, jamming pulse duration-to-signal pulse duration ratio, uniformly distributed radio-pulse phase.

При решении задач в интересах защиты или, наоборот, разрушения информации, а также для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств является актуальной оценка эффективности функционирования канала передачи данных на фоне помехи с частотно-временной структурой подобной структуре передаваемого в канале сигнала. В качестве такой помехи для каналов с фазовой манипуляцией (ФМн) может рассматриваться хаотическая импульсная помеха ХИП [1, 2]. Под ХИП понимают сигнал, представляющий собой последовательность радиоимпульсов, параметры которых от импульса к импульсу меняются случайно [1]. При оценке

вероятности ошибочного приема символа (бита) в условиях ХИП, необходимо учитывать, что в течение одного тактового интервала передачи символа (бита) на него оказывают влияние несколько следующих один за другим импульсов ХИП, каждый из которых отличается от предыдущего одним или несколькими параметрами [3, 4]. Ранее помехоустойчивость приема сигналов с двоичной ФМн на фоне ХИП со случайными, равномерно распределенными, начальными фазами радиоимпульсов, и с постоянными длительностями радиоимпульсов, равными длительностям тактового интервала в канале, анализировалась в [3], а под воздействием ХИП с равномерно распределенными начальными фазами и распределенными по показательному закону длительностями радиоимпульсов в [4]. Однако, возможны и другие значения длительностей радиоимпульсов ХИП, при которых длительности импульсов помехи, оказавшихся внутри тактового интервала, представляют собой случайные величины, и при оценке помехоустойчивости необходимо учитывать совместную плотность распределения этих импульсов. В частности, влияние ХИП, имеющих длительность радиоимпульсов постоянную, но не совпадающую с длительностью тактового интервала сигнала на каналы передачи данных с ФМн не исследовано.

Целью работы является определение плотности распределения вероятностей длительностей импульсов ХИП внутри тактового интервала передачи сигнала в интересах оценки вероятности ошибочного приема бита в канале с двоичной фазовой манипуляцией под воздействием ХИП с постоянной длительностью радиоимпульса и равномерно распределенными начальными фазами радиоимпульсов.

Пусть на длительности тактового интервала сигнала $T_{\text{с}}$, при заданной длительности радиоимпульса ХИП $T_{\text{п}}$, с вероятностью $p(n,T_{\text{с}},T_{\text{п}})$ происходит n изменений параметра помехи, тогда в пределах тактового интервала имеется $n+1$ промежуток времени θ_i, $i=1,...,n+1$, $\sum_{i=1}^{n+1}\theta_i = T_{\text{с}}$. На протяжении каждого из этих промежутков параметры помехи неизменны. Обозначив $p_b(n,\theta_1,\ldots,\theta_i,\ldots,\theta_{n+1})$ вероятность ошибочного приема бита в канале при заданном количестве и значениях интервалов θ_i, среднюю вероятность ошибочного приема бита можно представить в следующем виде:

$$\overline{p}_b = \sum_{n=0}^{\infty} p(n,T_{\text{с}},T_{\text{п}}) \int_0^{T_{\text{с}}} \cdots \int_0^{T_{\text{с}}-\sum_{i=1}^{i-1}\theta_i} \cdots \int_0^{T_{\text{с}}-\sum_{i=1}^{n}\theta_i} p_b(n,\theta_1,\ldots,\theta_i,\ldots,\theta_{n+1}) w(\theta_1,\ldots,\theta_i,\ldots,\theta_{n+1}) d\theta_{n+1}\cdots d\theta_i \cdots d\theta_1, \qquad (1)$$

где $w(\theta_1,\ldots,\theta_i,\ldots,\theta_{n+1})$ – плотность распределения интервалов θ_i.

Найдем вероятность $p(n,T_{\text{с}},T_{\text{п}})$ и плотность распределения $w(\theta_1,\ldots,\theta_i,\ldots,\theta_{n+1})$.

При $T_{\text{п}} > T_{\text{с}}$ на произвольно выбранном тактовом интервале передачи сигнала может не оказаться ни одного момента смены начальной фазы помехи с вероятностью $p(0,T_{\text{с}},T_{\text{п}})$, а с вероятностью $p(1,T_{\text{с}},T_{\text{п}})$ такой момент будет только один. $T_{\text{п}}$, во время которого не происходит изменения начальной фазы помехи. Рассмотрим произвольный интервал длительностью $T_{\text{п}}$ (рисунок 1, *а*), моменты начала и окончания этого интервала показаны на оси времени черными точками. В пределах $T_{\text{п}}$ начинается тактовый интервал сигнала длительность $T_{\text{с}}$. Моменты начала и окончания $T_{\text{с}}$ обведены

окружностью. Из соотношений, приведенных на рисунке, видно, что если момент начала тактового интервала сигнала, окажется в пределах промежутка $T_{\text{п}} - T_{\text{с}}$ (левее белой точки, отстоящей от момента окончания импульса ХИП на $T_{\text{с}}$), то внутри тактового интервала сигнала не окажется ни одной точки, соответствующей моменту манипуляции помехи. Если же (см. рисунок 1, *б*) момент начала тактового интервала сигнала, попадает в интервал длительностью $T_{\text{с}}$, отсчитанный от момента окончания импульса помехи (правее белой точки), то внутри $T_{\text{с}}$ окажется одна точка, соответствующая моменту окончания импульса помехи, и на передаваемый при этом символ воздействуют два разных импульса помехи с длительностями θ_1 и $\theta_2 = T_{\text{с}} - \theta_1$. При этом θ_1 – случайная величина, равномерно распределенная в пределах $T_{\text{с}}$.

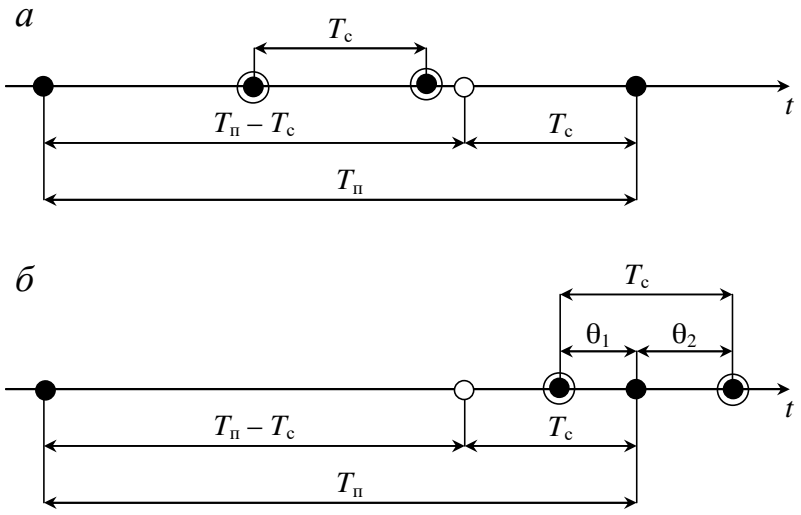


Рис. 1. Соотношения между длительностями импульсов помехи и сигнала, используемые для определения вероятностей $p(0, T_{\text{с}}, T_{\text{п}})$, и $p(1, T_{\text{с}}, T_{\text{п}})$ при $T_{\text{п}} > T_{\text{с}}$

С учетом рассмотренных соотношений, найдем вероятности:

$$p(0, T_{\text{с}}, T_{\text{п}}) = 1 - \frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}, \quad p(1, T_{\text{с}}, T_{\text{п}}) = \frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}. \tag{2}$$

При $T_{\text{п}} < T_{\text{с}}$ определим количество моментов изменения начальной фазы помехи на произвольном интервале передачи одного символа, при условии, что

$$n - 1 < \frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}} < n,$$

где $n = \left]\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\right[+ 1$ (символ] [обозначает целую часть числа $\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}$).

Пусть начало тактового интервала сигнала равновероятно в пределах длительности произвольного радиоимпульса ХИП (рисунок 2, *а*). Как видно из приведенных на рисунке соотношений, если момент начала интервала сигнала θ_1 попадает в промежуток $0 < \theta_1 < T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}}$, то в пределах тактового интервала $T_{\text{с}}$ содержится n моментов манипуляции помехи, при этом образуются $n-1$ отрезков

одинаковой длины $T_{\text{п}}$, отрезок случайной длины θ_1 и отрезок $\theta_{n+1} = T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}} - \theta_1$. Вероятность этого события равна

$$p(n, T_{\text{с}}) = \frac{T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}}}{T_{\text{п}}} = \frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}} - (n-1), \tag{3}$$

а плотность распределения случайной величины θ_1 описывается равномерным законом

$$w(\theta_1) = \begin{cases} \dfrac{1}{T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}}}, & \text{при} \quad 0 < \theta_1 < T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}}, \\ 0, & \text{при} \quad \theta_1 < 0 \quad \text{и} \quad T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}} < \theta_1. \end{cases} \tag{4}$$

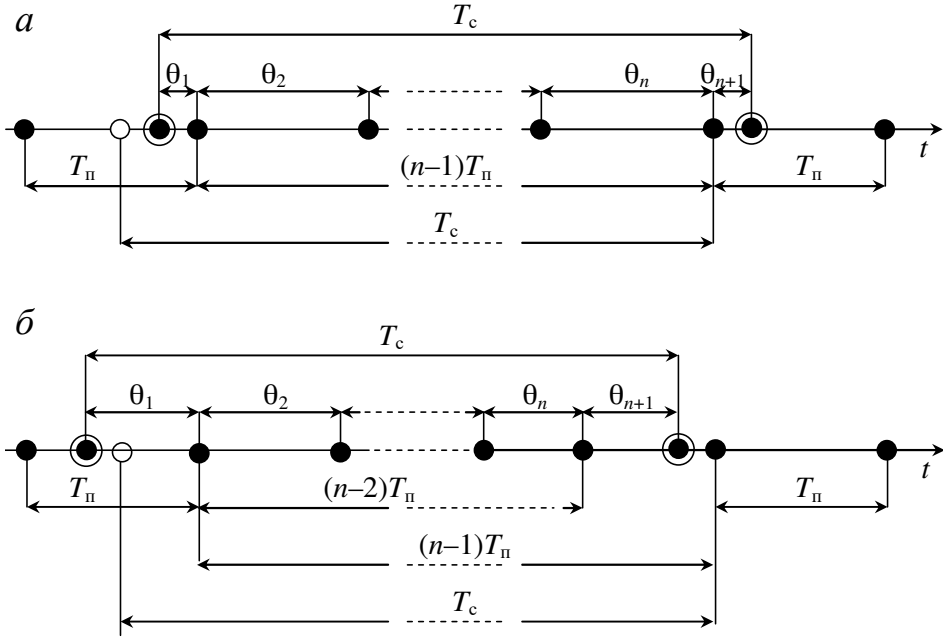


Рис. 2. Соотношения между длительностями импульсов помехи и сигнала, используемые для определения вероятности $p(n, T_{\text{с}}, T_{\text{п}})$ и плотности распределения $w(\theta_1, \ldots, \theta_i, \ldots, \theta_{n+1})$ при $T_{\text{п}} < T_{\text{с}}$

Из рисунка 2, *б* видно, что, если θ_1 попадает в промежуток $T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}} < \theta_1 < T_{\text{п}}$, то в пределы тактового интервала $T_{\text{с}}$ попадут $n-1$ моментов манипуляции помехи, при этом образуются $n-2$ отрезков одинаковой длины $T_{\text{п}}$, а также отрезки θ_1 и $\theta_{n+1} = T_{\text{с}} - (n-2)T_{\text{п}} - \theta_1$. Плотность распределения θ_1 описывается равномерным законом

$$w(\theta_1) = \begin{cases} \dfrac{1}{nT_{\text{п}} - T_{\text{с}}}, & \text{при} \quad T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}} < \theta_1 < T_{\text{п}}, \\ 0, & \text{при} \quad \theta_1 < T_{\text{с}} - (n-1)T_{\text{п}} \quad \text{и} \quad T_{\text{п}} < \theta_1, \end{cases} \tag{5}$$

а вероятность этого события равна

$$p(n-1, T_{\text{с}}) = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{с}} + (n-1)T_{\text{п}}}{T_{\text{п}}} = \frac{nT_{\text{п}} - T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}} = n - \frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}. \tag{6}$$

Для нахождения вероятностей ошибочного приема бита $p_b(n, \theta_1, \ldots, \theta_i, \ldots, \theta_{n+1})$ рассмотрим когерентный приемник двоичного сигнала с ФМн, на входе которого, на произвольно выбранном тактовом интервале $0 < t < T_{\text{с}}$ присутствует полезный сигнал

$$z_{\text{с}}(t) = \sqrt{2P_{\text{с}}}\cos(\omega t) \tag{7}$$

с постоянной средней мощностью $P_{\text{с}}$ и несущей частотой ω.

ХИП с мощностью $P_{\text{п}}$ на этом же интервале представим в виде

$$z_{\text{п}}(t)=\begin{cases}\sqrt{2P_{\text{п}}}\cos(\omega t+\varphi_1), & \text{при} \quad 0\le t<\theta_1,\\ \ldots\\ \sqrt{2P_{\text{п}}}\cos(\omega t+\varphi_k), & \text{при} \quad \sum\limits_{j=1}^{k-1}\theta_j\le t<\sum\limits_{j=1}^{k}\theta_j,\\ \ldots\\ \sqrt{2P_{\text{п}}}\cos(\omega t+\varphi_{n+1}), & \text{при} \quad \sum\limits_{j=1}^{n}\theta_j\le t<T_{\text{с}}.\end{cases} \tag{8}$$

где $\varphi_1,\ldots,\varphi_{n+1}$ – независимые равномерно распределенные в интервалах от 0 до 2π разности начальных фаз помехи и сигнала.

При когерентном приеме ошибка при приеме бита происходит, если [3]

$$r<-\frac{1}{\sqrt{h}}, \tag{9}$$

где $h=\dfrac{P_{\text{п}}}{P_{\text{с}}}\ge 1$,

$$r=\frac{1}{T_{\text{с}}\sqrt{P_{\text{с}}P_{\text{п}}}}\int_0^T z_{\text{п}}(t)z_{\text{с}}(t)dt,\ -1\le r\le 1 \tag{10}$$

– коэффициент взаимной корреляции и сигнала (7) и помехи (8), равный

$$r=\sum_{k=1}^{n+1}\alpha_k\cos(\varphi_k),$$

где $\alpha_k=\dfrac{\theta_k}{T_{\text{с}}}$.

В соответствии с [5] плотность распределения r имеет вид

$$w(r)=\frac{1}{2}+\sum_{k=1}^{\infty}\cos(\pi k r)\prod_{i=1}^{n+1}J_0(\pi k\alpha_i)\ \text{при}\ -1<r<1, \tag{11}$$

где $J_0(z)$ – функция Бесселя первого рода.

Вероятность ошибочного приема бита, в соответствии с (9), находится, интегрированием (11) в пределах от -1 до $-\dfrac{1}{\sqrt{h}}$

$$p_b(n,\alpha_1,\ldots,\alpha_i,\ldots,\alpha_{n+1})=\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right)-\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{\pi k}\sin\left(\frac{\pi k}{\sqrt{h}}\right)\prod_{i=1}^{n+1}J_0(\pi k\alpha_i). \tag{12}$$

Вероятность ошибочного приема бита в случае, если начальная фаза помехи на интервале $T_{\text{с}}$ не меняется, приведена в [2]

$$p_b(0)=\frac{1}{\pi}\arccos\frac{1}{\sqrt{h}},\ h\ge 1, \tag{13}$$

а для случая, когда на тактовом интервале присутствует один момент изменения начальной фазы помехи, и этот момент распределен в пределах тактового интервала равномерно, вероятность ошибочного приема бита получена в [4]:

$$p_b(1)=\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right),\ h\ge 1. \tag{14}$$

Таким образом, при $T_{\text{п}}>T_{\text{с}}$, с учетом (2), (13) и (14), вероятность (1) запишем в виде:

$$\overline{p}_b=\frac{1}{\pi}\left(1-\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\right)\arccos\frac{1}{\sqrt{h}}+\frac{1}{2}\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right),\ h\ge 1. \tag{15}$$

При $T_{\text{п}}<T_{\text{с}}$, с учетом плотности (3) – (6) и (12) представим вероятность ошибочного приема бита в виде

$$\begin{aligned}\overline{p}_b=&\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right)-\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\sum_{r=1}^{\infty}\frac{1}{\pi r}\sin\left(\frac{\pi r}{\sqrt{h}}\right)J_0^{n-1}\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\int_0^{1-(n-1)\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}}J_0[\pi r\alpha_1]J_0\left[\pi r\left(1-(n-1)\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}-\alpha_1\right)\right]d\alpha_1-\\&-\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\sum_{r=1}^{\infty}\frac{1}{\pi r}\sin\left(\frac{\pi r}{\sqrt{h}}\right)J_0^{n-2}\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\int_{1-(n-1)\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}}^{\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}}J_0[\pi r\alpha_1]J_0\left[\pi r\left(1-(n-2)\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}-\alpha_1\right)\right]d\alpha_1.\end{aligned} \tag{16}$$

После нахождения интегралов данное выражение может быть представлено в виде суммы

$$\begin{aligned}\overline{p}_b=&\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right)+\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}\sum_{r=1}^{\infty}\frac{1}{(\pi r)^2}\sin\left(\frac{\pi r}{\sqrt{h}}\right)\left\{(-1)^r J_0^{n-1}\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\sin\left[\pi r(n-1)\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right]-(-1)^r J_0^{n}\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\sin\left[\pi rn\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right]+\right.\\&\left.+8J_0^{n-2}\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{s=0}^{\infty}(-1)^{m+s}J_m\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)J_s\left(\pi r\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k J_{m+s+2k+1}\left[\pi r\left(1-n\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}\right)\right]\right\}.\end{aligned}$$

В случае, когда, при $T_{\text{п}}<T_{\text{с}}$, длительность тактового интервала сигнала кратна длительности импульса ХИП ($\frac{T_{\text{с}}}{T_{\text{п}}}=n$, где n – целое число), вероятность (3) стремится к единице, а (5) – к нулю, и (16) после нахождения интегралов можно представить в виде

$$\overline{p}_b=\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right)-n\sum_{r=1}^{\infty}\frac{1}{(\pi r)^2}\sin\left(\frac{\pi r}{\sqrt{h}}\right)\sin\left(\frac{\pi r}{n}\right)J_0^{n-1}\left(\frac{\pi r}{n}\right). \tag{17}$$

Графики зависимостей $\overline{p}_b$ от отношения $\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}$, при различных значениях h, построенные в соответствии с полученными выражениями, показаны пунктирными линиями на рисунке 3. На этом же рисунке, при таких же значениях h сплошными линиями показаны зависимости $\overline{p}_b$ от отношения $\frac{\overline{T}_{\text{п}}}{T_{\text{с}}}$, построенные в соответствии с выражением

$$\overline{p}_b=e^{-\lambda}\frac{1}{\pi}\arccos\frac{1}{\sqrt{h}}+\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{h}}\right)\left(1-e^{-\lambda}\right)-e^{-\lambda}\sum_{n=2}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\lambda}{\pi k}\right)^n\frac{1}{\pi k}\sin\left(\frac{\pi k}{\sqrt{h}}\right)\sum_{m=0}^{\infty}(-1)^m\frac{(m+n-1)!}{m!(n-1)!}J_{2m+n}(\pi k), \tag{18}$$

полученным в [4], и, определяющим зависимость средней вероятности ошибочного приема бита в канале с двоичной ФМн на фоне ХИП с равномерно распределенной начальной фазой, изменяющейся по показательному закону со средним значением $\overline{T}_{\text{п}}$ длительностью радиоимпульса. В (18) использовано обозначение $\lambda=\frac{T_{\text{с}}}{\overline{T}_{\text{п}}}$.

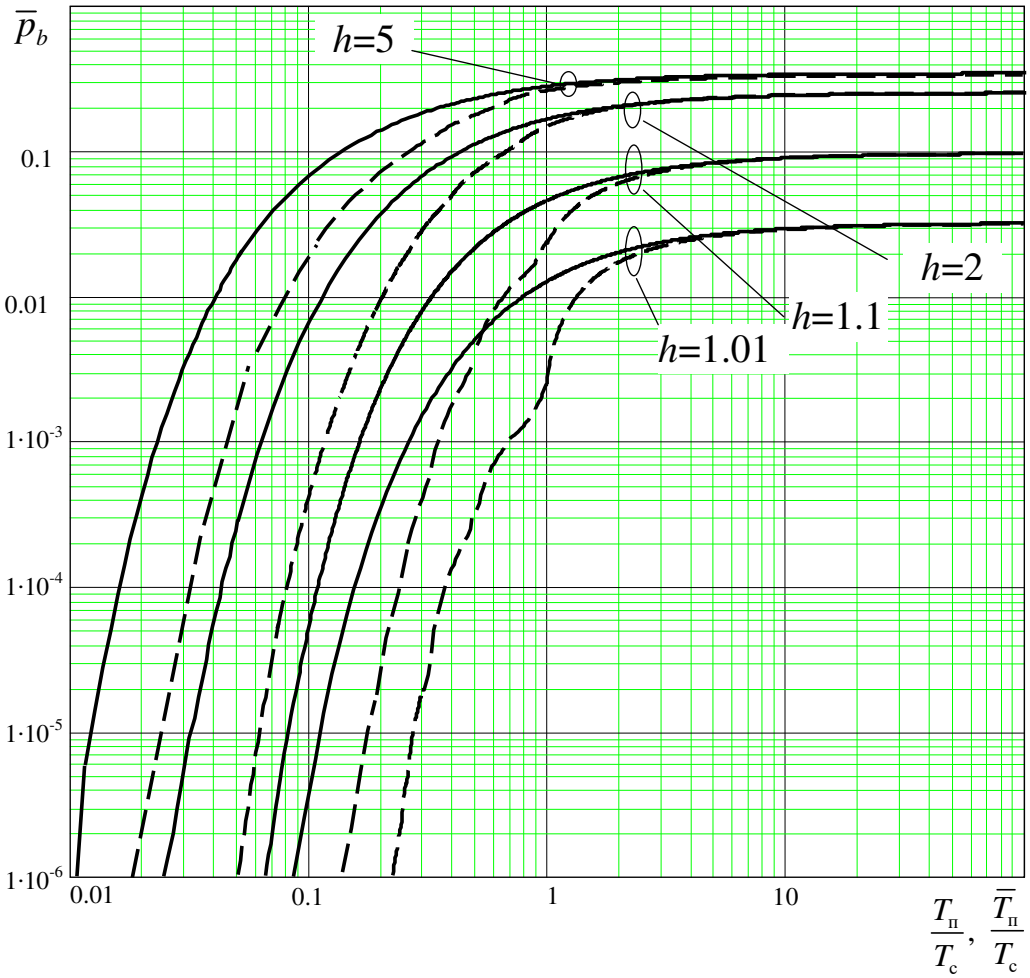


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибочного приема бита в канале с двоичной фазовой манипуляцией под воздействием ХИП от отношения длительности радиоимпульса ХИП к длительности тактового интервала сигнала

Из представленных зависимостей видно, что вероятность ошибочного приема бита в канале с двоичной ФМн, при заданном отношении помеха/сигнал, возрастает с увеличением длительности радиоимпульса ХИП. Однако, при этом по отношению к ФМн сигналу, ХИП может рассматриваться как узкополосная помеха, а, как известно [6], при наличии существенных частотных различий между спектрами сигнала и помехи упрощается реализация алгоритмов адаптивной компенсации помех. При приближении структуры ХИП к структуре ФМн сигнала, при $T_п < 2T_с$, наблюдается уменьшение вероятности ошибочного приема бита, и более существенно оно проявляется при отношениях помеха/сигнал близких к единице, в случае, если длительность радиоимпульса ХИП постоянна, чем в случае ХИП со случайной, распределенной по показательному закону длительностью радиоимпульса. Поэтому, при малых отношениях помеха/сигнал, ХИП со случайной длительностью радиоимпульса является более неблагоприятной для двоичного ФМн канала сигналоподобной помехой, чем ХИП с постоянной длительностью радиоимпульса.

Полученные результаты могут быть использованы при решении задач в интересах защиты, разрушения информации и обеспечения ЭМС радиоэлектронных средств.

Литература

1. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. Радио, 1976. – 476 с.
2. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Орлов А.Ю., Павловский М.В., Петров А.В. Оценка влияния несинхронных фазоманипулированных помех на эффективность работы двоичного фазоманипулированного канала передачи изображений // Радиотехника, 2007, № 5. – С. 42-45.
4. Петров А.В. Помехоустойчивость приема сигналов с двоичной фазовой манипуляцией при воздействии хаотической импульсной помехи со случайной длительностью и фазой радиоимпульса // Радиотехника, 2018, № 8,. – С. 28-33.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
6. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. 208 с.

References

1. Protection from jamming / Ed. M.V. Maximov.- M.: Sov. Radio,1976/ - 475p.
2. Modern electronic warfare. Methodology issues / Ed. V.G. Radzievsky. - M .: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Orlov A.Yu., Pavlovsky M.V., Petrov A.V. Evaluation of the influence of non-synchronous phase-shift jam on the efficiency of the binary phase-shift shift channel image transmission // Radio Engineering, 2007, No. 5. - P. 42-45.
4. Petrov A.V. Anti-jam robustness of reception of signals with binary phase shift keying under the influence of chaotic impulse jamming with a random duration and a radio pulse phase // Radioengineering, 2018, No. 8 ,. - p. 28-33.
5. Levin B.R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. - M .: Radio and communication, 1989. - 656 p.
6. Adaptive compensation of jamming in communication channels / Ed. Yu.I. Losev. - M .: Radio and communication, 1988. 208 p.

ДЕВИАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАЗВИТИЯ СОБЫТИЙ В СЕТИ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ

А. С. Дубонос[1], В. И. Кузнецов[1], Д. Н. Михайлец[1], А. А. Куренков[1]

[1]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Основным понятием в рамках оценки состояния сети электросвязи с точки зрения устойчивости является ситуация, сложившаяся в сети под воздействием различных внешних факторов, то есть набор событий, которые в определенное время и существенным образом влияют на функционирование элементов сети электросвязи и как следствие на качество предоставляемых услуг: в сторону ухудшения качества и перехода к отказу в предоставлении услуг или в направлении восстановления нормального режима работы элементов и сети электросвязи в целом и обеспечения требуемого качества предоставления услуг.

Ключевые слова: сети электросвязи, инкрементно-декрементный подход.

DEVIATION MODEL OF DEVELOPMENTS IN THE TELECOMMUNICATION NETWORK UNDER THE INFLUENCE OF EXTERNAL FACTORS.

A. S. Dubonos[1], V. I. Kuznetsov[1], D. N. Mikhaylets[1], A. A. Kurenkov[1]

[1]Military Academy of communication. Marshal of Soviet Union S. M. Budyonny (MAC), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The basic concept in the framework of assessing the state of the telecommunication network from the point of view of sustainability is the situation in the network under the influence of various external factors, that is, a set of events that at a certain time and significantly affect the functioning of the elements of the telecommunication network and, as a consequence, the quality of services provided: towards deterioration and transition to refusal in the provision of services or in the direction of restoring the normal operation of the elements and the telecommunication network as a whole and ensuring the required quality of services.

Keywords: telecommunication networks, incremental-decrement approach.

1. Введение

Формирование модели изменения состояния сети электросвязи (далее – СЭ) базируется на ее представлении с помощью дискретной динамической модели. Целесообразно описание состояния набора параметров СЭ на основе отклонений текущих характеристик СЭ от их номинальных (штатных) величин. В связи с этим применимо понятие «девиационная модель ситуаций». Данная особенность предлагаемой модели отражает основное отличие описываемого подхода от других.

2. Инкрементно-декрементный подход

В соответствии с предлагаемым подходом состояние СЭ может быть представлено в дискретном пространстве поведения изменения значений характеристик различного рода, поступающих на вход подсистемы анализа. Данная особенность проявления

состояния СЭ позволяет создавать базу знаний о реакции элементов СЭ на изменения вызванные воздействием внешних факторов. Для повышения адекватности модели предлагается режим адаптации на основе анализа статистики воздействия злоумышленников на СЭ.

Если описать набор параметров СЭ не точкой в пространстве состояний, а точкой в пространстве приращений (девиаций), то упрощается оценка состояния объектов наблюдения и тенденций изменения данного состояния на следующем шаге анализа. Это обеспечивается приращением параметров, характеризующих те или иные изменения в структуре и порядке функционирования объектов наблюдения, и в каком направлении эти изменения происходят: в сторону отклонения от режима нормального функционирования – характеризует инкрементное отклонение, или наоборот – в сторону возвращения к номинальным значениям – декрементное отклонение.

Используя инкрементно-декрементный подход, протекание тех или иных событий в состоянии СЭ будем считать инкрементным, если интенсивность их увеличивается и, декрементным, если интенсивность угасает.

В целях идентификации ситуаций с каждым из параметров $x_i \in X$ свяжем три тенденции T_{i^-}, T_{i^+} и $T_{i^н}$. Для определенности системы примем, что все тенденции i^- отражают отклонение значения i-го параметра от нормы, i^+ – возвращение значения этого же параметра к нормальному (усредненному), а $i^н$ – отсутствие изменений, то есть нейтральное состояние девиации. Обозначим инкрементные девиации параметров через T_{i^+} а декрементные – через T_{i^-}.

Исходя из вышеизложенного, описание ситуации как совокупности девиаций производится для обеспечения полноты описания и анализа возможного множества ситуаций, так как в любой текущий момент времени значение признаков может либо меняться в сторону отклонения от номинального значения либо возвращения к данному значению, либо оставаться неизменным.

Целесообразность перехода к состоянию СЭ как совокупности тенденций изменения (девиаций) параметров объясняется и тем, что должностных лиц подразделений администрирования СЭ при формировании выводов по результатам анализа интересуют не только конкретные значения выходных показателей объектов наблюдения, но и направление изменения их значений. Более того, данным должностным лицам легче сравнить совокупности тенденций, так как они, как правило, имеют представление о том, какие тенденции приводят к дальнейшему развитию критической ситуации, а какие к разрешению. Кроме того, данный подход позволит упростить процедуру оценки состояния элементов СЭ, связывая инкрементные и декрементные тенденции с воздействиями злоумышленников.

Обозначим множество возможных тенденций через $T = \{tnd_i\}_{i=1}^{N}$ и осуществим кодирование полного множества ситуаций $C = \{c_l\}_{l=1}^{K}$ в пространстве тенденций.

По направлению изменения значения признака, отличного от нуля, в соответствии с набором параметров, притерпевающих изменения при воздействии злоумышленником на СЭ, определяется инкрементная девиация T_{i^+}, если

$$\left|\tilde{x}_{i,\,j} - m_i\right| > \left|\tilde{x}_{i,\,j-1} - m_i\right|, \tag{1}$$

либо декрементная T_{i^-}, если

$$\left|\tilde{x}_{i,j} - m_i\right| < \left|\tilde{x}_{i,j-1} - m_i\right|. \tag{2}$$

В случае если изменений не происходит и выполняется условие

$$\left|\tilde{x}_{i,j} - m_i\right| = \left|\tilde{x}_{i,j-1} - m_i\right| \tag{3}$$

определяется нейтральная девиация T_{i^+}.

Для дополнения описания ситуации вводится количественный показатель – оценка интенсивности тенденции $V = \{v_i^j\}_{i=1}^N$:

$$v_i^j = \left|\Delta\tilde{x}_{i,j}\right| \Big/ \left|\Delta\tilde{x}_{i,j-1}\right|. \tag{4}$$

Свяжем эту оценку с каждым элементом $\{T\}$. Любое существующее множество D_{X_l} дополняется данными массивов $\{T\}$ и $\{V\}$, для каждого класса событий, протекающих в СЭ [1, 2, 3]:

$$D_{X_l} = \left\langle\ \{\mathrm{P}\}, \{T\}, \{V\}\ \right\rangle \tag{5}$$

где {P} – множество полипризнаков обеспечивает возможность учета и формализации системного описания состояния СЭ.

Графическое представление девиационной модели приведено на рисунке 1.

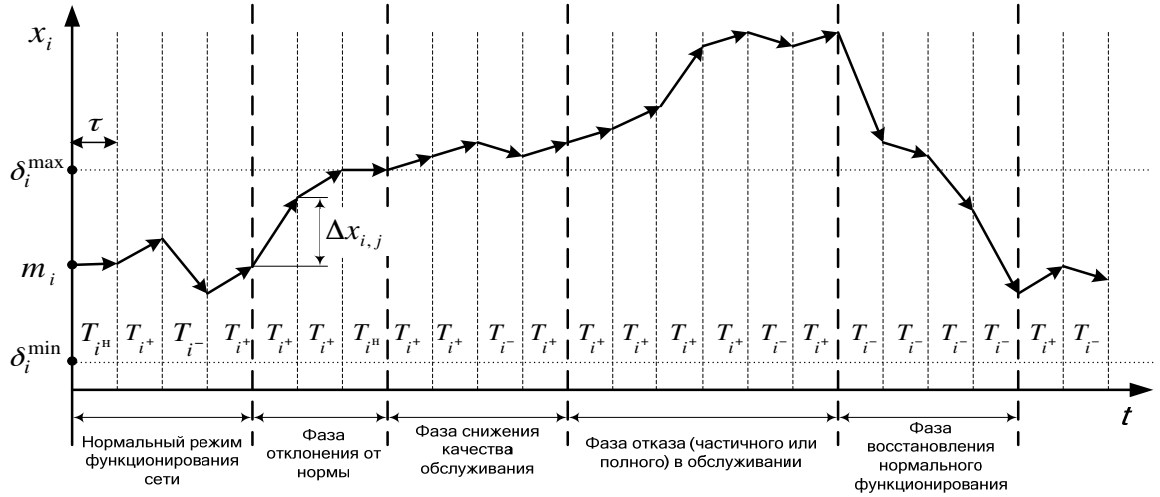


Рис. 1. Графическое представление фрагмента девиационной модели.

3. Заключение

Таким образом, модель развития событий в СЭ дополняется дескриптором (5), что позволяет в пространстве тенденций изменения характеристик сформировать базу данных о направлении изменения порядка функционирования элементов СЭ, позволяющую с помощью средств вычислительной техники прогнозировать дальнейшее развитие событий и их влияние на качество предоставляемых услуг.

Литература

1. Большаков А.А., Каримов, Р.Н. Методы обработки многомерных данных и временных рядов.: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 522 с.: ил.
2. Вентцель Е.С., Овчаров, Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения: уч. пособие для вузов. – 2-е изд., стер. – М.: Высшая школа, 2000. – 480 с.
3. Статистические методы обработки результатов наблюдений. Под ред. Юсупова Р.М. – Л.: МО, 1984. – 563 с.

References

1. Bolshakov A. A., Karimov, R. N. Methods of processing of multidimensional data and time series.: Textbook for universities. – M.: Hot line – Telecom, 2007. - 522 p.: Il.
2. Ventzel E. S., Ovcharov L. A. probability Theory and its engineering applications: textbook for universities. - 2nd ed., erased. - Moscow: Higher school, 2000. - 480 p.
3. Statistical methods of processing the results of observations. Edited by Yusupov R. M. – L: MO, 1984. - 563 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАТУХАНИЯ НАВОДОК В ТОКОПРОВОДЯЩЕЙ ЛИНИИ ВБЛИЗИ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Усков А.В.

Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация: Рассмотрена упрощенная модель формирования наводок в тонком проводе, расположенном в комнате многоэтажного здания вблизи поглощающей поверхности в виде бетонного пола. На основе метода моментов выполнен расчет токов, наведенных внешним полем в тонком проводе с изоляцией с учетом влияния близкорасположенной подстилающей поверхности.

Ключевые слова: побочные электромагнитные излучения и наводки, экспериментальные исследования, защита информации, затухание сигналов, численные методы.

RESEARCH OF ATTENUATION OF AIMINGS IN THE CONDUCTING LINE NEAR THE ABSORBING SURFACE

A.V. Uskov

Air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract: The reduced model of forming of aimings in the thin wire located in the room of the multi-storey building near the absorbing surface in the form of a concrete floor is considered. On the basis of a method of the moments calculation of the currents induced by an outside margin in a thin wire with isolation taking into account influence of the nearby spreading surface is executed.

Keywords: collateral electromagnetic radiations and aimings, pilot studies, information protection, attenuation of signals, numerical methods.

1. Введение

Канал утечки информации за счет наводок в токопроводящих линиях, расположенных вблизи технических средств обработки конфиденциальной информации, является одним из наиболее существенных и доступных для перехвата при условии выхода линии за границу контролируемой зоны [1]. Как правило, технические средства размещаются внутри помещений многоэтажных зданий. В связи с этим, при оценке защищенности информации от утечки за счет наводок необходимо учитывать особенности достаточно сложного пространства, окружающего проводную линию. Очевидно, что затухание наведенного в линии сигнала складывается из затухания сигнала в материалах проводов и затухания, обусловленного влиянием окружающего пространства.

В работе [2] показано, что затухание сигнала, обусловленное потерями только в проводящем и изоляционном материале типовых проводных линий длиной порядка десяти метров при размещении линии на удалении более 1 м от поверхностей стен, пола и потолка весьма незначительно. Однако практика показывает, что в реальных линиях затухание сигнала может быть весьма существенным. Например, в [3-5] были измерены достаточно значительные уровни затухания сигналов в различных проводных линиях.

Однако в данных работах не учитывалось влияние пространства вблизи исследуемой линии на результаты измерений. В связи с этим предполагалось, что измеренное затухание сигналов зависит только от параметров и структуры самой линии.

Следует полагать, что наблюдаемые на практике существенные затухания наведенных сигналов в линии обусловлены не столько потерями в материалах проводной линии, сколько влиянием внешних факторов, например, наличием вблизи линии отражающих и поглощающих поверхностей в виде земли, стен, пола, потолка.

2. Условия проведения экспериментальных исследований.

Измерительная установка включала генератор сигналов, анализатор спектра в качестве приемника, излучающая дипольная антенна, токосъемник.

Источник сигнала и излучающая антенна представляют собой модель источника побочных электромагнитных излучений (технического средства обработки информации). Исследования проводились на частоте 300 МГц. Измерения проводились в комнате размером 15 м×5 м с высотой потолка 3 м.

В качестве проводной линии рассматривался тонкий медный провод радиусом 0,25 мм в изоляции из полипропилена толщиной 0,2 мм (из состава сетевого кабеля CAT-5). Длина линии составляла 8,7 м.

Для исследования влияния близкорасположенной поглощающей поверхности на затухание сигнала в линии измерения проводились при размещении исследуемой линии на высоте 0,01 м над уровнем пола. Излучающая антенна размещалась на диэлектрическом штативе над линией на высоте 1 м от начала линии. Рассматривались два варианта ориентации антенны в пространстве: ось антенны параллельна проводу (рисунок 1) и перпендикулярна проводу линии (рисунок 2).

Рис. 1. Схема размещение излучающей антенны параллельно проводной линии

Рис. 2. Схема размещение излучающей антенны перпендикулярно проводной линии

Определялось значение амплитуды тока в проводной линии, отнесенное к максимальному значению амплитуды тока в излучающей антенне:

$$I_н(f,l) = I(f,l)/I_A(f), \qquad (1)$$

где $I_A(f)$ - измеренное значение амплитуды тока на зажимах передающей антенны; $I(f,l)$ - измеренное распределение уровня наведенного тока в линии.

3. Результаты экспериментальных исследований и их анализ.

Результаты измерений относительного уровня тока в линии, расположенной вблизи поверхности пола, представлены на рисунках 3, 4. Также на рисунках приведены результаты численных расчетов распределения тока вдоль тонкого медного провода расположенного на высоте 0,01 м над поверхностью с параметрами ε=5 и σ=5·10^{-3} См/м. Расчеты проводились на основе метода моментов [6] с учетом наличия изоляции провода [7]. Диэлектрическая проницаемость изоляции (полипропилена) принята равной 2,2 . Для учета влияния подстилающей поверхности (пола) использовалась модель подстилающей поверхности Зоммерфельда-Нортона [7].

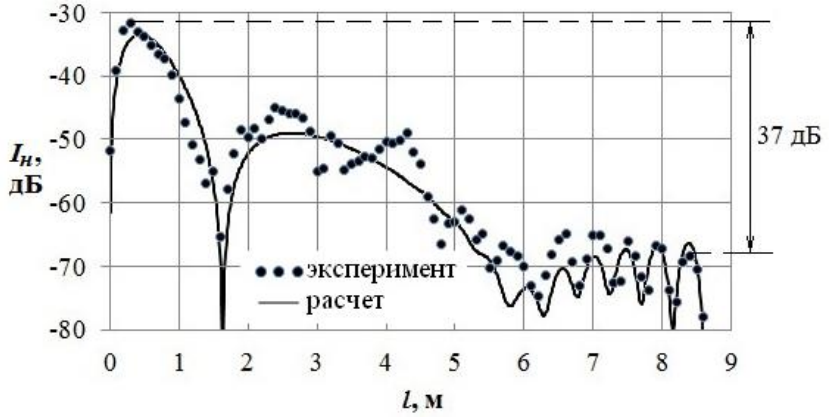


Рис. 3. Результаты измерений и расчетов относительного уровня тока, наведенного в тонком проводе, при параллельном расположении антенны

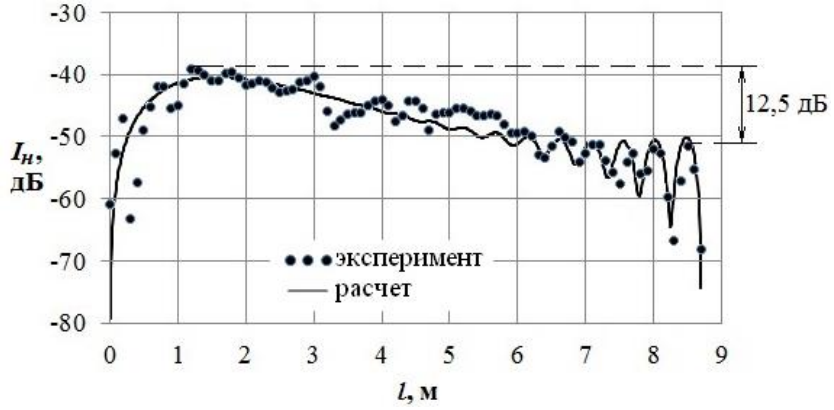


Рис. 4. Результаты измерений и расчетов относительного уровня тока, наведенного в тонком проводе, при перпендикулярном расположении антенны

Анализ рисунков 3, 4 показывает, что подстилающая поверхность вблизи проводной линии оказывает существенное влияние на распределение наведенного в линии тока. При этом становится заметным затухание сигнала вдоль линии. Особенно

велико затухание при параллельном размещении излучающей антенны относительно линии (рисунок 3).

Погонное затухание тока в линии, рассчитываемое как отношение изменения уровня тока (в децибелах) на небольшом участке провода к длине этого участка, носит неравномерный характер и, как правило, на начальном участке провода после пучности тока имеет наибольшее значение, а при удалении уменьшается или даже близко к 0 дБ/м (например, на участке провода 6-8,7 м, рисунок 3).

При ориентации антенны перпендикулярно проводу полное затухание сигнала существенно меньше. Как и в предыдущем случае погонное затухание носит неравномерный характер и на удалении 6-8,7 м практически равно 0 дБ/м. На данном участке линии затухание сигнала практически отсутствует. В результате при сложении прямого и отраженного от конца линии сигнала появляется ярко выраженные осцилляции сигнала. Кроме того, на участке провода от 0 до 2 м. погонное затухание имеет отрицательный знак, уровень сигнала на указанном участке возрастает с удалением от начала провода.

4. Заключение

Наблюдается достаточно хорошее соответствие экспериментальных результатов и результатов численных расчетов. Следовательно, модель подстилающей поверхности Зоммерфельда-Нортона может использоваться при расчетах наведенных в линии токов внутри здания при размещении линии вблизи поверхностей пола, потолка и стен.

Литература

1. Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В. Защита от утечки информации по техническим каналам : Учебное пособие / Бузов Г.А. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 416 с.
2. Катруша А.Н. Экспериментальные исследования уровней наводок в токопроводящей линии / Катруша А.Н. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2016. – № 10.
3. Пятачков А.Г. О результатах исследования сетей электропитания технических средств, используемых для обработки конфиденциальной информации / Пятачков А.Г. // Вопросы защиты информации. – 1996. – № 1.
4. Пятачков А.Г. Кое-что о каналах утечки информации в сетях электропитания / Пятачков А.Г. // Конфидент. – 2000. – № 3. – С. 64-72.
5. Исследование реальных затуханий сигналов в проводных линиях / Акчурин Р.Ф. [и др.] // Современные наукоемкие технологии. – 2010. – № 3. – С. 28-29.
6. Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Митра Р. – Издательство «Мир». – М. – 1977. – 485 с.
7. Федоров Д. Утилита «NEC-2 for MMANA» [Электронный ресурс] : база данных. – Режим доступа : http://www.qsl.net/ ua3avr/Read_me_Rus.htm

References

1. Buzov G.A., Kalinin S.V., Kondratyev A.V. Protection against information leakage on technical channels: Manual / Buzov G.A. – M.: A hot line – the Telecom, 2005. – 416 p.
2. Katrusha A.N. The pilot studies of levels of aimings in the conducting line / Katrusha A.N. //Log of radiotronics: online magazine. – 2016. – No. 10.
3. Pyatachkov A.G. About results of a research of networks of power supply of the technical means used for processing of confidential information / A.G. Patches//Questions of information security. – 1996. – No. 1.

4. Pyatachkov A.G. Something about channels of information leakage on networks of the power supply / Pyatachkov A.G.//the Confidant. – 2000. – No. 3. – Pp. 64-72.
5. A research of real attenuations of signals in wire lines / Akchurin R.F. [etc.]//Modern high technologies. – 2010. – No. 3. – Pp. 28-29.
6. Mitra R. Computing methods in R.'s electrodynamics / Mitra R. – Mir Publishing house. – M. – 1977. – 485 p.
7. Fedorov D. NEC-2 for MMANA utility [Digital resource]: database. – Access mode: http://www.qsl.net/ua3avr/Read_me_Rus.htm

ОБНАРУЖЕНИЕ И ПЕЛЕНГОВАНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

М.Л. Артемов, О.В. Афанасьев, О.А. Машарова

Акционерное Общество (АО «Концерн «Созвездие»), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен синтез алгоритма селекции движущихся источников радиоизлучения по результатам их многократного обнаружения и пеленгования в условиях характерной для ведения радиомониторинга априорной неопределенности относительно уровня принимаемых сигналов ИРИ и параметров совместного закона распределения пеленгов. Получено выражение для решающей статистики алгоритма селекции, справедливой для антенной системы многоканального обнаружителя-пеленгатора с произвольной структурой и характеристиками направленности антенных элементов в случае приема радиосигналов на фоне пространственно-коррелированного гауссовского шума.

Ключевые слова: источник радиоизлучения, статистические гипотезы, функция правдоподобия, максимально правдоподобная оценка, селекция движущегося источника, пеленгационный рельеф.

DETECTION AND DIRECTION FINDING OF MOVING SOURCES OF RADIO EMISSION

M.L. Artemov, O.V. Afanasyev, O.A. Masharova

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

Abstract. The algorithm of selection of moving radio emission sources was synthesized according to the results of their multiple detection and direction finding in the conditions of a priori uncertainty characteristic of radio monitoring regarding the level of received from radio emission sources signals and parameters of the joint bearing distribution law. An expression is obtained for the decisive statistics of the selection algorithm, which is valid for an antenna system of a multichannel detector-direction finder with an arbitrary structure and characteristics of orientation of antenna elements in the case of receiving radio signals against the background of spatially correlated Gaussian noise.

Keywords: the source of radio emission, statistical hypotheses, likelihood function, maximum likelihood estimation, bearing of a moving source, direction-finding relief.

1. Введение

В ряде научных исследований представлено несколько основных подходов к решению задачи селекции движущегося источника радиоизлучения (ИРИ). Например, в [1] задача селекции решается на основе эффекта Доплера, а в [2] по результатам измерения координат ИРИ многопозиционнами радиолокационными системами. Однако в ряде практических ситуаций возникает задача селекции движущегося ИРИ однопозиционной радиотехнической системой по результатам многократного обнаружения и пеленгования ИРИ. В таком случае принятие решения в пользу одной из гипотез принимается на

основании анализа первичных данных, то есть по измерениям азимутов и (или) углов места направления на ИРИ.

В случае однопозиционной системы, состоящей из одного неподвижного обнаружителя-пеленгатора (ОП), истинное направление на движущийся ИРИ меняется со временем. В рассматриваемом случае решение задачи селекции ИРИ предполагает анализ результатов многократного пеленгования в различные моменты времени и принятие решения о движении ИРИ в случае наличия изменения истинного направления на ИРИ с течением времени (исключая ситуации радиального движения ИРИ «навстречу» ОП). Ввиду наличия шума и помех, сопровождающих прием радиосигнала ИРИ, оценка пеленга является случайной величиной, которая в гауссовском приближении характеризуется смещением и дисперсией. Поэтому, даже в случае неподвижного ИРИ, многократные измерения пеленгов отличаются друг от друга, причем величина их приращения является случайной, а ее параметры определяются дальностью до ИРИ, энергетическим отношением сигнал/шум на входе радиоприемного устройства ОП и векторной комплексной диаграммой направленности (ВКДН) антенной системы (АС) ОП на частоте излучения источника.

В случае движущегося ИРИ результаты многократного пеленгования также отличаются друг от друга, однако величина приращения пеленга определяется как указанными выше (в случае неподвижного ИРИ) параметрами, так и параметрами траектории движения ИРИ и ее взаимного расположения относительно ОП. Таким образом, в обоих рассматриваемых случаях (соответствующих двум различаемым статистическим гипотезам) происходят изменения результатов пеленгования. Однако, в первом случае изменения обусловлены лишь флуктуациями статистической природы, в случае же подвижного ИРИ изменения пеленга обусловлены также и изменением истинного направления на ИРИ в результате движения последнего.

Постановка рассматриваемой задачи в некоторой степени схожа с постановкой задачи определения координат ИРИ кинематическим способом по результатам многократного пеленгования. Определяющее различие состоит в том, что при кинематическом способе ОП является подвижным и истинные значения пеленгов на ИРИ, измеренных в различных пространственных положениях ОП, направлены на ИРИ «сходящимися лучами» и пересекаются в одной точке – месте расположения ИРИ. В рассматриваемом случае селекции движущегося ИРИ неподвижным ОП пеленги не пересекаются и имеют одну общую точку – место расположения ОП.

Если бы в процессе пеленгования были известны параметры закона распределения ошибок пеленгования, то решение задачи селекции движущегося ИРИ было бы основано на максимизации плотности совместного распределения пеленгов при двух различаемых гипотезах и сравнении отношения правдоподобия с пороговым уровнем. Однако для характерных условий ведения радиомониторинга уровни принимаемых сигналов ИРИ а также параметры совместного закона распределения пеленгов априорно неизвестны, что определяет актуальность и практическую значимость решения задачи селекции

движущегося ИРИ по совокупности первичных наблюдаемых данных – комплексных амплитуд напряжений на выходах АС в процессе пеленгования. В данной работе ограничимся рассмотрение случая пеленгования ИРИ в азимутальной плоскости.

Ц е л ь р а б о т ы – провести синтез алгоритма селекции движущегося ИРИ по результатам его многократного обнаружения и пеленгования в азимутальной плоскости по первичным наблюдаемым данным – совокупности комплексных амплитуд спектральных компонент принимаемого сигнала ИРИ.

2. Постановка задачи

Рассмотрим задачу селекции движущегося ИРИ с помощью АС произвольной конфигурации, имеющей $N > 1$ выходов, подключаемых ко входам N-канального пеленгаторного приемника с идентичными синфазными пространственными каналами. АС будем характеризовать N-мерной ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ [1].

Пусть имеется серия из R наблюдений одинаковой длительности T. Измеренные в каждом r-ом наблюдении серии комплексные амплитуды напряжений на выходах АС представим в виде *N*-компонентного вектора-столбца $\dot{\mathbf{V}}_r = \left(\dot{\mathbf{V}}_1^{(r)}, \dot{\mathbf{V}}_2^{(r)}, ..., \dot{\mathbf{V}}_N^{(r)}\right)^T$, $r=\overline{1,R}$. Вектор-столбец $\dot{\mathbf{V}}_r = \left(\dot{\mathbf{V}}_1^{(r)}, \dot{\mathbf{V}}_2^{(r)}, ..., \dot{\mathbf{V}}_N^{(r)}\right)^T$ комплексных амплитуд напряжений на выходах антенных элементов, измеренных в r-ой серии наблюдения, например, в результате преобразования Фурье, можно представить в виде аддитивной смеси

$$\dot{\mathbf{V}}_r = \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}(\theta) + \dot{\xi}_r,$$

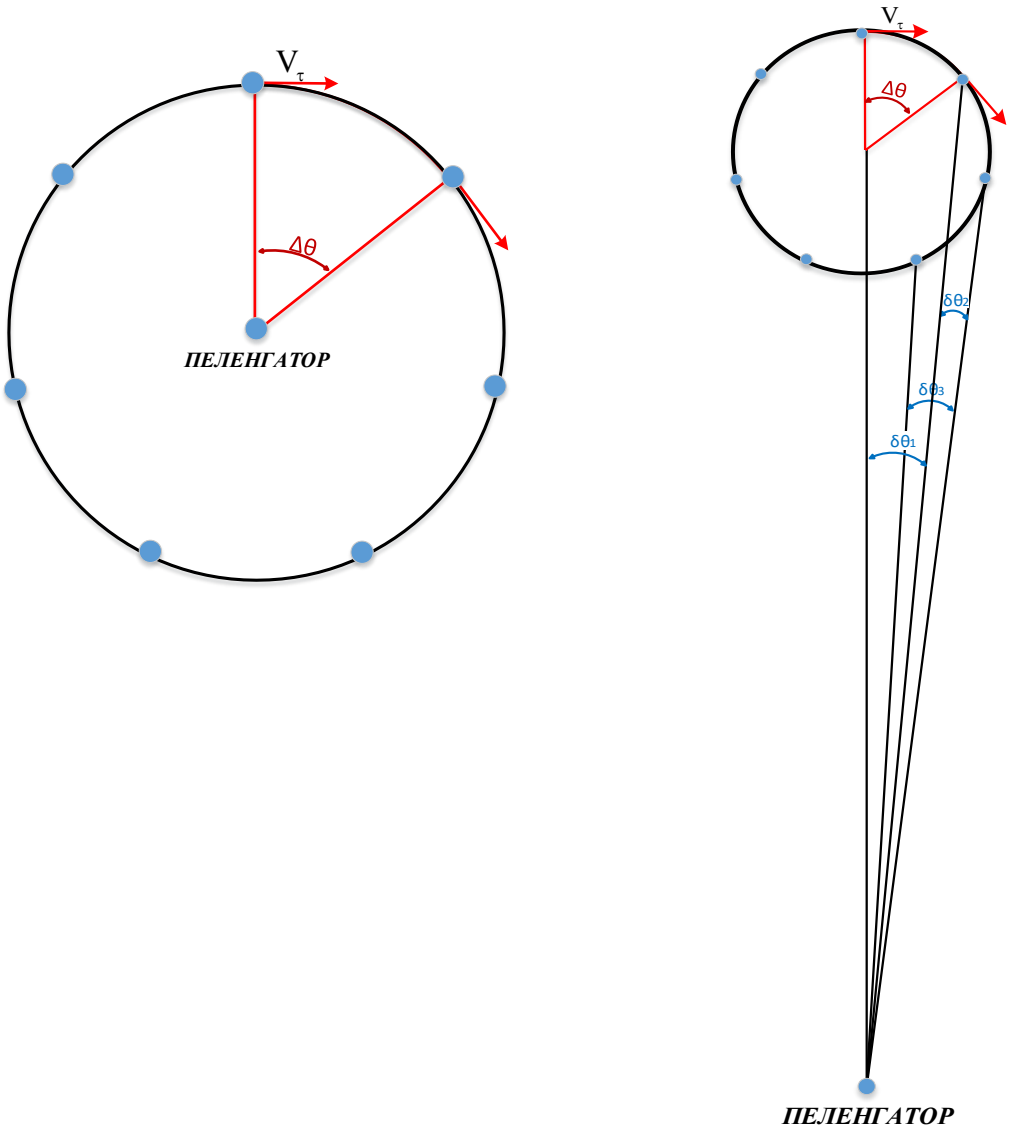
где $\dot{A}_r$ – априорно неизвестные комплексные амплитуды напряженности электрической составляющей поля пеленгуемой радиоволны, приходящей с азимута θ, в случае стационарного (неподвижного) ИРИ.

Если же ИРИ нестационарный (движущийся), наблюдаемые данные примут вид

$$\dot{\mathbf{V}}_r = \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}(\theta_r) + \dot{\xi}_r,$$

где θ_r – азимуты на ИРИ, в общем случае различные для каждого r-го наблюдения. $\dot{\xi}_r$ - N-мерный вектор шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовские случайные величины с матрицей корреляции $\mathbf{K}_r = \left\langle \dot{\xi}_r \dot{\xi}_r^H \right\rangle$ размера $N \times N$, где $\langle \cdot \rangle$ - оператор усреднения по вероятности.

В качестве примера на рисунке 1а, б представлены траектории движения ИРИ относительно расположения ОП.



а) б)

Рис. 1. Траектории движения ИРИ относительно ОП
а) изменение пеленга постоянное, б) изменение пеленга изменяется от реализации к реализации по некоторому закону

Рассмотрим случай ОП с N-элементной АС вида плоской эквидистантной кольцевой антенной решетки (ЭКАР) из ненаправленных анетнных элементов. Компоненты ВКДН ЭКАР в пренебрежении взаимными электродинамическими влияниями зависят от азимута направления прихода θ (θ_r) радиоволны и отношения радиуса ЭКАР R к длине волны λ:

$$H_n\left(\theta,\frac{R}{\lambda}\right)=h_0\cdot\exp\left\{2\pi i\frac{R}{\lambda}\cdot\cos(\theta-\frac{2\pi n}{N})\right\},$$

где $n = 0...N\text{-}1$, h_0 - нормированная эффективная действующая длина антенн ЭКАР.

В качестве наблюдаемых данных будем рассматривать $\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R\right)$ – совокупность *N*-мерных случайных векторов $\dot{\mathbf{V}}_r$ комплексных амплитуд напряжений на выходах АС, полученных во всех наблюдениях серии. Функция совместного распределения наблюдаемых данных зависит от направления прихода радиоволны θ (θ_r) величин комплексных амплитуд $\dot{A}_r$ напряженности поля в каждом наблюдении серии, а также от статистических характеристик случайных векторов $\dot{\xi}_r$, полностью определяющихся для каждого $\dot{\xi}_r$ заданием его матрицы корреляции $\mathbf{K}_r$. В предположении независимости статистических характеристик вектора шума $\dot{\xi}_r$ от номера наблюдения для одинаковых матриц корреляции $\mathbf{K}_r$ введем обозначение $\mathbf{K}$.

В рамках статистической теории радиосистем [3], для решения поставленной задачи используем метод проверки статистических гипотез о стационарности источника радиоизлучения (гипотеза γ_1), либо его движении (гипотеза γ_0) в период серии наблюдений.

Для удобства дальнейших математических преобразований введем вектор комплексных амплитуд $\dot{\mathbf{A}} = \left(\dot{\mathbf{A}}_1, \dot{\mathbf{A}}_2, ..., \dot{\mathbf{A}}_R\right)^T$. Комплексные амплитуды $\dot{A}_r = \left|\dot{A}_r\right| \exp\left(\mathrm{i}\,\phi_0^{(r)}\right)$, где $\phi_0^{(r)} = \arg\left(\dot{A}_r\right)$ - начальные фазы прихода пеленгуемой волны в каждом наблюдении серии в фазовом центре АС.

3. Синтез алгоритма селекции движущегося ИРИ

Согласно [4,5] зависимость наблюдаемых данных от параметров θ и $\dot{\mathbf{A}}$ описывается функцией правдоподобия, представляющей условную относительно θ и $\dot{\mathbf{A}}$, совместную плотность вероятности векторов $\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R$. При решении большинства практических задач векторы напряжений $\dot{\mathbf{V}}_r$, измеренные в различных наблюдениях, можно считать статистически независимыми. Ввиду гауссовского закона распределения векторов $\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R$ и их статистической независимости, функции правдоподобия для гипотез γ_1 и γ_0 во всех наблюдениях имеют вид многомерных гауссовских плотностей вероятности вида:

$$\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R \middle| \dot{\mathbf{A}}, \theta_r\right) = \frac{1}{\pi^{NR}\left|\mathbf{K}\right|^R} \exp\left(-\sum_{r=1}^{R}\left(\dot{\mathbf{V}}_r - \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\theta_r\right)\right)^H \mathbf{K}^{-1}\left(\dot{\mathbf{V}}_r - \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\theta_r\right)\right)\right)$$

$$\mathrm{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R \middle| \dot{\mathbf{A}}, \theta\right) = \frac{1}{\pi^{NR}\left|\mathbf{K}\right|^R} \exp\left(-\sum_{r=1}^{R}\left(\dot{\mathbf{V}}_r - \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)\right)^H \mathbf{K}^{-1}\left(\dot{\mathbf{V}}_r - \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)\right)\right),$$

где $\mathbf{K}^{-1}$ – матрица размера $N \times N$, обратная матрице корреляции $\mathbf{K}$; $\left(\cdot\right)^H$ – знак

эрмитова сопряжения.

Согласно [4], решение о реализации той или иной гипотезы принимается на основании сравнения логарифма отношения правдоподобия, максимизированного по неизвестным параметрам, с пороговым уровнем обнаружения $h^{(R)}$. Верхний индекс указывает на зависимость величины порога $h^{(R)}$ от количества наблюдений R.

Правило принятия решения о реализации одной из гипотез запишем следующим образом:

$$\max_{\dot{A}_r,\theta,\theta_r} \Lambda(\dot{\mathbf{V}}_r \left| \dot{A}_r,\theta,\theta_r \right.) = \max_{\dot{A}_r,\theta,\theta_r} \frac{\mathrm{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}_1,\dot{\mathbf{V}}_2,...,\dot{\mathbf{V}}_R \left| \dot{\mathbf{A}},\theta \right.\right)}{\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_1,\dot{\mathbf{V}}_2,...,\dot{\mathbf{V}}_R \left| \dot{\mathbf{A}},\theta_r \right.\right)} \underset{\gamma_0}{\overset{\gamma_1}{\gtrless}} h \qquad (1)$$

Представим логарифм функций правдоподобия обеих гипотез в виде:

$$\ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_r \left| \dot{\mathbf{A}},\theta_r \right.\right)\right] = -\sum_{r=1}^{R}\left(\left|\dot{A}_r\right|^2 \dot{\mathbf{H}}\left(\theta_r\right)^H \mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_r\right) - 2\,\mathrm{Re}\left(\dot{A}_r\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_r\right)\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_r^H\right)\right) \qquad (2)$$

$$\ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}_r \left| \dot{\mathbf{A}},\theta \right.\right)\right] = -\sum_{r=1}^{R}\left(\left|\dot{A}_r\right|^2 \dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^H \mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right) - 2\,\mathrm{Re}\left(\dot{A}_r\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_r^H\right)\right) \qquad (3)$$

Процедура максимизации (2) и (3) по комплексному вектору $\dot{\mathbf{A}}$ предполагает максимизацию по модулям и аргументам компонент вектора напряженности $\dot{\mathbf{A}}$. Максимизация правой части выражений (2) и (3) по модулям $\left|\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r}\right|$ сводится к замене модулей $\left|\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r}\right|$ их максимально правдоподобными оценками $\widehat{\mathrm{A}}_\mathrm{r}$, т.е. оценками амплитуды электрического поля пеленгуемой плоской волны в r-ом наблюдении для каждой из гипотез. Для этого решается уравнение правдоподобия для обеих гипотез, откуда получаем:

$$\gamma_0: \quad \widehat{\mathrm{A}}_\mathrm{r} = \frac{\left|\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}\right|}{\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)}. \qquad (4)$$

$$\gamma_1: \quad \widehat{\mathrm{A}}_\mathrm{r} = \frac{\left|\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}\right|}{\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)}. \qquad (5)$$

Подставляя (4) в (2) и (5) в (3) получим:

$$\max_{\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r},\theta_\mathrm{r}} \ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_1,\dot{\mathbf{V}}_2,...,\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{R} \left| \dot{\mathbf{A}},\theta_\mathrm{r} \right.\right)\right] = \max_{\theta_\mathrm{r}} \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left(-\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r} + \frac{\left|\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}\right|^2}{\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta_\mathrm{r}\right)}\right) \qquad (6)$$

$$\max_{\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r},\theta} \ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}_1,\dot{\mathbf{V}}_2,...,\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{R} \left| \dot{\mathbf{A}},\theta \right.\right)\right] = \max_{\theta} \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left(-\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r} + \frac{\left|\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{V}}_\mathrm{r}\right|^2}{\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)^{\mathbf{H}}\mathbf{K}^{-1}\dot{\mathbf{H}}\left(\theta\right)}\right) \qquad (7)$$

Раскрывая квадраты модулей в числителе правой части в выражениях (6) и (7), введем матрицу комплексных взаимных энергий спектральных компонент сигнала ИРИ в r-ом измерении, $\mathbf{W}_r = \dot{\mathbf{V}}_r \dot{\mathbf{V}}_r^{\mathrm{H}}$, и перепишем (6) и (7) в виде:

$$\max_{\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r},\theta_\mathrm{r}} \ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_\mathrm{R} \middle| \dot{\mathbf{A}}, \theta_\mathrm{r}\right)\right] = -\mathrm{Tr}(\mathbf{W}) + \max_{\theta_\mathrm{r}} \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}_\mathrm{r} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})}{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})} \quad (8)$$

$$\max_{\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r},\theta} \ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_\mathrm{R} \middle| \dot{\mathbf{A}}, \theta\right)\right] = -\mathrm{Tr}(\mathbf{W}) + \max_{\theta} \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathbf{W}_\mathrm{r} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)} \quad (9)$$

С учетом свойств неотрицательной определенности квадратичной формы можно поменять местами операции максимизации и суммирования в (8). Тогда получим

$$\max_{\dot{\mathrm{A}}_\mathrm{r},\theta_\mathrm{r}} \ln\left[\mathrm{W}_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_\mathrm{R} \middle| \dot{\mathbf{A}}, \theta_\mathrm{r}\right)\right] = -\mathrm{Tr}(\mathbf{W}) + \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \max_{\theta_\mathrm{r}} \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}_\mathrm{r} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})}{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})} \quad (10)$$

Ввиду полимодальности решающей функции целесообразно применять более обобщенное понятие sup вместо max. Таким образом с учетом (1), (8) - (10) решающая функция для алгоритма селекции движущегося ИРИ по результатам его многократного пеленгования примет вид

$$\mathrm{M}(\theta, \theta_\mathrm{r}) = \sup_{\theta}\left[\mathrm{M}_{\gamma_1}(\theta)\right] - \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \sup_{\theta_\mathrm{r}}\left[\mathrm{M}_{\gamma_0}(\theta_\mathrm{r})\right], \quad (11)$$

где $\mathrm{M}_{\gamma_1}(\theta) = \dfrac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathbf{W}_\mathrm{r} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}$, $\mathrm{M}_{\gamma_0}(\theta)_\mathrm{r} = \dfrac{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}_\mathrm{r} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})}{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathbf{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})}$ - пеленгационные рельефы для гипотез γ_1 и γ_0 соответственно.

Методом глобальной максимизации слагаемых решающей функции $\mathrm{M}(\theta, \theta_\mathrm{r})$ находится максимально правдоподобная оценка $\hat{\theta}_{\gamma_0}$ пеленга в случае стационарного ИРИ (рисунок 2 при $\mathrm{SNR} = 10$ дБ), и оценки $(\hat{\theta}_{\gamma_0})_\mathrm{r}$ в случае движущегося ИРИ (рисунок 3 при $\Delta\theta = 50$, $\mathrm{SNR} = 10$ дБ):

$$\hat{\theta}_{\gamma_0} = \sum_{r=1}^{R}\left[\arg\sup_{\theta_\mathrm{r}} \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathrm{H}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{W}_r \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})}{\dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})^{\mathrm{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta_\mathrm{r})} \right] \quad (12)$$

$$\hat{\theta}_{\gamma_1} = \arg\sup_{\theta}\left[\frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}} \mathbf{K}^{-1} \sum_{r=1}^{R} \mathbf{W}_r \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\dot{\mathbf{H}}(\theta)^{\mathrm{H}} \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)} \right] \quad (13)$$

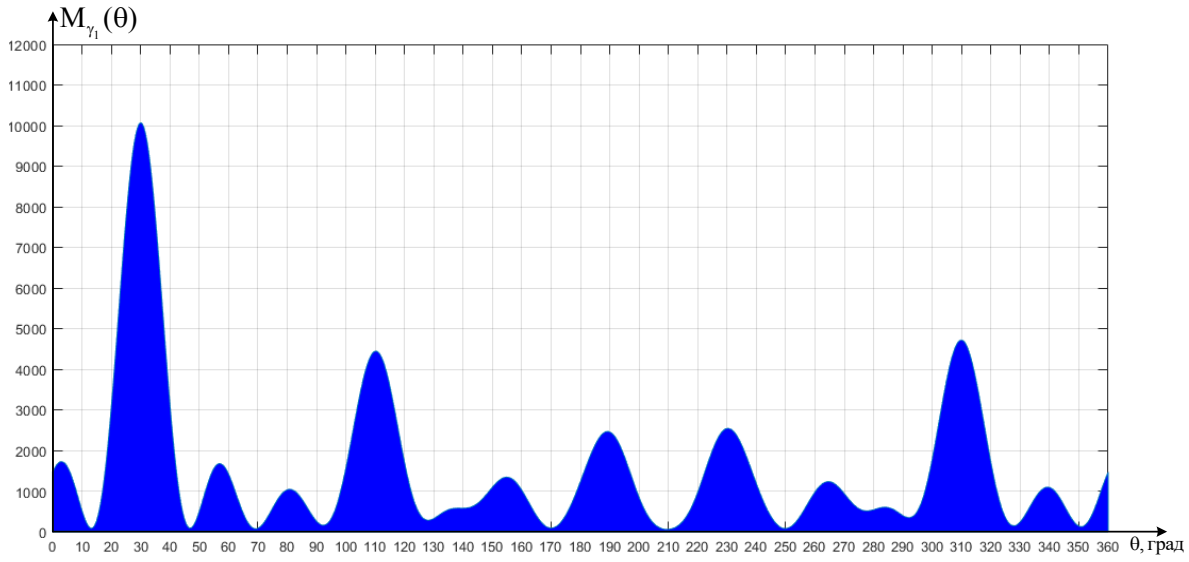


Рис. 2. Пеленгационный рельеф $M_{\gamma_1}(\theta)$ в случае реализации гипотезы о неподвижном ИРИ.

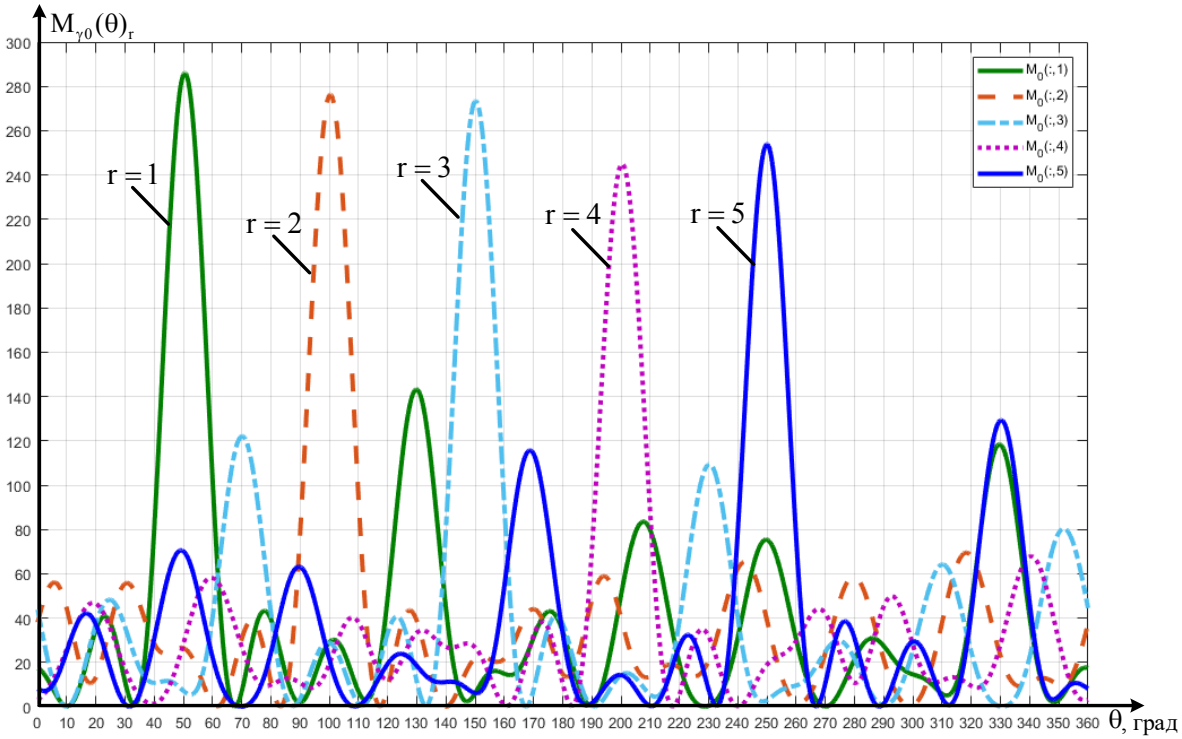


Рис. 3. Пеленгационные рельефы $M_{\gamma_0}(\theta)_r$, соответствующие сигналу движущегося ИРИ в различные моменты времени

Полученные оценки (12) и (13) подставляются в (11) и решение о реализации той или иной гипотезы принимается на основании сравнения $M\left(\widehat{\theta}_{\gamma_0}, \widehat{\theta}_{\gamma_1}\right)$ с пороговым уровнем

различения $h^{(R)}$. Величина последнего вычисляется в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивает фиксированную вероятность ошибки первого рода для заданного числа наблюдений R.

4. Математическое моделирование алгоритма селекции движущегося ИРИ

Статистическое моделирование предложенного алгоритма проведено в пакете Matlab R2017b для семиэлементной (N=7) ЭКАР при значениях параметров: $\mathrm{SNR} = 4$, $\sigma = \sqrt{0.5}$ для различного числа измерений в серии наблюдений (R). По данным, полученным в ходе моделирования, были построены пеленгационные рельефы для обеих различаемых гипотез (стационарный либо движущийся ИРИ), по положениям глобальных максимумов рельефов найдены оценки пеленгов, которые подставлялись в решающее правило (11). Путем многократного пересчета статистики и сравнения ее с порогом, получены оценки вероятности правильного различения гипотез как относительной частоты данного события в серии статистических экспериментов. Построенные зависимости вероятности правильного различения от R, соответствующие траекториям движения ИРИ (рисунок 1а – первая модель, рисунок 1б – вторая модель движения), изображены на рисунках 4 а,б соответственно. Зависимость вероятности от количества накоплений на рисунке 4а построена при истинном смещении ИРИ на $\Delta\theta = 5^{\circ}$, а на рисунке 4б – при истинном значении $\Delta\theta = 30^{\circ}$. Очевидно, что при равных истинных значениях смещения ИРИ ($\Delta\theta$) для случая движения ИРИ по траектории, изображенной на рисунке 1б требуется большее количество накоплений, чем для случая, представленного на рисунке 1а.

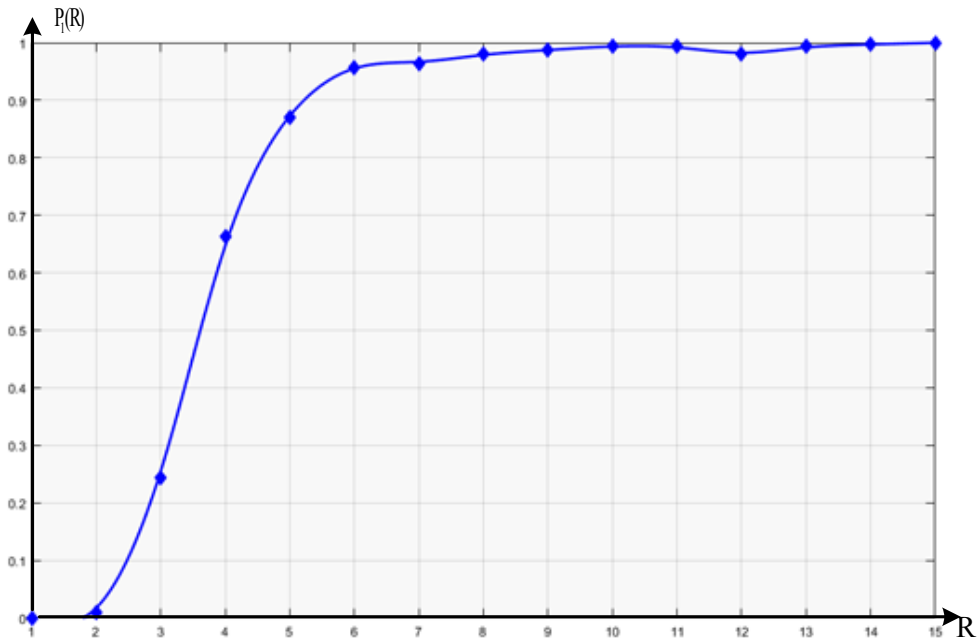


Рис. 4а. Вероятность правильного различения от количества накоплений для траектории движения ИРИ, приведенной на рис. 1а.

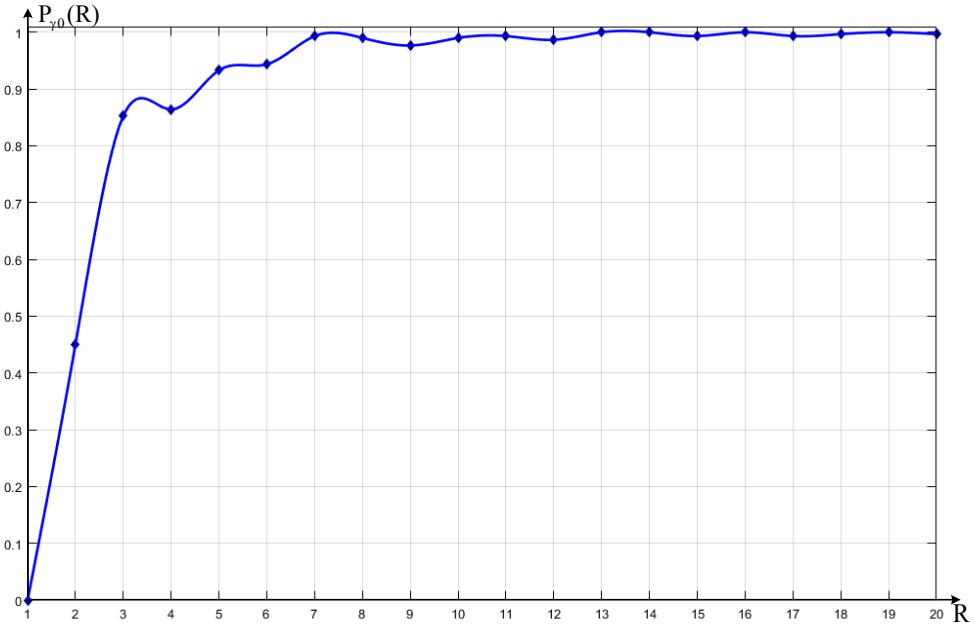


Рис. 4б. Вероятность правильного различения от количества накоплений для траектории движения ИРИ, приведенной на рис. 1б.

5. Заключение

Проведен синтез алгоритма селекции движущегося ИРИ по результатам многократного пеленгования в азимутальной плоскости в условиях характерной для ведения радиомониторинга априорной неопределенности относительно уровня принимаемых сигналов ИРИ и параметров совместного закона распределения пеленгов. Получено решающее правило принятия решения о наличии движущегося ИРИ по совокупности первичных наблюдаемых данных – комплексных амплитуд напряжений на выходах АС в процессе пеленгования. Порог принятия решения о справедливой гипотезе выбирается в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивает фиксированную величину ошибки первого рода.

Получены аналитические выражения для оценок амплитуд напряженности поля пеленгуемой радиоволны. Результаты статистического моделирования для двух типовых траекторий движения ИРИ подтвердили эффективность предложенного алгоритма селекции.

Литература

1. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». М.: Высш. шк., 1990. — 496 с.
2. Климин В. В. Способ определения координат движущегося источника радиоизлучения с неизвестными параметрами и устройство для его осуществления. RU 2234712, заяв. 20.09.2001, опубл. 20.08.2004.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. М.: Сов. Радио, 1966. - 681 с.

4. Артемов М.Л., Сличенко М.П. Современный подход к развитию методов пеленгования радиоволн источников радиоизлучения //Антенны. 2018. № 5. С. 31-37.
5. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники //Радиотехника. 2016. №5. С.4-18
6. Сличенко М.П. Характеристическая функция квадратичной формы, образованная комплексными коррелированными гауссовскими величинами // Радиотехника и электроника, 2014, Т. 59, №5. - С. 473-480.

REFERENCES

1. Grishin, Y. P., Ipatov, V.P, Kazarinov, Yu. M. Radio engineering systems: Textbook for universities on special // Radiotechnics, M.: Higher Sch., 1990. - 496 p.
2. Klimin, V. V. A Method of determining the coordinates of a moving source of radio emission with unknown parameters and a device for its implementation. RU 2234712, stated. 20.09.2001, publ. 20.08.2004.
3. Tikhonov, V. I. Statistical radio engineering / V. I. Tikhonov. M.: Sov. Radio, 1966. - 681 p.
4. Artemov, M. L., Slichenko, M. P. The Modern approach to the development of the methods of direction finding of radio waves sources of radio emission //Antennas, 2018, Vol. 5. - Pp. 31-37.
5. Artemov, M. L., Afanasyev, O. V., Slichenko, M. P. The Detection and direction finding of radio emission sources in the framework of the theory of statistical radio engineering // Radiotechnics, 2016, Vol. 5. - Pp. 4-18.
6. Slichenko, M. P. Characteristic function of the quadratic form, formed by complex correlated Gaussian values // Radio engineering and electronics, 2014, Vol. 59, №5. - Pp. 473-480.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СТАНДАРТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ IEEE 802.11N

К.Д. Титов, О.Н. Завалишина, А.О. Липатов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследована структура битового потока при передаче данных по канальному и физическому уровням сетевой модели OSI по беспроводному каналу стандарта IEEE 802.11n. Определена аналитическая зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум и ширины полосы помехи для разных уровней модуляции и скоростей кодирования. Проведена верификация полученных зависимостей с помощью имитационной модели беспроводного канала передачи данных в среде MATLAB Simulink.

Ключевые слова: помехоустойчивость; исправляющая способность; беспроводной канал; сетевая модель, вероятность ошибки.

ASSESMENT OF NOISE STABILITY OF STANDART DATA TRANSMISSIONS IEEE 802.11N

K. D. Titov, O. N. Zavalishina, A. O. Lipatov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. In this work, the structure of the bit stream during data transmission over the data link and physical layers of the OSI network model over the wireless link of the IEEE 802.11n was investigated. The analytical dependence of the bit error rate on the signal-to-noise ratio and interference bandwidth was determined for different modulation levels and coding rates. Verification of the obtained dependences by the simulation model of a wireless data transmission channel in the MATLAB Simulink environment has been carried out.

Keywords: noise stability; correction capability; wireless link; network model, error probability.

1. Введение

Анализ помехоустойчивости современных и перспективных стандартов передачи данных является актуальной задачей [1-4]. Перспективные стандарты передачи данных основаны на использовании современных технологий, включающих в себя многоуровневые модуляции, помехоустойчивое кодирование, многоканальную передачу MIMO и MU-MIMO и т.д. [5-9]. Использование всех этих методов повышает скорость передачи данных, пропускную способность, стабильность приёма сигнала, позволяет обслуживать несколько клиентов одновременно, увеличивает зону покрытия и снижает энергопотребление, однако отрицательно сказывается на помехоустойчивости.

Целью работы является оценка воздействия помех на беспроводной канал передачи данных, на примере стандарта IEEE 802.11n, аналитический расчёт вероятности битовой ошибки с учётом ширины полосы мешающего сигнала, вида модуляции, исправляющей способности свёрточного кодера и структуры пакета передаваемых данных, а также подтверждение полученных зависимостей имитационной моделью беспроводного канала передачи данных в среде MATLAB Simulink.

2. Вероятность ошибки

Для сигнала, модулированного M-PSK (многопозиционная фазовая модуляция, M-ary Phase Shift Keying) вероятность символьной ошибки без учета кодирования, определяется выражением [10]

$$P_s = \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{kE_b}{N_0}\frac{\sin^2[\pi/M]}{\sin^2\theta}\right)d\theta, \quad (1)$$

где $k = \log_2 M$ – количество бит на символ, а M – порядок модуляции.

Вероятность битовой ошибки из (1) определяется как [10, 11]

$$P_b = \frac{1}{k}\left(\sum_{i=1}^{M/2}(w_i')P_i\right), \quad (2)$$

где $w_i' = w_i + w_{M-i}$, $w_{M/2}' = w_{M/2}$, w_i – вес Хэмминга последовательности бит, соответствующих символу i, и

$$P_i = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi(1-(2i-1)/M} \exp\left(-\frac{kE_b}{N_0}\frac{\sin^2[(2i-1)\pi/M]}{\sin^2\theta}\right)d\theta -$$
$$-\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi(1-(2i+1)/M} \exp\left(-\frac{kE_b}{N_0}\frac{\sin^2[(2i+1)\pi/M]}{\sin^2\theta}\right)d\theta.$$

Для частного случая, модуляции BPSK (двоичная фазовая модуляция, Binary Phase Shift Keying), вероятности битовой (2) и символьной (1) ошибки определяются выражением

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

Для сигнала, модулированного M-QAM (многопозиционная квадратурная амплитудная, M-ary Quadrature Amplitude Modulation), вероятность символьной ошибки без учета кодирования имеет вид [10, 12]

$$P_s = 4\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}}Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}\frac{kE_b}{N_0}}\right) - 4\left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}}\right)^2 Q^2\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}\frac{kE_b}{N_0}}\right). \quad (3)$$

Вероятность битовой ошибки из (3) определяется как [13]

$$P_b = \frac{2}{\sqrt{M}\log_2\sqrt{M}} \times \sum_{k=1}^{\log_2\sqrt{M}}\sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1}\left\{(-1)^{\left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}}\right\rfloor}\left(2^{k-1} - \left\lfloor\frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2}\right\rfloor\right)Q\left((2i+1)\sqrt{\frac{6\log_2 M}{2(M-1)}\frac{E_b}{N_0}}\right)\right\}. \quad (4)$$

В основе стандарта IEEE 802.11n лежит система MIMO, то есть радиосистема с несколькими раздельными путями приёма и передачи. Для борьбы с замираниями или снижения их влияния в стандарте используется разнесённый приём, при котором точка доступа преобразует несколько принятых сигналов в один более качественный сигнал, совмещая их фазы и амплитуды, чтобы получить наилучший возможный сигнал. Повышение эффективности при разнесённом приёме достигается в том случае, если при достаточно большом расстоянии между антеннами замирания сигнала, принятого одной

антенной, практически не зависят от замираний сигнала на выходе другой антенны. Разнесённый приём предполагает наличие L раздельных приёмных каналов (ветвей разнесения) с независимыми замираниями. Применяемый при этом алгоритм MRC (maximal ratio combining) максимизирует отношение сигнал/шум (ОСШ) и обычно используется во всех точках доступа стандарта IEEE 802.11n. При объединении разнесённых сигналов по принципу максимального отношения сигналы со всех L ветвей взвешиваются согласно их личным ОСШ, а затем суммируются. Перед суммированием требуется достичь синфазности суммируемых сигналов. Суммирование с максимальным отношением даёт среднее ОСШ, равное сумме отдельных средних ОСШ. Таким образом, объединение сигналов с максимальным отношением может дать приемлемое среднее ОСШ, даже если ни одно из средних значений не является приемлемым.

Вероятность битовой ошибки без учёта кодирования и с использованием MRC [10, 11] для сигнала, модулированного M-PSK из (2) определяется выражением

$$P_b = \frac{1}{k}\left(\sum_{i=1}^{M/2}(w_i')\bar{P}_i\right), \tag{5}$$

где $\bar{P}_i = \int_0^{\pi(1-(2i-1)/M)} \prod_{l=1}^{L} M_{\gamma_l}\left(-\frac{1}{\sin^2\theta}\sin^2\frac{(2i-1)\pi}{M}\right)d\theta - \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi(1-(2i+1)/M)} \prod_{l=1}^{L} M_{\gamma_l}\left(-\frac{1}{\sin^2\theta}\sin^2\frac{(2i+1)\pi}{M}\right)d\theta,$

L – количество ветвей разнесения, l – индекс канала, M_{γ_l} – производящая функция моментов на каждую ветвь разнесения, γ_l – ОСШ отдельной ветви.

Вероятность битовой ошибки без учёта кодирования и с использованием MRC [10] для модуляции M-QAM из (4) определяется выражением

$$P_b = \frac{2}{\pi\sqrt{M}\log_2\sqrt{M}} \times \times \sum_{k=1}^{\log_2\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \right\rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor\right) \int_0^{\pi/2} \prod_{l=1}^{L} M_{\gamma_l}\left(-\frac{(2i+1)^2 3/(2(M-1))}{\sin^2\theta}\right)d\theta \right\}. \tag{6}$$

В системах связи и передачи данных стандарта IEEE 802.11 для обеспечения возможности обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие в следствие передачи по беспроводному каналу, используется свёрточное кодирование. Сверточный код при декодировании по алгоритму Витерби по принятой последовательности определяет наиболее правдоподобный путь к каждому узлу и определяет расстояние (меру расходимости пути) между каждым путём и принятой последовательностью. В качестве оценки принятой последовательности выбирается сегмент с наименьшей мерой расходимости, который называется выжившим путём. Соответствующие метрики при поиске по решётке могут быть метриками Хемминга или метриками Евклида в зависимости от жесткого или мягкого решения, формируемого детектором. Поскольку свёрточный код не обязательно имеет фиксированную длину, рассматриваются два пути на решётке, отличающихся между собой. В частности, при

декодировании с мягким решением определяется вероятность первого пересечения другого пути в определенном узле с путём из одних нулей, как вероятность того, что этот путь имеет метрику, которая превосходит метрику пути из одних нулей первый раз. Предположим, что неправильный путь, который сливается с путём из одних нулей, отличается на d бита, то есть имеются d единиц, а остальные элементы – нули. Вероятность ошибки при попарном сравнении этих двух путей, которые отличаются в d позициях, равна [12]

$$P_2(d) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_0}d}\right) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b R_c d}\right), \tag{7}$$

где $\gamma_b = E_b/N_0$ – ОСШ на бит принимаемого сигнала, а R_c – скорость кода.

Передаточная функция кода

$$T(D,N) = \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d D^d N^{f(d)},$$

даёт полное описание всех возможных путей, которые пересекаются или сливаются с путём из одних нулей в узле, а также их расстояний, где d_{free} – свободное расстояние кода, a_d – число путей с расстоянием d, N – вес входной информационной последовательности, соответствующей переходу состояния кодера, $f(d)$ – вес информационного слова, D – вес выходной последовательности, соответствующей переходу состояния кодера. Дифференцирование $T(D,N)$ по N позволяет получить подходящие множители, соответствующие числу ошибок по информационным символам для каждого неправильного выбранного пути

$$\left.\frac{dT(D,N)}{dN}\right|_{N=1} = \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d f(d) D^d .$$

Так как вероятность битовой ошибки связана с передаточной функцией, возможно суммирование вероятности ошибки по всем возможным расстояниям путей, что позволяет получить верхнюю границу для вероятности ошибки первого пересечения, характеризующую эффективность свёрточного кода

$$P_b < \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d f(d) P_2(d), \tag{8}$$

где $P_2(d)$ определяется выражениями (5) и (6) для M-PSK и M-QAM соответственно, при условии $P_b\left|_{\frac{E_b}{N_0}=\gamma_b R_c d}\right.$ в соответствии с выражением (7).

Для алгоритма Витерби, использующегося для декодирования принятых данных с жёстким решением, основной метрикой является расстояние Хемминга между принимаемой последовательностью и выжившими последовательностями в каждом узле решётки. Сначала рассчитывается вероятность первого ошибочного события и считается, что передаётся путь из одних нулей. Предполагается, что путь, который сравнивается с путём из одних нулей в некотором узле, имеет расстояние d относительно пути из одних нулей. Если d нечётно, то путь из одних нулей будет

выбран без ошибок в том случае, если число ошибок в принимаемой последовательности меньше, чем $(d+1)/2$, иначе будет выбран неправильный путь. Следовательно, вероятность выбора неправильного пути равна

$$P_2(d) = \sum_{k=(d+1)/2}^{d} \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k}.$$

где p – вероятность ошибочного приёма символа в двоичном симметричном канале, определяемая выражениями (5) и (6) для M-PSK и M-QAM соответственно.

Если d четно, то неправильный путь выбирается, когда число ошибок превышает $d/2$. Если число ошибок равно $d/2$, то имеется связь между метриками двух путей, которую можно разрешить случайным выбором одного из путей, так что ошибка возникнет в половине случаев. Следовательно, вероятность выбора неправильного пути

$$P_2(d) = \sum_{k=d/2+1}^{d} \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} + \frac{1}{2}\binom{d}{d/2} p^{d/2}(1-p)^{d/2}.$$

3. Особенности стандарта IEEE 802.11n

Для оценки помехоустойчивости канала передачи данных исследовалась структура битового потока, формируемого в соответствии с сетевой моделью OSI [14]. Выбор протокола на каждом из уровней обуславливается требованиями к архитектуре сети, качеству и количеству передаваемой информации, конфиденциальности, а также характеристиками среды передачи информации. Для определения количества полезной и служебной информации была рассмотрена структура битового потока, формируемого при передаче данных только на канальном и физическом уровнях, которые определяются протоколом IEEE 802.11n [5]. Для формирования базовой модели не учитывались протоколы передачи данных, определяемые на сетевом, транспортном и сеансовом уровнях. Таким образом, не учитывалось влияние исправляющей способности и пакетных ошибок на этих уровнях, что позволяет оценить помехоустойчивость непосредственно самого стандарта IEEE 802.11n без привязки к типу передаваемой информации и формируемым пакетам данных на верхних уровнях. В качестве полезной информации рассматривался поток данных, формируемых генератором случайных чисел. Предлагаемый подход может быть применён для любых протоколов и стандартов передаваемой информации с учётом формирования кадров от уровня приложений до физического уровня. На рисунке 1 представлена структура битового потока, формируемого при передаче по беспроводному каналу стандарта IEEE 802.11n.

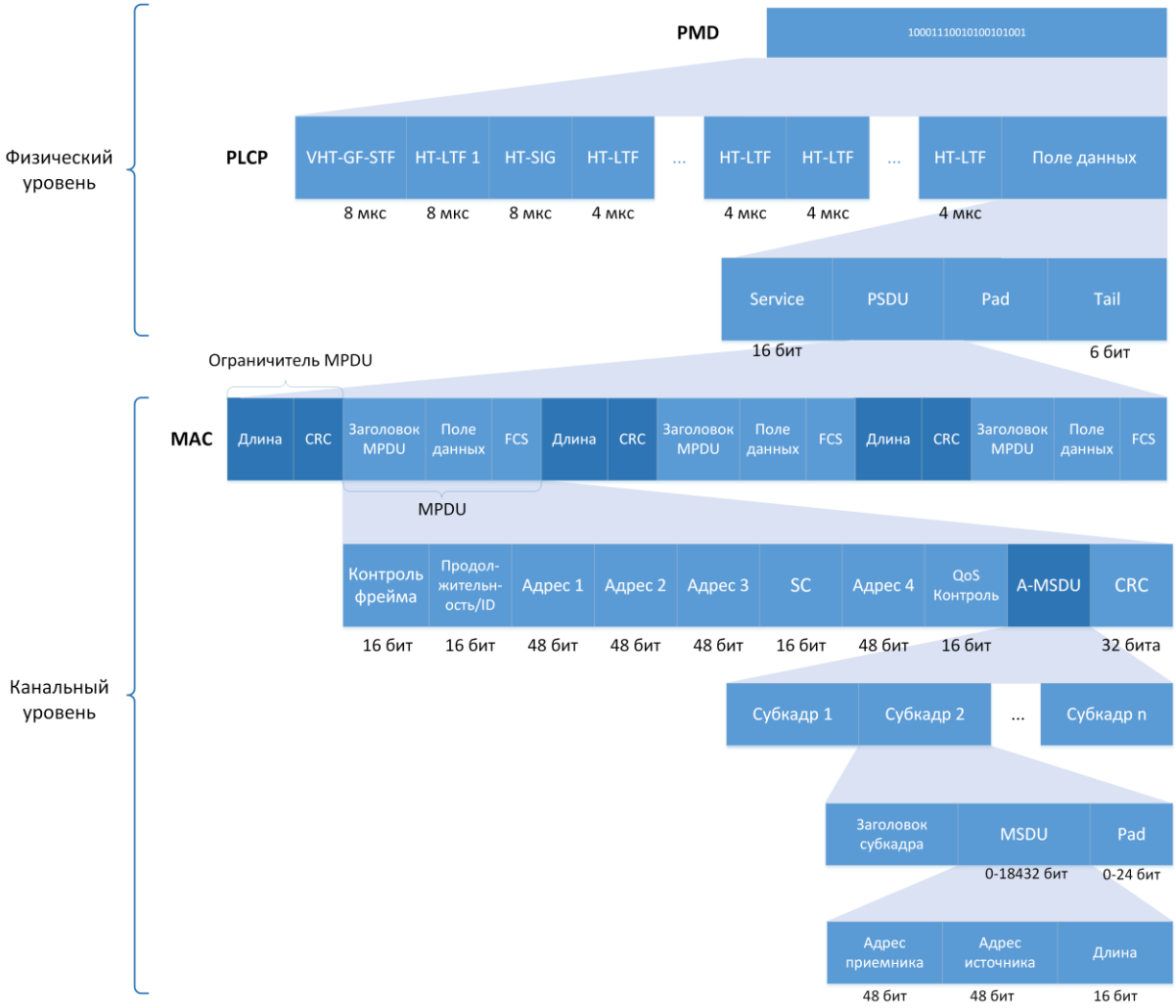


Рис.1. Структура битового потока на канальном и физическом уровнях сетевой модели.

Просуммировав всю полезную информацию в одном PLCP-кадре (процедура определения состояния физического уровня, Physical Layer Convergence Procedure) определяем величину D, а величина H определяется как сумма бит всей служебной информации в пакете. Таким образом, вероятности того, что в последовательности бит в текущий момент времени исказится бит из заголовка или из полезных данных, определяется соответственно выражениями

$$P_H = \frac{H}{D+H},\ P_D = \frac{D}{D+H}. \tag{9}$$

Делая предположение, что искажение заголовка или элементов служебной информации приведёт к потере всего пакета, с учётом выражений для вероятности искажения произвольного бита информации без привязки к его значимости (8) и вероятностей появления в последовательности бита служебной или бита полезных данных (9) запишем вероятность битовой ошибки

$$P_{bp} \approx P_b \cdot P_D + 0{,}5 \cdot P_H. \tag{10}$$

Для учёта ширины полосы помехи в вероятности битовой ошибки определим параметр $\rho (0 < \rho \le 1)$, указывающий часть полосы сигнала, в которой присутствует

помеха. При подавлении сигнала узкополосной помехой вероятность корректного получения одного символа равна $(1-\rho)$. С другой стороны, при спектральной плотности мощности помех J_0/ρ вероятность подавления передачи одного символа равна ρ. Используя уравнение (10), можно выразить вероятность битовой ошибки в следующем виде

$$P_{bj} = (1-\rho)P_{bp} + \rho P_{bp}\Big|_{N_0 = N_0 + J_0/\rho}. \quad (11)$$

В частном случае, вероятность битовой ошибки с учётом ширины полосы узкополосной помехи и без учёта кодирования и использования MRC для BPSK сигнала будет равна

$$P_{bj} = (1-\rho)Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) + \rho Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + J_0/\rho}}\right).$$

4. Результаты моделирования

Для проверки аналитических выражений в работе была рассмотрена модель беспроводного канала стандарта IEEE 802.11n в среде MATLAB Simulink (рис. 4). Передатчик формирует пакет данных стандарта IEEE 802.11n, который разбивается на два потока. Далее данные передаются в канал, где блок AWGN устанавливает заданный уровень шума. Генератор помех создаёт узкополосную помеху в выбранном частотном диапазоне с фиксированной спектральной плотностью мощности, которая накладывается с помощью сумматора на аддитивную смесь сигнала и шума. Далее приёмник декодирует принятый сигнал. На блок визуализации результатов моделирования поступают исходный сигнал и сигнал, прошедший через канал с шумом и помехой, и производится подсчёт количества искажённых бит и вероятность битовой ошибки BER.

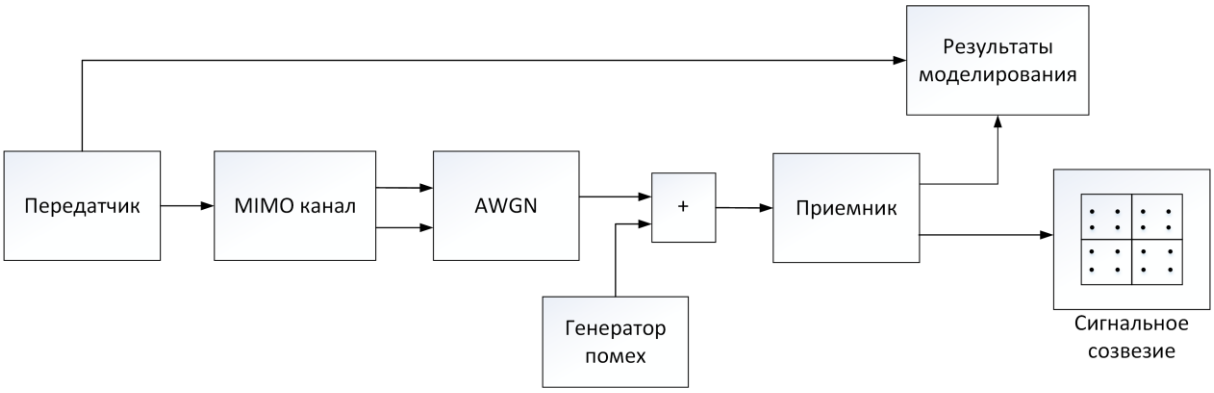


Рис. 4. Анализируемая модель стандарта IEEE 802.11n.

По результатам моделирования и аналитического расчета по формуле (11) была получена зависимость вероятности битовых ошибок от доли перекрытия полезного сигнала узкополосной помехой в стандарте IEEE 802.11n.

На рисунке 5 изображена зависимость вероятности битовой ошибки от доли перекрытия сигнала помехой для разных видов модуляции, полученные по результатам

моделирования. Кривые с закрашенными круглыми маркерами соответствуют модуляции BPSK со скоростью кодирования 1/2, с квадратными – QPSK 3/4, с круглыми – QAM-16 3/4 и с ромбовыми – QAM-64 3/4.

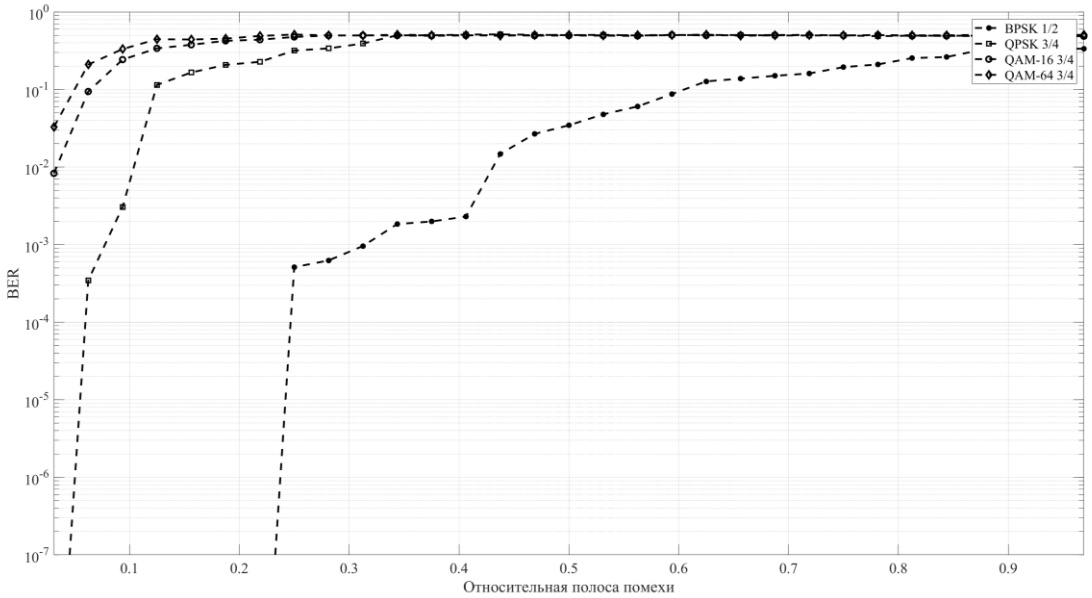


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от доли перекрытия сигнала помехой для разных модуляций.

Из рисунка 5 видно, что с ростом уровня модуляции увеличивается вероятность появления битовых ошибок в зависимости от ширины полосы помехи. Превышение вероятности битовой ошибки на уровне 10^{-3} [15] для QPSK 3/4 происходит при перекрытии помехой порядка 10% спектра полезного сигнала, а для BPSK 1/2 – порядка 30%. Наличие помехи со спектральной плотностью мощности превышающей спектральную плотность мощности сигнала в два раза приводит к невозможности обеспечения заданного уровня достоверности для цифровых систем радиосвязи и передачи данных [15] для высоких порядков модуляции QAM-16 и QAM-64.

В интересах оценки влияния скорости кодирования на вероятности битовой ошибки при прочих равных условиях на рисунке 6 изображена зависимость для одного вида модуляции QAM-64, на котором кривые, полученные моделированием, характеризуют различные скорости кодирования: кривые с закрашенными круглыми маркерами соответствуют скорости кодирования, равной 2/3, квадратные – 3/4 и круглые – 5/6.

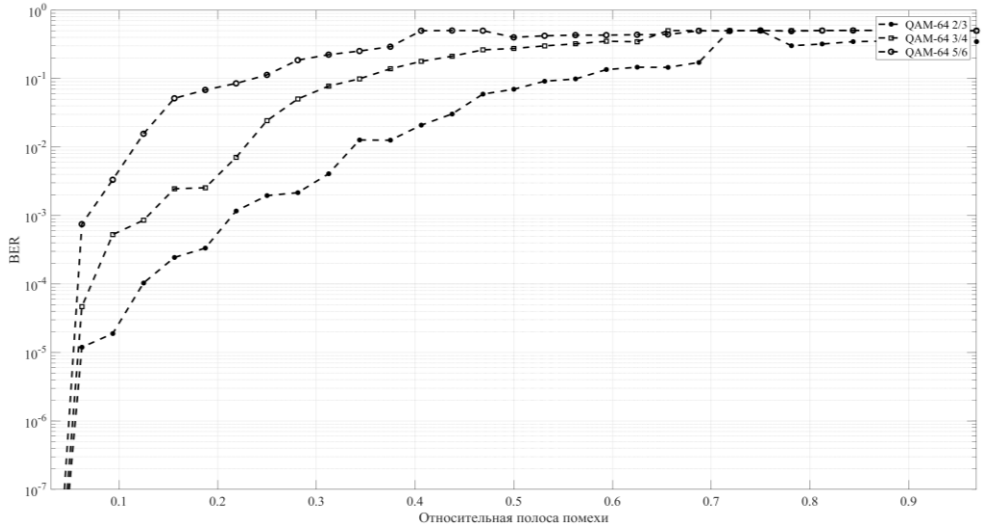


Рис. 6. Зависимость вероятности битовой ошибки от доли перекрытия сигнала помехой для разных скоростей кодирования.

Из рисунка 6 видно, что в зависимости от доли перекрытия полезного сигнала помехой с ростом скорости кодирования увеличивается вероятность появления битовых ошибок.

По результатам моделирования была получена зависимость вероятности битовой ошибки от степени перекрытия сигнала помехой и вероятности битовой ошибки. На рисунке 7 изображён трёхмерный график, полученный по результатам моделирования, а также пунктирная кривая, построенная по выражению (11) при фиксированной вероятности битовой ошибки равной 10^{-3} [15]. Исходя из рисунка 7 возможно определить минимальную ширину полосы помехи (количество зашумлённых поднесущих) фиксированной мощности в зависимости от требуемой вероятности искажения, при которой система связи и передачи данных может функционировать [15].

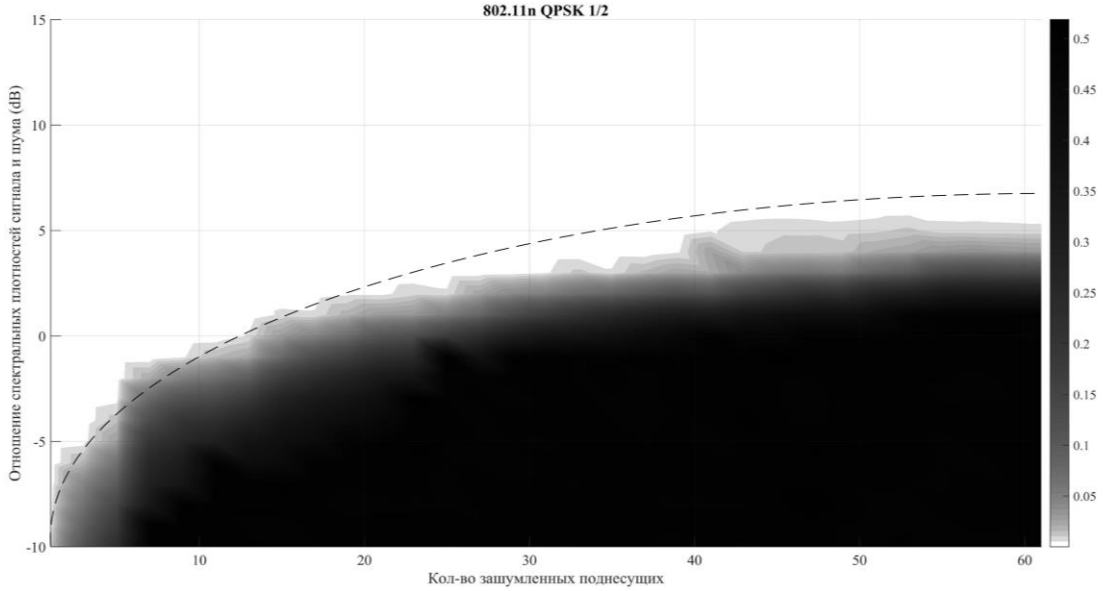


Рис. 7. Зависимость вероятности битовой ошибки от количества зашумлённых поднесущих и отношения спектральной плотности мощности и помехи.

5. Заключение

Перспективные стандарты передачи данных основаны на использовании более высоких порядков модуляции, что негативно сказывается на помехоустойчивости беспроводных каналов. Разработанная методика позволяет оценить помехоустойчивость беспроводных каналов связи на основе стандартов передачи данных, используемых видов модуляции и скорости кодирования, а также параметров помехи. Приведённые результаты помогли определить границы критического влияния помех и могут быть использованы для адаптации алгоритмов работы приёмника в интересах повышения качества передачи информации по беспроводным каналам.

Литература

1. Петренко Б. П. Оценка помехоустойчивости OFDM сигналов в системах передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов. // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. – 31 с.
2. Синицын Д.В. Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации с использованием сверточных алгоритмов обработки сигналов: дис. канд. техн. наук: 05.12.04: защищена 24.02.15. Владимир, 2014 – 127 с.
3. Зяблов В.В., Коробков Д. Л., Портной С. Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.
4. Фокин Г.А. Принципы и технологии цифровой связи. Основы расчетов: учебное пособие, СПбГУТ. – СПб., 2014 – 151 с.
5. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems— Local and metropolitan area networks Specific – requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 2007.
6. Cisco «802.11ac: The Fifth Generation of Wi-Fi» Technical White Paper, August 2012. – 25 p.
7. Matthew S. Gast «802.11ac: A Survival Guide». O'Reilly Media, 2013.
8. Cisco «IEEE 802.11ax: The Sixth Generation of Wi-Fi» Technical White Paper, 2018.
9. 802.11ad – WLAN at 60 GHz A Technology Introduction White Paper, 2017.
10. Simon, M. K., and Alouini, M. S., Digital Communication over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis, 1st Ed., Wiley, 2000.
11. Lee, P. J., "Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-34, Number 5, 1986. – pp. 488-491.
12. Прокис, Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.
13. Cho, K., and Yoon, D., "On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations", *IEEE Trans*. *Commun*., vol. 50, no. 7, July 2002, pp. 1074-1080.
14. Филимонов А. Ю. Построение мультисервисных сетей Ethernet. М.: BHV, 2007. – 592 с.
15. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006 г. – 288с.

References

1. Petrenko B. P. Assessment of immunity OFDM signal in communication system under the influence of destabilizing factors. // Science and education: scientific edition MSTU named after E.E. Bauman, 2012. – 31 p.
2. Sinitsyn D.V. Increase in noise stability of radio engineering systems of information transfer with use the convolution algorithms of processing of signals. Cand. Diss. Vladimir, 2014 – 127 p.
3. Zyablov V.V., Korobkov D.L, Portnoy S.L. "Highspeed information transmission in real channels", Moscow, Radio and Svyaz, 1991, 288 p.
4. Fokin G.A. Principles and technologies of digital communication. Fundamentals of calculation: a textbook, SPbGUT. – SPb, 2014 – 151 p.

5. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks Specific – requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 2007.
6. Cisco «802.11ac: The Fifth Generation of Wi-Fi» Technical White Paper, August 2012. – 25 p.
7. Matthew S. Gast «802.11ac: A Survival Guide». O'Reilly Media, 2013.
8. Cisco «IEEE 802.11ax: The Sixth Generation of Wi-Fi» Technical White Paper, 2018.
9. 802.11ad – WLAN at 60 GHz A Technology Introduction White Paper, 2017.
10. Simon, M. K., and Alouini, M. S., Digital Communication over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis, 1st Ed., Wiley, 2000.
11. Lee, P. J., "Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-34, Number 5, , 1986. – pp. 488-491.
12. Proakis, J. G., *Digital Communications*, 4th Ed., McGraw-Hill, 2001. – 1024 p.
13. Cho, K., and Yoon, D., "On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations", *IEEE Trans*. *Commun*., vol. 50, no. 7, July 2002, pp. 1074-1080.
14. Filimonov A. Construction of multiservice Ethernet networks. M.: BHV, 2007. – 592 p.
15. Shakhnovich I.V. Modern technologies of wireless communication. M.: Technosphere, 2007. – 287 p.

ПОСТРОЕНИЕ МЕАНДР-ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ

П.А. Глинка, С. В. Козлов
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Аннотация. Приведен способ построения меандр-фильтров средств радиомониторинга с использованием эффекта субдискретизации, с учетом которого частотная характеристика в каждом канале обработки, образованном прореживанием цифрового сигнала на входе, периодически повторяется. Обоснована структура устройства определения частоты и требования к его параметрам.

Ключевые слова: радиомониторинг, оценивание частоты, меанд-фильтры, субдискретизация, зона Найквиста.

CONSTRUCTION OF MEANDR FILTERS OF SUBSYSTEMS FOR DETERMINING THE FREQUENCY OF RADIOMONITORING MEANS ON THE BASIS OF SUB-DISCRETIZATION OF SIGNALS

P. A. Glinka, S. V. Kozlov
Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Republic of Belarus

Abstract. The cited method for constructing radio monitoring filtering mechanisms using the down sampling effect, taking into account the fact that each channel has a characteristic formed by a puncturing digital signal at the input, periodically repeats. The structure of the device for determining the frequency and requirements for its parameters is justified.

Keywords: radio monitoring, frequency estimation, meander filters, subsampling, Nyquist zone.

1. Введение

К подсистемам определения частоты средств радиомониторинга предъявляются требования высокоточного определения центральной частоты и ширины спектра сигналов с априори неизвестными характеристиками в широкой полосе частот при минимальном времени измерения («мгновенное» измерение частоты). Для решения этой задачи могут быть использованы многоканальные приемники на основе набора полосно-пропускающих фильтров и быстрого преобразования Фурье, матричные приемники, сканирующие по частоте приемники с высокой скоростью сканирования и т.д. [1]. Одним из перспективных является приёмник, построенный на базе меандр-фильтров [2].

Меандр-фильтр (идеальный) – это фильтр, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого в пределах заданной области частот представляет собой последовательность чередующихся полос пропускания и задерживания со скважностью по частоте, равной 2 [2]. Варианты построения меандр-фильтров в аналоговом и цифровом исполнении в литературе не описаны.

В работе [3] приведён пример построения цифрового многоканального широкополосного приёмника с субдискретизацией. Как известно [4], при

субдискретизации спектр сигнала из второй и последующих зон Найквиста переносится (сжимается) в основную полосу частот, где может быть подвергнут частотной фильтрации. Зоны Найквиста чередуются с частотой дискретизации, поэтому периодическое повторения частотной характеристики может быть использовано для построения меандр-фильтров подсистемы определения частоты средств радиомониторинга.

Таким образом, целью настоящей статьи является обоснование экономичного способа построения системы меандр-фильтров подсистем определения частоты средств радиомониторинга на основе эффекта субдискретизации принимаемых сигналов.

2. Обоснование способа

Будем рассматривать задачу определения грубого частоты действительного узкополосного сигнала $y(t)$ с центральной частотой спектра f_0, находящейся в пределах полосы частот $[f_{\min}, f_{\max}]$ и шириной спектра $\Delta f_0 << f_{\max} - f_{\min}$. Частота дискретизации сигнала $F_{\text{д}} \geq 2 f_{\max}$. Необходимо построить экономичную в числительном плане процедуру грубого, с точностью до ширины спектра сигнала, определения центральной частоты его спектра.

Пусть на заданном временно интервале получено $k = \overline{0, K-1}$ отсчетов $Y_k = y(t_k)$ сигнала, где $t_k = k\Delta t$; Δt - период дискретизации; K - четное число. Образуем из последовательности Y_k путем прореживания $n = \overline{1, N}$ последовательностей отсчетов

$$
\begin{gathered}
Z_{k_1}^{(1)} = Y_k;\ k_1 = \overline{0, K-1};\\
Z_{k_2}^{(2)} = Y_{2k_2};\ k_2 = \overline{0, K/2-1};\\
Z_{k_3}^{(3)} = Y_{4k_3};\ k_3 = \overline{0, K/4-1};\\
\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots;\\
Z_{k_N}^{(N)} = Y_{2^{N-1}k_N};\ k_N = \overline{0, K/2^{N-1}-1}.
\end{gathered}
\qquad (1)
$$

Каждая n-я последовательность $Z_{k_1}^{(1)}$ представляет собой результат дискретизации исходного сигнала $y(t)$ при частотах дискретизации $F_{\text{д}_n} = F_{\text{д}} / 2^{n-1}$. Полоса частот исходного сигнала для частоты дискретизации $F_{\text{д}_1} = F_{\text{д}}$ расположена в первой зоне Найквиста [1]. Для других частот дискретизации $F_{\text{д}_n}$, $n = \overline{2,N}$ полоса частот исходного сигнала расположена, последовательно, во второй, второй и третьей и так далее зонах Найквиста.

Для обработки каждой сформированной последовательности используется фильтр нижних частот (ФНЧ) с высоким значением коэффициента прямоугольности и нормированной (к частоте дискретизации) частотой среза $\gamma_{\text{ср}}^{*} = 0,25$. При

прохождении сигнала через ФНЧ будут выделяться полосы частот $\Delta F_n = kF_{\text{д}n} \pm \gamma^*_{\text{ср}} F_{\text{д}n} = (k \pm \gamma^*_{\text{ср}}) F_{\text{д}n}$.

Частотная диаграмма для случая $f_{\min} = 0$, $f_{\max} = F_{\text{д}} / 2$ в виде исходной полосы частот и полос частот на выходе ФНЧ в каждом канале (штриховка) для трех каналов обработки приведена на рисунке 1.

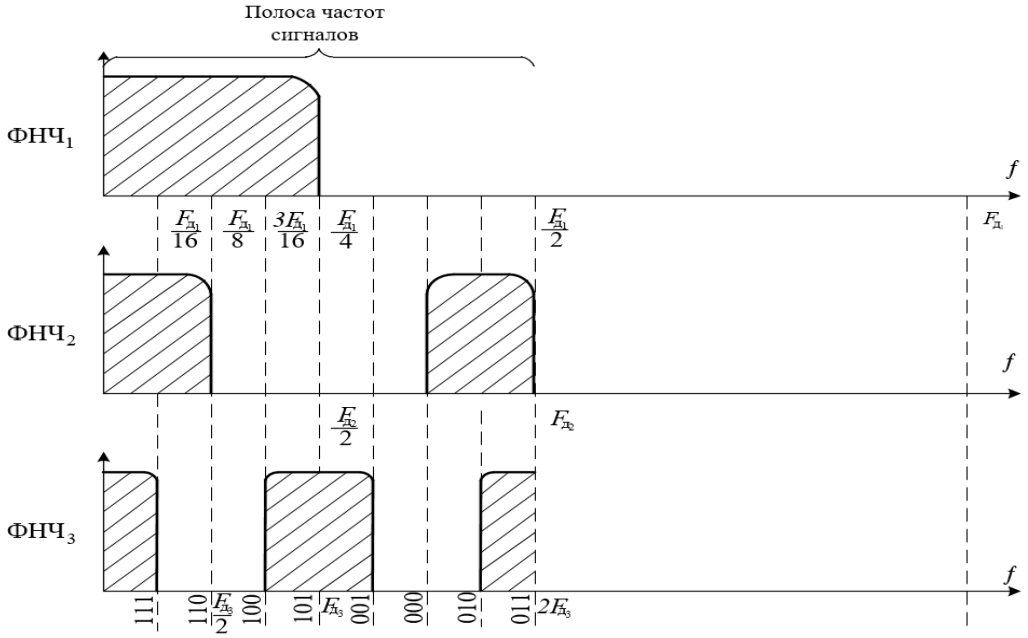


Рис. 1. Частотная диаграмма

Как видно из рисунка 1, при попадании узкополосного сигнала в полосу частот $[0; F_{\text{д}1} / 16]$ сигнал появится на выходе всех трех ФНЧ, в полосу частот $[F_{\text{д}1} / 16; F_{\text{д}1} / 8]$ сигнал появится на выходе только первого и второго ФНЧ, а на выходе третьего он будет отсутствовать и т.д. Коды комбинаций сработавших ФНЧ для трех каналов приведены на рисунке 1.

Таким образом, по кодам сработавших ФНЧ возможно однозначное определение диапазона частот, в пределах которого находится центральная частота спектра узкополосного сигнала.

3. Структура устройства определения частоты

Устройство (рисунок 2) определения центральной частоты узкополосного сигнала в заданной полосе частот содержит энергетический обнаружитель сигнала, $n=\overline{1,N}$ каналов обработки и декодер частоты. Каждый канал обработки включает устройство прореживания в 2^{n-1} раз, ФНЧ с нормированной частотой среза $\gamma^*_{\text{ср}} = 0,25$ и энергетический обнаружитель, осуществляющий суммирование квадратов отсчетов

сигнала и сравнение с порогом. Выходные сигналы обнаружителей представляют собой двоичный код q полосы частот, в котором находится спектр узкополосного сигнала. По указанному коду в декодере определяется истинное значение центральной частоты спектра сигнала.

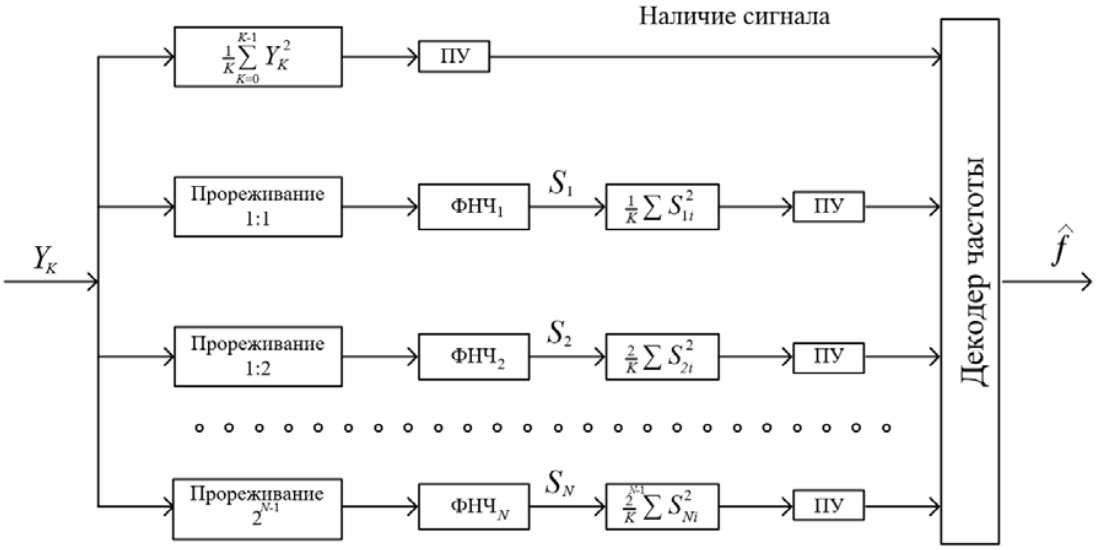


Рис. 2. Устройство определения частоты на базе цифровых меандр-фильтров с субдискретизацией

Рациональное число каналов устройства оценивается из соотношения

$$N=\left\lceil \log_2 \frac{f_{\max}}{\Delta f_0} \right\rceil, \qquad (2)$$

где $\lceil \bullet \rceil$ - целая сверху часть числа.

Так, например, при $F_д$=500 МГц, $f_{\max} = F_д / 2$=250 МГц и Δf_0=1 МГц потребуется N=8 каналов обработки.

Зависимость формируемого кода q от истинного значения частоты f является нелинейной. Пример указанной зависимости для $N = 6$ приведен на рисунке 3.

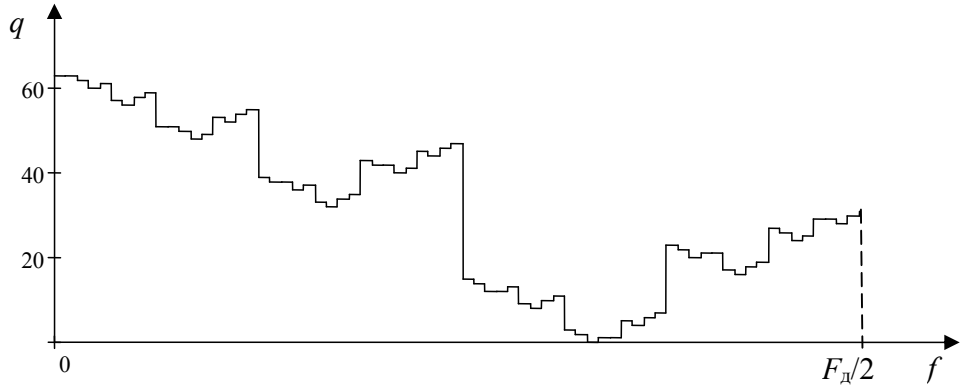


Рис. 3. Зависимость формируемого кода от значения центральной частоты спектра

В качестве ФНЧ в каналах с учетом возможности попадания сигнала на стык амплитудно-частотных характеристик фильтра [5] целесообразно использовать фильтры с максимальным спадом АЧХ (Чебышева, Кауэра). Порядок фильтра определяется требованиями достижения заданной вероятности правильного определения центральной частоты с учетом вероятности попадания сигнала на стык частотных характеристик фильтров и ограничений по технической реализуемости.

Отметим, что введение в устройство второй ветви, структурно идентичной первой, но содержащей вместо ФНЧ фильтры высоких частот (ФВЧ), позволит на основе совместного анализа выходных сигналов обнаружителей в каждом канале определять факт наличия в принимаемой реализации более чем одного сигнала, а также, в некоторых случаях, грубо определять ширину спектра сигнала.

4. Заключение

Обоснованные способ и устройство определения центральной частоты на основе меанд-фильтров при субдискретизации сигналов являются простыми в реализации и могут быть использованы в подсистемах определения частоты средств радиомониторинга.

Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы и средства / под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 492 с.
2. Каневский З. М. и др. Основы теории скрытности / учебн. пособие. – Воронеж: ВГТУ. 2006. 212 с.
3. Д.В.Кондаков Д.В., Лавров А.П.. Анализ работы цифрового многоканального широкополосного приёмника с субдискретизацией // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. №1. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/jan19/5/text.pdf.
4. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера. 2010. 328 с.
5. Подстригаев, А. С., Лихачев В.П. Неоднозначность определения частоты в матричном приемнике // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]/ 2015. № 2. – Режим доступа: http://www.jre.cplire.ru/jre/feb15/13/text.pdf.

References

1. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. Radio monitoring: objectives, methods and tools / ed. A.M. Rembovsky. - M .: Hotline - Telecom, 2006. 492 p.
2. Kanevsky Z. M. and others. Fundamentals of the theory of secrecy / textbook. allowance. - Voronezh: VSTU. 2006. 212 p.
3. DV Kondakov, DV, Lavrov, AP. Analysis of the operation of a digital multichannel broadband receiver with sub-sampling // Journal of Radio Electronics [electronic journal]. 2019. №1. Access mode: http://jre.cplire.ru/jre/jan19/5/text.pdf.
4. Designing Digital and Mixed Signal Processing Systems / Ed. Walt Kester. - M .: Technosphere. 2010. 328 p.
5. Podstrigaev, A.S., Likhachev V.P. The ambiguity of determining the frequency in the matrix receiver // Journal of Radio Electronics [electronic journal] / 2015. № 2. - Access mode: http://www.jre.cplire.ru/jre/feb15/13/text.pdf.

ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА КОНТЕЙНЕРНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ КОРАБЕЛЬНОГО ВЕРТОЛЕТА

С.А.Мочалов, Д.Н.Швыряев

НИЦ (г. Санкт-Петербург) ЦНИИ ВВС (Минобороны России), г. Санкт-Петербург, Россия
ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина, г. Воронеж, Россия

Аннотация. Статья посвящена рассмотрению основных положений технологии синтеза контейнерных средств радиоэлектронного подавления групповой защиты корабельных вертолетов, основанной на системном подходе с использованием положений общей теории иерархических многоуровневых систем и методов исследования операций. Приводится структурная схема синтеза, графы состояний процессов прикрытия надводных кораблей и авиационных комплексов.

Ключевые слова: корабельный вертолет, радиоэлектронное подавление, контейнерные средства, радиоэлектронное средство.

TECHNOLOGY OF SYNTHESIS OF CONTAINER MEANS ELECTRONIC SUPPRESSION OF GROUP PROTECTION OF SHIP-BASED HELICOPTER

S.A.Mochalov, D.N. Shvyryayev

Central Research Institute of Air Force (Ministry of Defense of Russia), St. Petersburg
Military Training and Research Center of the Air Force, Voronez

Abstract. The article is devoted to consideration of the main provisions of the technology of synthesis of container means of radio-electronic suppression of group protection of ship-based helicopters, based on a systems approach using the provisions of the general theory of hierarchical multi-level systems and methods of operations research. A block diagram of the synthesis, state graphs of the processes of covering surface ships and aircraft complexes are given.

Keywords: ship-based helicopter, radio electronic suppression, container means, radio electronic means.

1.Введение

Применение средств радиоэлектронного подавления (РЭП) является важнейшим условием эффективного решения задач ВМФ на море. Вместе с тем дальность действия корабельных средств РЭП ограничена дальностью радиогоризонта, в связи с чем они не могут осуществлять подавление радиоэлектронных средств (РЭС), находящихся вне его пределов. Выходом из этой ситуации является «подъем» аппаратуры создания помех на заданную высоту, например, с использованием авиационных комплексов (АК). Применение АК радиоэлектронной борьбы (РЭБ), кроме того, позволяет приблизиться к объекту подавления и тем самым снизить значение требуемого энергетического потенциала.

Корабельный вертолет потенциально может рассматриваться в качестве носителя средств РЭП групповой защиты, в том числе, контейнерного исполнения. Контейнерные средства радиоэлектронного подавления (КС РЭП) при этом должны обладать

необходимыми характеристиками, позволяющими обеспечивать подавление РЭС - объектов РЭП с требуемой эффективностью. Необходимо заметить, что обоснование характеристик КС РЭП относится к категории задач синтеза. Ниже изложены основные положения технологии, позволяющей решить подобную задачу.

2. Особенности исследовательской задачи

Сложность решения задач синтеза обусловлена, во-первых, их многомерностью, во-вторых, необходимостью оптимизации системы одновременно с оптимизацией надсистемы при условии обеспечения координации принимаемых решений. При этом должны быть учтены как требования, так и ограничения: массогабаритные, энергетические, стоимостные.

Основы технологии обоснования системы комплексов РЭП рассматривались в статье [1]. В ней применительно к каждому из вариантов носителей использовались зависимости, связывающие массогабаритные ограничения, обусловленные размещением аппаратуры на соответствующем носителе, с достижимым в каждом из частотных диапазонов энергопотенциалом. Значимость (важность) частотных диапазонов в каждой решаемой АК РЭБ задаче оценивалась экспертным путем. Исследование позволяло сделать вывод о возможности применения рассматриваемого АК в качестве носителя аппаратуры РЭП одного, в том числе наиболее важного в конкретной задаче, частотного диапазона с требуемым энергопотенциалом. В частности, полученные результаты касались и вертолета РЭБ. При этом надо заметить, что предложенная технология и полученные оценки справедливы при наличии полного комплекта сменных контейнеров требуемых частотных диапазонов для подавления РЭС каждого назначения (например, радиолокации, линий радиосвязи и передачи данных (ЛРС и ПД), навигационных приемников и т.д.).

В то же время вертолет может быть оснащен контейнерами разных частотных диапазонов. Аппаратуру разных частотных диапазонов, но с ограниченными энергетическими или пространственными характеристиками может содержать и каждый из контейнеров РЭП. Кроме того, существует теоретическая и практическая возможность интеграции аппаратуры создания помех РЭС различного назначения, работающих в одном частотном диапазоне. Размещение такой интегрированной аппаратуры позволит сократить номенклатуру контейнеров, но имеет свои особенности.

Таким образом, обоснование тактико-технических характеристик (ТТХ) и конструктивно-технических параметров (КТП) КС РЭП с учетом возможностей размещения в контейнерах аппаратуры различных частотных диапазонов и назначений, а также с учетом интеграции и представляет собой новую актуальную задачу.

В рамках решения этой задачи представляется крайне важной точная оценка значимости частотных диапазонов. Это обусловлено ожидаемыми тяжелыми последствиями (до срыва решения задачи) при ошибке выбора подвешиваемого на вертолет контейнера.. Причем, если применительно к АК большой размерности, оснащаемым многодиапазонными средствами РЭП, ошибки в оценке значимости

частотных диапазонов поправимы, то применительно к корабельным вертолетам, с крайне жесткими массогабаритными ограничениями они особенно критичны.

3. Основные положения предлагаемой технологии

Для решения новой задачи, аналогично с [1], предлагается использовать технологию, разработанную в [2] применительно к многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системе и нашедшую свое развитие в [3] применительно к РЛС.

Технология основана на системном подходе с использованием положений общей теории иерархических многоуровневых систем [4] и методов исследования операций [5]. Важнейшим ее положением является декомпозиция оптимизируемой системы, которая в ряде случаев и позволяет перейти от параллельного (одновременного) к комбинированному итерационному последовательно-параллельному более просто реализуемому варианту синтеза.

Второе положение касается применения вероятностных показателей эффективности вариантов КС РЭП. Такие показатели имеют ясный физический смысл, относительно просто рассчитываются, однозначно связаны с тактическими характеристиками КС РЭП, обеспечивают координацию принимаемых на различных уровнях описания системы решений.

Третьим положением, позволяющим обеспечить реализуемость процесса синтеза, является ограничение количества варьируемых переменных конструктивно-техническими параметрами и, соответственно, сокращение количества генерируемых и оцениваемых альтернатив. Тактические и технические характеристики при этом представляются как производные от КТП.

Четвертое положение связано с необходимым для процедуры синтеза обеспечением оперативности расчетов за счет применения методов аналитического моделирования, различного рода обоснованных аппроксимаций, упрощений и допущений.

Рассмотрим перечисленные положения применительно к новой исследовательской задаче. Итак, декомпозиция оптимизируемой системы заключается в выделении КС РЭП как отдельной системы вертолета, что позволяет их исследовать независимо от других систем. В свою очередь, КС РЭП представляются состоящими из элементов: подсистемы активных помех (ПАП), информационно-управляющей подсистемы (ИУП), оболочки контейнера (ОК), пульта управления (ПУ), которые также могут исследоваться независимо друг от друга.

Вероятность решения стоящей задачи предлагается заменить вероятностью выполнения совокупности требований. Требования же могут и должны быть получены ранее на более точных имитационных моделях. Для КС РЭП и их подсистем требования задаются в виде значений дальностей разведки и подавления РЭС – объектов РЭП. Для снижения многомерности требования целесообразно задавать применительно к ограниченному числу объектов. Для этого предлагается объединить РЭС в группы с выделением типовых представителей.

Однозначную связь между конструктивно-техническими параметрами, тактическими и техническими характеристиками предлагается учитывать следующим образом. Для размещения на вертолете генерируются варианты КТП КС РЭП. Это – варианты массогабаритных характеристик (отличаются размером, массой), варианты оснащения контейнерами (одинаковые контейнеры по левому и правому бортам или разные), варианты интеграции (автономная аппаратура или интегрированная система подавления РЛС, ЛРС и ПД), варианты широкополосности (один или несколько частотных диапазонов в одном контейнере) с соответствующими устройствами, обеспечивающими заданную полосу частот, варианты построения антенн (многолучевая антенная решетка (МЛАР), активная фазированная антенная решетка и т.д.), варианты размещения антенн (с раскрывом по строительной оси вертолета, с раскрывом, перпендикулярным строительной оси вертолета). Для каждого варианта оцениваются технические (мощность излучения, коэффициент усиления антенны и т.д.), затем тактические характеристики (дальность разведки, дальность подавления) и вероятность выполнения требований по подавлению РЭС. Аналитические выражения, связывающие тактические с техническими характеристиками, входящие в состав методик оценки эффективности КС РЭП и его подсистем, в большинстве своем известны из литературы [6, 7 и др.]. Выражения, связывающие технические характеристики с КТП, входящие в состав моделей учета массогабаритных характеристик, могут быть получены на основе анализа существующей и разрабатываемой аппаратуры. Тактико-технические характеристики варианта, характеризующегося максимальным значением вероятности выполнения стоящих требований в условиях наложенных ограничений, и представляют собой искомые значения тактико-технических требований к КС РЭП.

Что касается аналитического моделирования, рассмотрим в качестве примера решение вертолетом РЭБ двух задач: прикрытие надводного корабля (НК) и прикрытие ударного авиационного комплекса. Для первой задачи в качестве показателя эффективности КС РЭП удобно принять вероятность непоражения корабля, для второй задачи – вероятность непоражения АК. Для получения аналитических выражений, позволяющих рассчитать данные показатели, примем допущение, что случайные процессы обеспечения защиты НК и обеспечение защиты ударного АК являются марковскими с дискретными состояниями и дискретным временем. Конечными интересующими нас состояниями будут состояния поражения и непоражения прикрываемых объектов. На рисунке 1 приведены графы состояний процессов обеспечения прикрытия НК и АК.

На рисунке обозначены следующие состояния:

- «НК (АК) не поражен» - НК (АК) не поражен;

- «ДРЛОУ обнар.» и «ДРЛОУ не обнар.» – РЛС самолета ДРЛОУ обнаружила цель (НК или АК);

- «ДРЛОУ навед.» и «ДРЛОУ не навед.» – самолет ДРЛОУ навел и не навел самолет палубной авиации (ПА) на НК (АК);

- «ПА обнар.» и «ПА не обнар.» – РЛС самолета ПА обнаружила и не обнаружила цель (НК или АК);

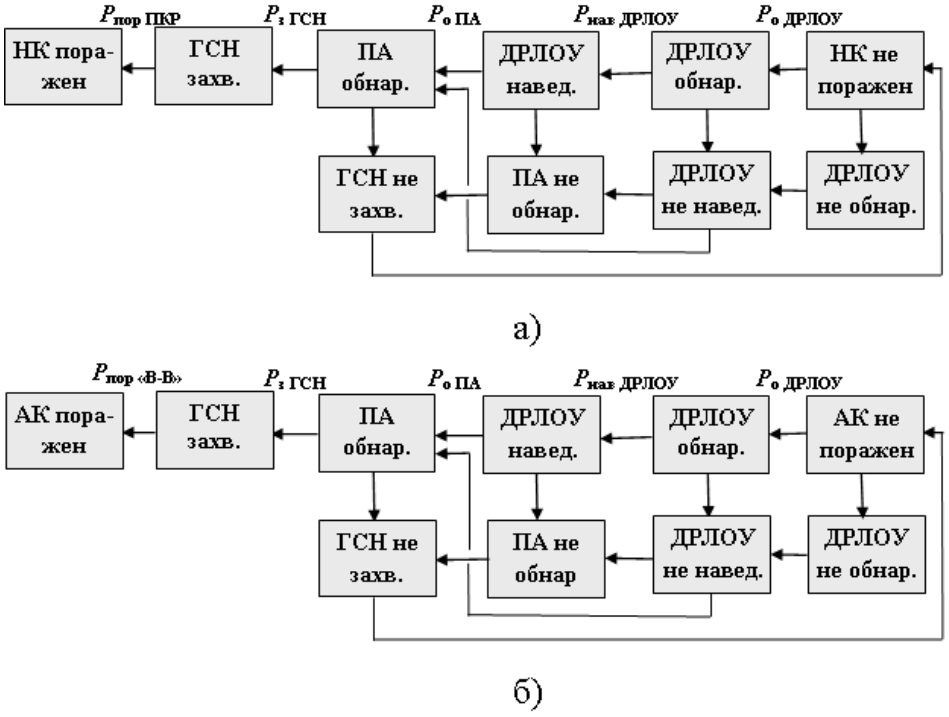


Рис. 1. Графы состояний процессов прикрытия НК (а) и АК (б)

- «ГСН захв.» и «ГСН не захв.» – головка самонаведения противокорабельной ракеты (ПКР) (управляемой ракеты - УР «В-В») захватила и не захватила цель (НК или АК);

- «НК (АК) поражен» – НК (АК) поражен.

На рисунке введены следующие обозначения вероятностей переходов:

$P_{о\ ДРЛОУ}$ – вероятность обнаружения НК (АК) РЛС самолета ДРЛОУ;

$P_{нав\ ДРЛОУ}$ – вероятность наведения самолета ПА на НК (АК);

$P_{о\ ПА}$ – вероятность обнаружения НК (АК) РЛС самолета ПА;

$P_{з\ ГСН}$ – вероятность захвата ГСН ПКР НК (ГСН УР «В-В» АК);

$P_{пор\ ПКР}$, $P_{пор\ «В-В»}$ – вероятность поражения ПКР НК (УР «В-В» АК).

С учетом принятых обозначений для вероятности поражения НК и АК получим:

$$P_{пор} = P_{оДРЛОУ}\left[P_{навДРЛОУ}P_{оПА}P_{гсн} + \left(1 - P_{навДРЛОУ}\right)P'_{оПА}P_{гсн}\right] + \left(1 - P_{оДРЛОУ}\right)P'_{оПА}P_{гсн}.$$

В приведенном выражении $P'_{оПА}$ – вероятность обнаружения НК (АК) самолетом ПА без наведения его на объект с самолета ДРЛОУ.

Вероятности непоражения, объектов (НК. АК) дополняют соответствующие вероятности (поражения обнаружения, наведения) до единицы.

Воздействие КС РЭП на РЛС самолета ДРЛОУ, на РЛС самолетов ПА, на ЛРС и ПД самолета ДРЛОУ (через которые обеспечивается передача команд наведения на самолеты ПА), на ГСН УР и ПКР учитывается снижением вероятностей переходов $P_{о\ ДРЛОУ}$, $P_{о\ ПА}$, $P_{нав\ ДРЛОУ}$, $P_{з\ ГСН}$. Выражения для расчета перечисленных вероятностей с

учетом помехового воздействия (о связи технических с тактическими характеристиками КС РЭП говорилось ранее), а также вероятности $P'_{\text{оПА}}$, как правило, известны, но требуют уточнения и адаптации к новой исследовательской задаче. Они будут получены на следующем этапе исследования.

4. Структурная схема синтеза КС РЭП

Как отмечалось ранее, оптимизация ТТХ и КТП КС РЭП представляет собой итерационный процесс. При этом выбор наиболее эффективных из альтернативных подсистем КС РЭП выполняется на третьей последней итерации синтеза. До третьей должны быть проведены первая и вторая итерации.

На первой итерации предварительно должны быть определены массогабаритные и энергетические характеристики контейнеров на основе оптимизации распределения массогабаритного и энергетического ресурсов между КС РЭП, топливом и остальными системами вертолета. При заданных требованиях к летно-техническим характеристикам (ЛТХ) вертолета и заданных массогабаритных и энергетических характеристиках остальных систем задача может решаться упрощенно на основе оценки влияния характеристик КС РЭП на возможность выполнения требований к ЛТХ вертолета.. Таким образом, на первой итерации принимаются решения по выбору габаритов, массы и энергопотребления КС РЭП, то есть решается задача на уровне бортовой системы РЭП Одновременно с распределением массогабаритного и энергетического ресурсов должны учитываться ресурсы финансирования. Варианты с превышающей предельные значения стоимостью из рассмотрения должны быть исключены.

На второй итерации на основе распределения массогабаритного, энергетического и стоимостного ресурсов между ПАП, ИУП, ОК и ПУ должны быть определены массогабаритные, энергетические и финансовые ограничения, накладываемые на эти подсистемы, то есть решается задача на уровне подсистем КС РЭП и уточняются решения принятые на уровне бортовой системы РЭП.

На третьей итерации принимаются решения по выбору антенн, передатчиков, приемников, то есть решается задача на уровне конструктивных единиц бортовой системы РЭП и уточняются решения, принятые на уровне бортовой системы РЭП и ее подсистем.

Технологическая схема синтеза КС РЭП приведена на рисунке 2.

Стрелками на схеме показаны информационные связи между блоками принятия решений (БПР) и блоками исходных данных (БИД). На управляющие входы $I_{\text{у}}$ блоков с вышестоящих уровней подаются требования по эффективности, ограничения по ресурсу. На информационные входы $I_{\text{и}}$ с нижестоящих уровней – значения достижимой эффективности и затраты для достижения данного уровня эффективности. В БПР на основе входной информации генерируются альтернативные варианты аппаратуры, производится их анализ и выбираются из альтернатив предпочтительные. Результаты решений подаются по информационным выходам $J_{\text{и}}$ на вышележащие, по управляющим выходам $J_{\text{у}}$ на нижележащие уровни.

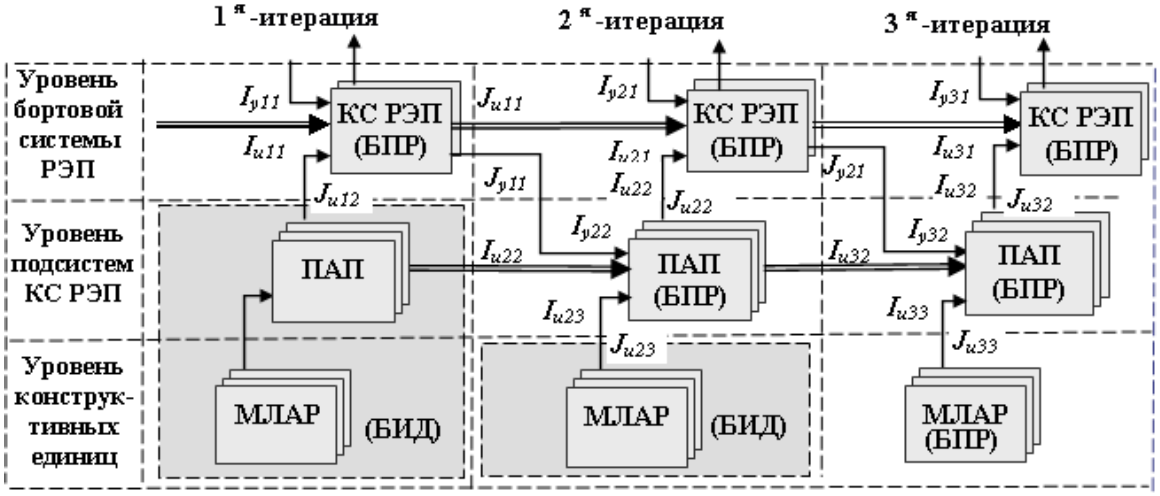


Рис. 2. Структурная схема синтеза КС РЭП

5. Заключение

Таким образом, в статье предлагается технология синтеза КС РЭП групповой защиты корабельных вертолетов, которая позволяет обосновать требуемые тактико-технические характеристики и конструктивно-технические параметры контейнеров с учетом их реализуемости при размещении на корабельных вертолетах. Учет реализуемости требований позволит уточнять назначение и задачи вертолетов РЭБ, определять состав подвешиваемых на них контейнеров для решения поставленных задач. В дальнейшем требуется развитие методического аппарата оценки вероятностных показателей эффективности подсистем КС РЭП и получение количественных результатов, свидетельствующих о работоспособности предлагаемой технологии.

Литература

1. Мочалов С.А. Технология автоматизированного синтеза комплексов РЭП групповой защиты летательных аппаратов ВМФ. РЛНС 2018.
2. Мочалов С.А. Автоматизированный синтез многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. Методология исследования авиационных комплексов ВМФ. М.: Радиотехника, 2014. — 237 с.
3. Мочалов С.А. Основы методологии синтеза бортовой радиолокационной системы авиационного комплекса // Успехи современной радиоэлектроники, 2016, No 1. — С.18-26.
4. Месарович М.Д. и др. Теория иерархических многоуровневых систем: пер. с англ. И.Ф.Шахнова. М.: Мир, 1973. — 344 с.
5. Вентцель Е.С. Исследование операций. М.: Сов. радио, 1972. — 551 с.
6. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Сов. радио, 1968. — 444 с.
7. Klipper. K. Sensitivity of crystal videoreceivers with RF-amplification // Microwave journal. 1965, Volume № 8, Auqust. — С.85–92.

REFERENCES

1. Mochalov S.A. The technology of automated synthesis of REB group protection systems for Navy aircraft. RLNS 2018.
2. Mochalov S.A. Automated synthesis of a multifunctional integrated electronic system. Research methodology for naval aviation complexes. M .: Radio Engineering, 2014. - 237 p.
3. Mochalov S.A. Basics of the synthesis methodology of the onboard radar system of the aviation complex // Successes of modern radio electronics, 2016, No 1. - P.18-26.
4. Mesarovich MD et al. Theory of hierarchical multilevel systems:
5. per. from English I.F.Shakhnova. M .: Mir, 1973. - 344 p.
6. Wentzel E.S. Operations research. M .: Owls. Radio, 1972. - 551 p.
7. Vakin S.A., Shustov L.N. Fundamentals of radio countermeasures and electronic intelligence. M .: Owls. Radio, 1968. - 444 p.
8. Klipper. K. Sensitivity of the crystal videoreceivers with RF-amplification // Microwave journal. 1965, Volume No. 8, Auqust. - p.85–92.

УЛЬТРАЗВУК В ОФИСНОЙ СВЯЗИ: СЛУЖЕБНЫЕ КАНАЛЫ И ПОДАВЛЕНИЕ ДИКТОФОНОВ

Г.Д. Асяев[1], В.Н. Багаев[1], Б.Б. Саидов[1, 2]

[1]Южно-Уральский государственный университет. Челябинск, Россия
[2]Таджикский технический университет имени М.С. Осими. Душанбе, Таджикистан

Аннотация. Разрабатываются методы и устройства, альтернативные Near Field Communication, позволяющие передавать информацию в офисе с любых телефонов, используя ультразвуковой канал, в независимости от установленной операционной системы и наличия специальных чипов.

Ключевые слова: ультразвуковой канал, подавление, диктофонов, мобильный телефон, ближняя связь.

ULTRASOUND IN OFFICE COMMUNICATION: SERVICE CHANNELS AND DICTAPHONE SUPPRESSION

G. D. Asyaev[1], V.N. Bagaev, B.B. Saidov[1,2]

[1]South Ural State University. Chelyabinsk, Russia
[2]Tajik technical University name M. S. Osimi. Dushanbe, Tajikistan

Abstract. Methods and devices, alternative to Near Field Communication, are being developed that allow the transfer of information in the office from any telephone using an ultrasonic channel, regardless of the installed operating system and the availability of special chips.

Keywords: ultrasound channel, dictaphone, suppression, mobile phones, near field communication.

1. Введение

Разрабатываются методы и технологии, альтернативные Near Field Communication (NFC - Ближняя Связь), позволяющие в офисе передавать информацию с любых телефонов в независимости от установленной операционной системы (ОС) и наличия специальных чипов. Разработка технологии беспроводной высокочастотной связи ведется уже более 10 лет, но массового применения она так и не получила. Лидеры мобильных рынков не могут договориться о едином формате протокола коммуникации ближнего поля: Apple это направление игнорирует, а производители телефонов с платформой Android, наоборот, продвигают [1].

В связи с тем, что появление общепринятого стандарта связи малого радиуса действия сейчас под вопросом, передача данных посредством ультразвука могла бы стать хорошей альтернативой. Преимущество этого способа в том, что в отличие от NFC, передача данных через ультразвук может осуществляться почти на любых телефонах, т. к. любой телефон оборудован динамиком и микрофоном. Единственное, процессор телефона должен позволять проводить необходимые расчеты. Т.к. использование метода не предъявляет специфических требований к техническим характеристикам телефона, а реализуется на уровне программного обеспечения, передачу данных с помощью звуковых волн можно использовать для обмена информацией между телефонами с самыми различными ОС, что особенно важно в

текущей ситуации усиливающейся дифференциации мобильных платформ. Технологии ультразвука можно использовать не только для передачи данных, но и для распознавания объектов в пространстве, и подавления физических носителей для не желательных источников информации.

2. Выбор частоты

Человеческое ухо способно воспринимать звуковую волну в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц – звуки выше и ниже человек уже не слышит. Все динамики, микрофоны, акустические системы настроены именно на этот слышимый диапазон, но у среднестатистического человека этот диапазон еще уже: звуки от 16 кГц и выше только воспринимают единицы. Для подавляющего большинства мобильных устройств, теоретически максимальная частота записи и воспроизведения составляет 22 050 Гц. Это ограничение продиктовано максимально возможной частотой дискретизации для этих устройств, которая составляет 44 100 Гц [2]. В нашем же распоряжении оказывается диапазон примерно от 16,5 кГц—17 кГц до 18,5 кГц—19 кГц. Брать частоты выше 19 кГц мы не рискуем, т. к. АЧХ микрофона и динамика для конференции телефона в этой области могут заметно ухудшаться. Выбранный же диапазон корректно воспроизводится и принимается динамиками и микрофонами большинства телефонов. В аппаратуре и устройствах специального назначения рабочая частота, как будет показано ниже, значительно превышает технологическую частотную границу мобильных устройств. Это, в частности, связано с нелинейным спектральным преобразованием ультразвуковых сигналов высоких частот в слышимый диапазон [3].

3. Система использования ультразвуковой связи

Система беспроводной связи, использующая ультразвуковые сигналы, включающая в себя модуль передачи и приемный модуль [4]. Модуль передачи принимает входные сигналы от беспроводного устройства, модифицирует принятые входные сигналы таким образом, что преобразует каждый принятый входной сигнал в соответствующий ультразвуковой сигнал и беспроводным образом передает каждый упомянутый ультразвуковой сигнал через ультразвуковой канал.

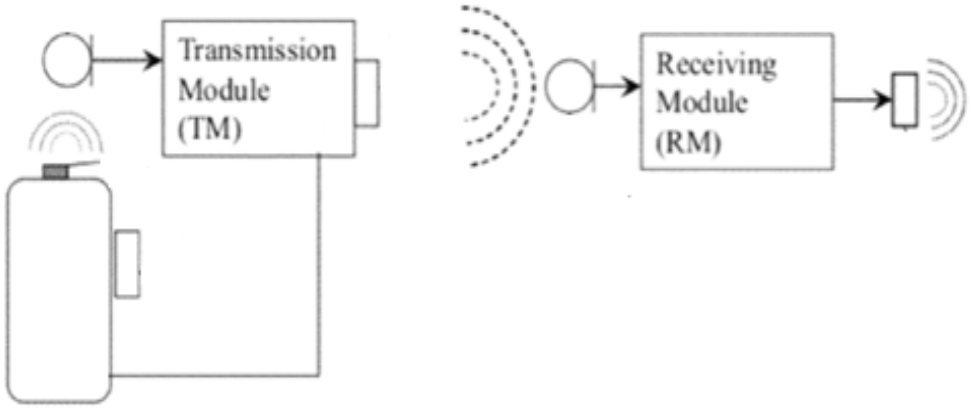


Рис. 1. Схема системы беспроводной связи с использованием ультразвуковых сигналов:
TM - Модуль передачи, RM - Приемный модуль.

Схема система беспроводной связи с использованием ультразвуковых сигналов представлена на рис. 1. Приемный модуль принимает переданные ультразвуковые сигналы, восстанавливает соответствующие входные сигналы и позволяет выводить каждый соответствующий входной сигнал через одно или несколько выходных устройств. Модификация входных сигналов может включать сжатие, кодирование и модуляцию входных сигналов. Входные сигналы могут быть речевыми аудио сигналами, позволяющими использовать систему поддержки телефонных звонков путем обеспечения возможности ультразвуковой связи, например, между беспроводной гарнитурой и мобильным телефоном. Модули передачи и приема могут быть связаны с беспроводной гарнитурой и мобильным телефоном для обеспечения ультразвуковой связи и, при необходимости, радиочастотной связи между ними.

4. Подавления диктофонов с помощью ультразвуковых колебаний

Использование ультразвуковых колебаний является одним из самых простых и эффективных способов подавить приём на микрофон диктофона. Достоинством данного метода является, то что ультразвук не слышен для человеческого уха, следовательно, он не оказывает негативное психическое воздействие на человека, а увеличивая мощность излучения УЗ можно добиться большей площади подавления.

Был разработан прототип ультразвукового подавителя диктофонов или других аудиосредств. В качестве основного принципа действия использовался метод двухчастотного ультразвукового подавления. В итоге возникают биения двух сигналов в УЗ-диапазоне, при которых происходит периодическое изменение амплитуды суммарного сигнала (рис. 2). Отклонение будет максимальным при совпадении фаз двух исходных сигналов, а в противофазе происходит взаимное гашений двух волн – на рисунке переход через ноль. Такой по форме сигнал воздействует с двойной частотой биений, но в слышимом диапазоне, который и «глушит» информативный сигнал [3, 5].

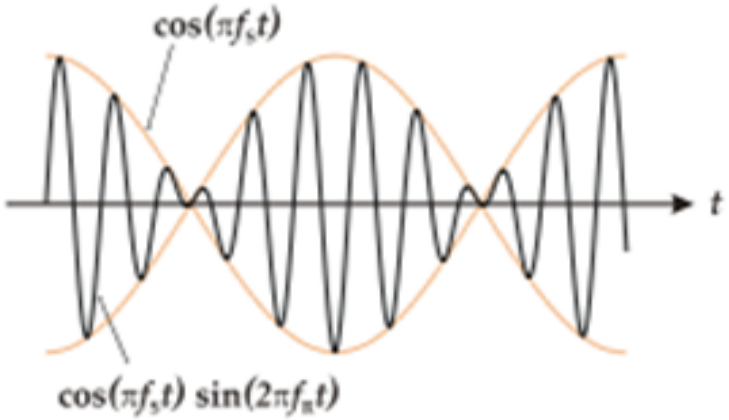


Рис. 2. График колебаний при биениях: при совпадении фаз – максимум отклонений.

Блок-схема разработанного устройства представлена на рис. 3. Аппаратура исследования: задающий генератор, 2 ультразвуковых передатчика, исследуемый набор

сотовых устройств (Samsung, iPhone, Xiaomi). Контроль и настройка стенда осуществляется с помощью УЗ-приёмника, подключенного к электронному осциллографу. В эксперименте используется обыкновенный мобильник, который из замешенных УЗ сигналов с частотами 40,0 и 40,4 КГц чудесным образом формирует разностную частоту 400 Гц со звучанием на двойной частоте 800 Гц. Спектральное преобразование УЗ сигнала в НЧ звуковой напоминает эффект возникновения радиозвука [3, 5].

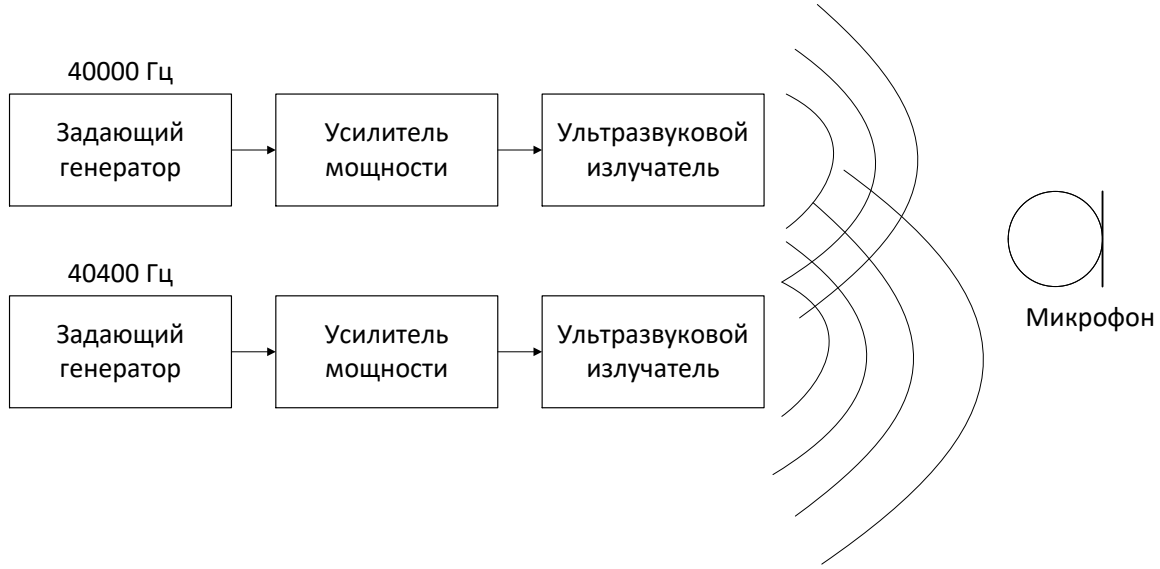


Рис. 3. Блок-схема ультразвукового подавителя диктофона.

5. Заключение

В работе представлен метод и устройство, альтернативное Near Field Communication (Ближняя связь), позволяющие передавать информацию в офисе с любых телефонов, используя ультразвуковой канал, в независимости от установленной операционной системы и без использования специальных чипов. В работе показано, что использование биений ультразвуковых колебаний позволяет создать простой и надёжный подавитель связи для диктофонов. Эффективность работы проверена экспериментально на лабораторном стенде.

Литература

1. Ожиганов Иван. - Передача данных с мобильных телефонов при помощи ультразвука – проект - 10 октября 2013 г - http://www.azoft.ru/blog/peredacha-dannyh-s-pomoshhju-ultrazvuka/
2. Filonenko Viacheslav, Cullen Charlie, Carswell James. - Investigating Ultrasonic Positioning on Mobile Phones - International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 15-17 September 2010 - https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5648235.
3. Саидов Б.Б., Следнев И.С., Тамбовцев В.И. - Преобразования спектра сигнала в активном нелинейном элементе с кубической характеристикой/ В материалах XXV международной научно-технической конференцию «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019).
4. Tzfat Yosef , LeZion Rishon. - System and method for using ultrasonic communication, Patent No.: US 8,854,985 B2, No. 61/428,907, filed on Dec. 31, 2010., Publication Data Oct. 7, 2014 - https://patents.google.com/patent/US8854985B2/en

5. Тамбовцев В.И., Железняк И.Л., Копыркин А.А. Микроволновый звуковой эффект преобразования модулированного радиосигнала// - Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018г. Том 21, №3. Стр. 110 – 117.

REFERENCES

1. Ozhiganov Ivan.- Data transmission from mobile phones using ultrasound – project - October 10, 2013 year - https://www.azoft.com/blog/nfc-alternative-ultrasound/
2. Filonenko Viacheslav. Cullen Charlie, Carswell James. -\ Investigating Ultrasonic Positioning on Mobile Phones - International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 15-17 September 2010 - https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5648235
3. Saidov B.B., Slednev I.S., Tambovtsev V.I. - Transformations of the signal spectrum in an active nonlinear element with cubic characteristics. - XXV International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication" (RLNC * 2019).
4. Yosef Tzfat, Rishon LeZion. - System and method for using ultrasonic communication, Patent No.: US 8,854,985 B2, No. 61/428,907, filed on Dec. 31, 2010. Publication Data Oct. 7, 2014 - https://patents.google.com/patent/US8854985B2/en
5. Tambovtsev V.I., Zheleznyak I.L., Kopyrkin A.A. - Microwave sound effect of modulated radio signal conversion. Journal - Physics of wave processes and radio engineering systems. 2018, Vol. 21, №3. Page. 110 - 117 s.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВИАЦИОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА ИХ СИГНАЛОВ

Г.А. Газарбекьян, А.А. Строцев, М.В. Шаповалов
ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»),
г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем при энергетической доступности различных элементов систем в разнесенных пунктах приема.

Ключевые слова: определение местоположения; разнесенные пункты приема; авиационные телекоммуникационные системы.

ALGORITHM FOR DETERMINING THE LOCATION OF ELEMENTS OF AVIATION TELECOMMUNICATION SYSTEMS BASED ON SPACED RECEPTION OF THEIR SIGNALS

G. A. Gazarbekyan, A. A. Strocev, M. V. Shapovalov

FSUE «Rostov-on-Don scientifically research institute of a radio communication» (FSUE « RNIIRS »),
Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The developed algorithm for determining the location of elements of aviation telecommunication systems with the energy accessibility of various system elements at spaced receiving points.

Keywords: location determination; spaced reception points; aviation telecommunication systems.

1. Введение

Авиационные телекоммуникационные системы (АвТС) широко применяются в системах организации воздушного движения (ОВД) для обеспечения безопасности [1]. Одним из направлений её реализации является ситуационная осведомлённость заинтересованных сторон на основе использования ими пассивных средств. Известны следующие основные подходы к построению таких пассивных средств:

1. Приём и извлечение координатной информации из сигналов широковещательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В, ADS-B – Automatic Dependent Surveillance – Broadcast) бортовых ответчиков (БО) воздушных объектов (ВО) в режиме «на частоте 1090 МГц в соответствии с рекомендациями ICAO [1, 2, 3].

Недостатком этого подхода является зависимость от включения БО режима «S».

2. Приём и регистрация в пункте наблюдения (ПН) сигналов радиолокационного запросчика (РЛЗ) систем вторичной радиолокации ОВД на частоте 1030 МГц и сигналов БО ВО в режимах «А», «С» на частоте 1090 МГц в соответствии с рекомендациями ICAO [4], с последующим определением разностей хода лучей Δl: РЛЗ – БО – ПН и РЛЗ – ПН; далее из ответов БО режима «С» извлекается информация о высоте ВО, что позволяет сформировать первую поверхность положения в виде эллипсоида; вторая

поверхность положения – также эллипсоид, формируется по Δl при известном расстоянии между РЛЗ и ПН; третья поверхность положения – плоскость определяется углом БО – РЛЗ – ПН, который вычисляется на основе оценки периода вращения антенной системы РЛЗ и экстраполяции моментов времени середины пачек запросов (ответов); перечисленные процедуры описаны в работах [5, с. 27–35], [6], [7].

Недостатком этого подхода является необходимость энергетической доступности сигналов РЛЗ и БО на ПН.

3. Включает основные операции второго подхода для формирования поверхностей положения в виде эллипсоидов, а третья поверхность положения – плоскость, определяется измерением угла азимутального пеленга БО относительно ПН [5, с. 27–35].

Недостатком этого подхода являются необходимость энергетической доступности сигналов РЛЗ и БО на ПН и размещение на ПН дополнительного оборудования – пеленгатора.

4. Приём и регистрация сигналов БО ВС в режимах «А», «С» на частоте 1090 МГц в не менее чем в трёх разнесённых пунктах наблюдения (РПН) с определением местоположения ВО на основе поверхностей положения соответствующих разностно-дальномерному методу с учётом или без учёта информации о высоте ВО, извлекаемой из ответов БО режима «С» [8] – [10].

Достоинством, по сравнению с подходами по пп. 2, 3, является отсутствие необходимости энергетической доступности сигналов РЛЗ на ПН.

Недостатком этого подхода является необходимость использования дополнительного оборудования, размещаемого на ПН, с требованием по её высокоточной синхронизации.

5. Приём и регистрация сигналов БО в режимах «А», «С» на частоте 1090 МГц одновременно от нескольких ВО [6].

Достоинством, по сравнению с подходами по пп.2, 3, является отсутствие необходимости энергетической доступности сигналов РЛЗ на ПН.

Недостатком этого подхода является то, что определяются координаты только тех ВО и тогда, когда они одновременно облучаются сигналами РЛЗ.

6. Приём и регистрация сигналов БО в режимах «А», «С» и «S» на частоте 1090 МГц одновременно от нескольких ВС [7], [11].

Достоинствами этого подхода, по сравнению с подходами по пп. 2, 3, является отсутствие необходимости энергетической доступности сигналов РЛЗ на ПН, а по сравнению с п. 5 – непрерывное определение координат ВО.

Недостатком этого подхода является наличие ВО, БО которых функционируют в режиме «S».

Как видно из описанных подходов, их арсенал достаточно широк, однако они не охватывают ситуацию, в которой отсутствует возможность «одновременной» энергетической доступности сигналов РЛЗ и БО на ПН, однако, приём сигналов РЛЗ на частоте 1030 МГц может быть реализован на одном дополнительном ПН.

Цель: Расширение функциональных возможностей научно-методического аппарата определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем.

Решаемая задача: разработка алгоритма определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем на основе разнесенного приема их сигналов.

2. Постановка задачи

Для разработки алгоритма определения местоположения элементов АвТС – ВО с БО на основе пространственного разнесенного приема сигналов РЛЗ на частоте 1030 МГц и БО ВО на частоте 1090 МГц введём обозначения исходных данных, характеризующих элементы АвТС, представленные на Рис. 1.

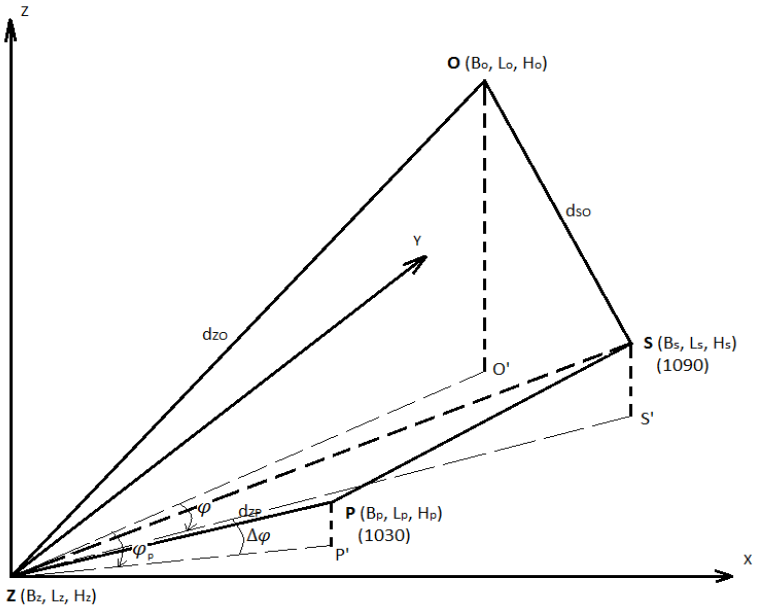


Рис. 1. Положение РЛЗ (*Z*), ВО (*O*) и станции (*S*) приёма сигналов БО и пункта (*P*) приёма сигнала РЛЗ в топоцентрической системе координат (ТСК)

Исходные данные представим в виде двух наборов. Первый характеризует местоположение РЛЗ, станции (S) приёма сигналов БО, пункта (P) приёма сигнала РЛЗ в некоторой заданной геодезической системе координат (широта, долгота, высота), а также период вращения РЛЗ:

$$D_{исх} = \{B_Z, L_Z, H_Z, B_S, L_S, H_S, B_P, L_P, H_P, T\}, \quad (1)$$

где

B_Z, L_Z, H_Z – геодезические координаты РЛЗ;

B_S, L_S, H_S – геодезические координаты станции приёма (СП);

B_P, L_P, H_P – геодезические координаты пункта приёма (ПП);

T – период вращения запросчика.

Второй набор характеризует измеряемые величины и выделенную из сообщений БО информацию:

$$D_{об} = \{\tau_S, \tau_P, H_O\}, \quad (2)$$

где

τ_S – время прихода сигнала от ВО на станцию приёма (S);

τ_P – время прихода сигнала от РЛЗ (Z) в ПП (P);

$H_O = H_{obj}$ – геодезическая высота ВО, полученная путём декодирования сигналов БО режимов «S» или «C».

Требуется определить геодезические координаты ВО: B_O, L_O – широту и долготу.

3. Предварительные вычисления

Вычисления производятся в топоцентрической прямоугольной горизонтальной системе координат (ТПГСК), начало отсчёта которой, совмещено с точкой местоположения РЛЗ (Z).

Все исходные координаты, определённые в $D_{исх}$, переводятся из геодезической системы координат (ГСК) в ТПГСК по известным формулам, т.е. реализуется преобразование:

$$\{B_Z, L_Z, H_Z, B_S, L_S, H_S, B_P, L_P, H_P\} \rightarrow \{x_{zt}, y_{zt}, z_{zt}, x_{st}, y_{st}, z_{st}, x_{pt}, y_{pt}, z_{pt}\} \quad (3)$$

Рассматриваемая постановка задачи наиболее близка ко второму из описанных выше подходов к построению пассивных средств обеспечивающих ситуационную осведомлённость заинтересованных сторон.

Для построения поверхностей положения необходимо определить следующие геометрические параметры:

d_{ZOS} – расстояние РДЗ (Z) – ВО (O) – СП (S);

φ – угол между проекциями (на плоскость XY в ТСК) двух векторов (ZO и ZS), началом которых является положение РЛЗ (Z), а концы векторов находятся в точках ВО (O) и СП (S).

Расстояние d_{ZOS} определяется на основе данных набора (2) – времён τ_P и τ_S, а так расстояния между РЛЗ и ПП (d_{ZP}), вычисленного по данным, полученным в результате преобразования (3).

Для вычисления расстояния d_{ZOS} сначала выполняется экстраполяция момента времени τ_P в соответствии с преобразованием Ψ, описанным в [7], [11], вида:

$$\tau_P^{экс} = \Psi(\tau_P, T) \ . \quad (4)$$

Тогда с учётом известного времени обработки сигнала τ_ε в БО ВО

$$d_{ZOS} = d_{ZP} + (\tau_S - \tau_P^{экс} - \tau_\varepsilon)\cdot c\,, \qquad (5)$$

где с – скорость электромагнитной волны.

Угол φ определяется из углов φ_P и $\Delta\varphi$. Из рисунка 1 видно, что

$$\varphi = \varphi_P - \Delta\varphi\,, \qquad (6)$$

где $\Delta\varphi$ вычисляется из теоремы косинусов, так как все стороны (координаты вершин) треугольника $P'ZS'$ известны ($\Delta\varphi = \arccos(\frac{x_{st}\cdot x_{pt} + y_{st}\cdot y_{pt}}{\sqrt{(x_{st}^2 + y_{st}^2)\cdot(x_{pt}^2 + y_{pt}^2)}})$), а $\varphi_P = \frac{2\cdot\pi\cdot\Delta\tau}{T}$.

4. Основные вычисления

Местоположение ВО определяется тремя поверхностями положения, каждая из которых задаётся соответствующим уравнением.

Первой поверхности положения – «эллипсоиду Земли на высоте H_{obj}», заданному в геоцентрической пространственной прямоугольной системе координат (ГППСК) соответствует уравнение вида:

$$\frac{x_o^2}{(a + H_{obj})^2} + \frac{y_o^2}{(a + H_{obj})^2} + \frac{z_o^2}{(b + H_{obj})^2} = 1\,, \qquad (7)$$

где a, b – параметры Земного эллипсоида;

x_o, y_o, z_o – неизвестные координаты объекта в ГППСК.

Второй поверхности положения – эллипсоиду определяемому постоянной суммой расстояний (5) соответствует уравнение в ТПГСК вида:

$$d_{ZOS} = \sqrt{x_{ot}^2 + y_{ot}^2 + z_{ot}^2} + \sqrt{(x_{ot} + x_{st})^2 + (y_{ot} + y_{st})^2 + (z_{ot} + z_{st})^2}\,. \qquad (8)$$

Третьей поверхности положения – плоскости, соответствует уравнение в ТПГСК вида:

$$\cos\varphi = \frac{x_{ot}\cdot x_{st} + y_{ot}\cdot y_{st}}{\sqrt{(x_{ot}^2 + y_{ot}^2)\cdot(x_{st}^2 + y_{st}^2)}}\,. \qquad (9)$$

Для решения системы уравнений (7) – (9) перейдём в (7) от ГППСК к ТПГСК.

Представим координаты РЛЗ в виде

$$x_o = [(z_{ot} + N_0 + H_Z)\cdot\cos B_Z - x_{ot}\cdot\sin B_Z]\cdot\cos L_Z - y_{ot}\cdot\sin L_Z\,,$$

$$y_o = [(z_{ot} + N_0 + H_Z)\cdot\cos B_Z - x_{ot}\cdot\sin B_Z]\cdot\sin L_Z + y_{ot}\cdot\cos L_Z\,,$$

$$z_o = [(z_{ot} + N_0 + H_Z)\cdot\sin B_Z + x_{ot}\cdot\cos B_Z] - e_2 N_0\cdot\sin B_Z\,,$$

где N_0, e_2 – радиус кривизны первого вертикала и эксцентриситет земного эллипсоида,

и подставим в выражение (7). Получим

$$A_1\cdot(A_4\cdot x_{ot} + A_5\cdot y_{ot} + A_6\cdot z_{ot} + A_{30})^2 + A_2\cdot(A_7\cdot A_5\cdot x_{ot} + A_8\cdot y_{ot} + A_{31}\cdot z_{ot} + A_9)^2 +$$
$$+ A_3\cdot(A_{10}\cdot x_{ot} + A_7\cdot z_{ot} + A_{11})^2 - 1 = 0\,, \qquad (10)$$

где

$$A_1 = A_2 = \frac{1}{(a + H_{obj})^2}, A_3 = \frac{1}{(b + H_{obj})^2}, A_4 = -\sin B_Z \cdot \cos L_Z, A_5 = -\sin L_Z,$$
$$A_6 = \cos B_Z \cdot \cos L_Z, A_7 = \sin B_Z, A_8 = \cos L_Z, A_9 = A_{29} \cdot A_{31}, A_{10} = \cos B_Z, \quad (11)$$
$$A_{11} = (A_{29} + e_2 \cdot N_0) \cdot A_7, A_{29} = (N_0 + H_Z), A_{30} = A_{29} \cdot A_6, A_{31} = -A_{10} \cdot A_5.$$

Тогда система трёх уравнений (8), (9), (11) в ТПГСК имеет три неизвестные координаты ВО (О): x_{ot}, y_{ot}, z_{ot}.

Чтобы найти решение этой системы, из (9) находим x_{ot}:

$$x_{ot}^{1,2} = D^{1,2} \cdot y_{ot}, \quad (12)$$

где

$$D^{1,2} = \frac{1}{D_5 \pm D_6}, D_6 = \sqrt{D_5^2 - \frac{D_2}{D_3}}, D_5 = \frac{D_4}{D_3}, D_4 = x_{st} \cdot y_{st}, D_3 = D_1 \cdot D_0 - y_{st}^2, \quad (13)$$
$$D_2 = D_1 \cdot D_0 - x_{st}^2, D_1 = \cos^2 \varphi, D_0 = x_{st}^2 + y_{st}^2.$$

Подставляем выражение (12) сначала в (10), а потом в (8). Таким образом, получаем систему из двух нелинейных уравнений с двумя неизвестными:

$$z_{ot} = F_{1,2}(y_{ot}) = A_{20} \cdot y_{ot} + A_{21} \pm \sqrt{A_{22} \cdot y_{ot}^2 + 2 \cdot A_{23} \cdot y_{ot} + A_{24}},$$
$$z_{ot} = F_{3,4}(y_{ot}) = C_{11} \cdot y_{ot} + C_{12} \pm \sqrt{C_{13} \cdot y_{ot}^2 + 2 \cdot C_{14} \cdot y_{ot} + C_{15}}, \quad (14)$$

где:

$$A_{24} = A_{21}^2 - \frac{A_{19}}{A_{14}}, \; A_{23} = A_{20} \cdot A_{21} - \frac{A_{18}}{A_{14}}, \; A_{22} = A_{20}^2 - \frac{A_{17}}{A_{14}}, \; A_{21} = -\frac{A_{16}}{A_{14}}, \; A_{20} = -\frac{A_{15}}{A_{14}},$$
$$A_{19} = A_1 \cdot A_{30}^2 + A_2 \cdot A_9^2 + A_3 \cdot A_{11}^2 - 1, \; A_{18} = A_1 \cdot A_{12} \cdot A_{30} + A_2 \cdot A_{13} \cdot A_9 + A_3 \cdot A_{10} \cdot A_{11} \cdot D^{1,2},$$
$$A_{17} = A_1 \cdot A_{12}^2 + A_2 \cdot A_{13}^2 + A_3 \cdot A_{10}^2 \cdot (D^{1,2})^2, \; A_{16} = A_1 \cdot A_6 \cdot A_{30} + A_2 \cdot A_{31} \cdot A_9 + A_3 \cdot A_7 \cdot A_{11},$$
$$A_{15} = A_1 \cdot A_{12} \cdot A_6 + A_2 \cdot A_{13} \cdot A_{31} + A_3 \cdot A_{10} \cdot A_7 \cdot D^{1,2}, \; A_{14} = A_1 \cdot A_6^2 + A_2 \cdot A_{31}^2 + A_3 \cdot A_7^2,$$
$$A_{13} = A_5 \cdot A_7 \cdot D^{1,2} + A_8, \; A_{12} = A_4 \cdot D^{1,2} + A_5, \quad (15)$$
$$C_{15} = C_{12}^2 - \frac{C_{10}}{C_7}, C_{14} = C_{11} \cdot C_{12} - \frac{C_9}{C_7}, C_{13} = C_{11}^2 - \frac{C_8}{C_7}, C_{12} = -\frac{C_4 \cdot C_3}{C_7}, C_{11} = -\frac{C_5 \cdot C_3}{C_7},$$
$$C_{10} = C_4^2, C_9 = C_4 \cdot C_5, C_8 = C_5^2 - C_6, C_7 = C_3^2 - 1, C_6 = 1 + (D^{1,2})^2, C_5 = C_1 \cdot D^{1,2} + C_2,$$
$$C_4 = \frac{d_{ZOS}}{2} + \frac{x_{st}^2 + y_{st}^2 + z_{st}^2}{2 \cdot d_{ZOS}}, C_3 = \frac{z_{st}}{d_{ZOS}}, C_2 = \frac{y_{st}}{d_{ZOS}}, C_1 = \frac{x_{st}}{d_{ZOS}}.$$

Приравняв правые части уравнений, входящих в данную систему, и произведя математические преобразования, получаем уравнение 4-го порядка:

$$L_1 \cdot y_{ot}^4 + L_2 \cdot y_{ot}^3 + L_3 \cdot y_{ot}^2 + L_4 \cdot y_{ot} + L_5 = 0, \quad (16)$$

где

$$
\begin{aligned}
&L_1 = K_1^2 - A_{22} \cdot C_{13},\\
&L_2 = 2 \cdot (K_1 \cdot K_2 - A_{22} \cdot C_{14} - A_{23} \cdot C_{13}),\\
&L_3 = 2 \cdot K_1 \cdot K_3 + K_2^2 - A_{22} \cdot C_{15} - 4 \cdot C_{14} \cdot A_{23} - C_{13} \cdot A_{24},\\
&L_4 = 2 \cdot (K_2 \cdot K_3 - A_{23} \cdot C_{15} - A_{24} \cdot C_{14}),\\
&L_5 = K_3^2 - A_{24} \cdot C_{15},\\
&K_1 = 0.5 \cdot [A_{22} + C_{13} - (C_{11} - A_{20})^2],\\
&K_2 = C_{14} + A_{23} - (C_{11} - A_{20}) \cdot (C_{12} - A_{21}),\\
&K_3 = 0.5 \cdot [A_{24} + C_{15} - (C_{12} - A_{21})^2].
\end{aligned}
\tag{17}
$$

Аналитическое решение уравнения (16) ищется с помощью метода Л. Феррари.

Разделив (16) на старший коэффициент L_1, получим:

$$y_{ot}^4 + N_1 \cdot y_{ot}^3 + N_2 \cdot y_{ot}^2 + N_3 \cdot y_{ot} + N_4 = 0, \tag{18}$$

где

$$N_1 = \frac{L_2}{L_1}, N_2 = \frac{L_3}{L_1}, N_3 = \frac{L_4}{L_1}, N_4 = \frac{L_5}{L_1}. \tag{19}$$

Сделаем в (18) замену $y_{ot} = y - \frac{N_1}{4}$. Тогда:

$$y^4 + p \cdot y^2 + q \cdot y + r = 0, \tag{20}$$

где

$$p = N_2 - \frac{3 \cdot N_1^2}{8}, q = \frac{N_1^3}{8} + N_3 - \frac{N_1 \cdot N_2}{2}, r = -\frac{3 \cdot N_1^4}{256} + \frac{N_1^2 \cdot N_2}{16} - \frac{N_1 N_3}{4}. \tag{21}$$

Для решения уравнения (20) добавим и вычтем из его левой части выражение $2 \cdot s \cdot y^2 + s^2$, тогда получим уравнение вида:

$$(y^2 + s)^2 + (p - 2 \cdot s) \cdot (y + \frac{q}{2 \cdot (p - 2 \cdot s)})^2 + r - s^2 - \frac{q^2}{4 \cdot (p - 2 \cdot s)} = 0 \tag{22}$$

Если теперь выбрать число s так, чтобы оно являлось каким-нибудь решением уравнения

$$r - s^2 - \frac{q^2}{4 \cdot (p - 2 \cdot s)} = 0, \tag{23}$$

то (22) примет вид:

$$(y^2 + s)^2 + (p - 2 \cdot s) \cdot (y + \frac{q}{2 \cdot (p - 2 \cdot s)})^2 = 0. \tag{24}$$

Если какое-нибудь решение кубической резольвенты (23) найдено, то уравнение (22) можно решить, разложив его левую часть на множители.

Уравнение (23) представим в виде:

$$2 \cdot s^3 - p \cdot s^2 - 2 \cdot r \cdot s + r \cdot p - \frac{q^2}{4} = 0. \tag{25}$$

Так как необходимо только одно действительное решение (25), то воспользуемся тригонометрическими формулами Виета.

В результате получаем два квадратных уравнения с одной неизвестной y:

$$y^2 - y \cdot \sqrt{2 \cdot s - p} + \frac{q}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot s - p}} + s^2 = 0,$$
$$y^2 - y \cdot \sqrt{2 \cdot s - p} - \frac{q}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot s - p}} + s^2 = 0. \quad (26)$$

Решением этих уравнений будет 4 корня. Так как в уравнении четвёртого порядка (18) мы делали замену $y_{ot} = y - \frac{N_1}{4}$, то решением исходной системы из 3-х уравнений будет:

$$y_{ot}^{(i)} = y^{(i)} - \frac{N_1}{4}, z_{ot}^{(i)} = F_1(y_{ot}^{(i)}), x_{ot}^{(i)} = D^{1,2} \cdot y_{ot}^{(i)}, i = \overline{1,4}, \quad (27)$$

$$y_{ot}^{(i)} = y^{(i)} - \frac{N_1}{4}, z_{ot}^{(i)} = F_1(y_{ot}^{(i)}), x_{ot}^{(i)} = D^{1,2} \cdot y_{ot}^{(i)}, \ i = \overline{1,4}. \quad (28)$$

В каждом из выражений (27) и (28) содержится не по 4, а по 8 решений, так как $D^{1,2} = \frac{1}{D_5 \pm D_6}$, однако половина корней будет мнимых, а половина действительных будет ложными (находиться ниже уровня земли). Следовательно, остаётся только 4 решения исходной задачи. Два решения устраняются, используя знак угла φ. Оставшуюся неоднозначность из двух решений преодолевается путём сравнения исходного значения расстояний d_{ZOS} с вычисленным.

Чтобы получить оценочные значения геодезических координат неизвестного воздушного объекта, остаётся только прейти по известным формулам от вычисленных топоцентрических координат x_{ot}, y_{ot}, z_{ot} к геодезическим B_O, L_O, H_O.

Таким образом, алгоритм определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем на основе разнесенного приема их сигналов можно представить в виде следующей последовательности действий:

Подготовительные действия, обеспечивающие возможность получения измерений на разнесенных пунктах приема сигналов

1. Определение временной структуры запросных излучений и периода вращения антенной системы. Определение направления антенной системы РЛЗ во времени. Формирование общих исходных данных: (1).
2. Обеспечение синхронизации времени разнесенных пунктов приема для возможности измерения задержек между временами прихода сигналов, чтобы сформировать исходные данные ВО, координаты которого оцениваются: (2).
3. Прием сигналов и измерение моментов приёма сигналов радиолокационного запросчика, выбранного в качестве «опорного».

Действия, выполняемые для каждой группы ответных сигналов БО, дающие мгновенную оценку местоположения

4. Измерение моментов приёма сигналов БО с неизвестными координатами, временная структура излучений которых соответствует временной структуре излучений РЛЗ, выбранного в качестве «опорного».
5. Преобразование координат: (3).
6. Экстраполяция моментов приема сигналов РЛЗ, выбранного в качестве «опорного» по формуле (4).
7. Определение угла визирования φ по выражению (6) и расстояния d_{ZOS} - по (5).
8. Вычисление вспомогательных переменных по выражениям (11), (13), (15), (17), (19), (21) и (25). После этого по (26) определяются y_1, y_2, y_3, y_4.
9. Определение местоположения воздушного объекта в топоцентрической системе координат осуществляется по (27) и (28).
10. Воспользовавшись известными формулами перехода из топоцентрической в геодезическую систему координат, находим оценочные значения местоположения воздушного объекта: B_O, L_O.

Поскольку, входящие в состав исходных данных, определяемые переменные, такие как угол визирования и разность времени распространения сигнала не являются постоянными и точными, то для оценки влияния неточности входных переменных на результаты применения разработанного алгоритма выполним имитационное моделирование. Для имитационного моделирования и определения показателей эффективности мониторинга авиационных телекоммуникационных систем выбраны следующие параметры и конфигурации:

1. СКО определения угла визирования: $\sigma_\varphi = 0° - 2°$.
2. СКО разности времени прихода сигнала: $\sigma_{\Delta t} = 0 - 1000$ нс.
3. Координаты запросчика: $B_Z = 47{,}5°$, $L_Z = 39{,}9°$.
4. Координаты станции приёма сигналов: $B_S = 47{,}3°$, $L_S = 39{,}8°$.
5. Координаты пункта приёма: $B_P = 47{,}6$, $L_P = 39{,}8$.
6. Высота полёта ВО – 11000 м.
7. Расстояние до объекта 100 км.

Моделирование производится в среде MATLAB. Результаты моделирования представлены на рисунках 2 и 3.

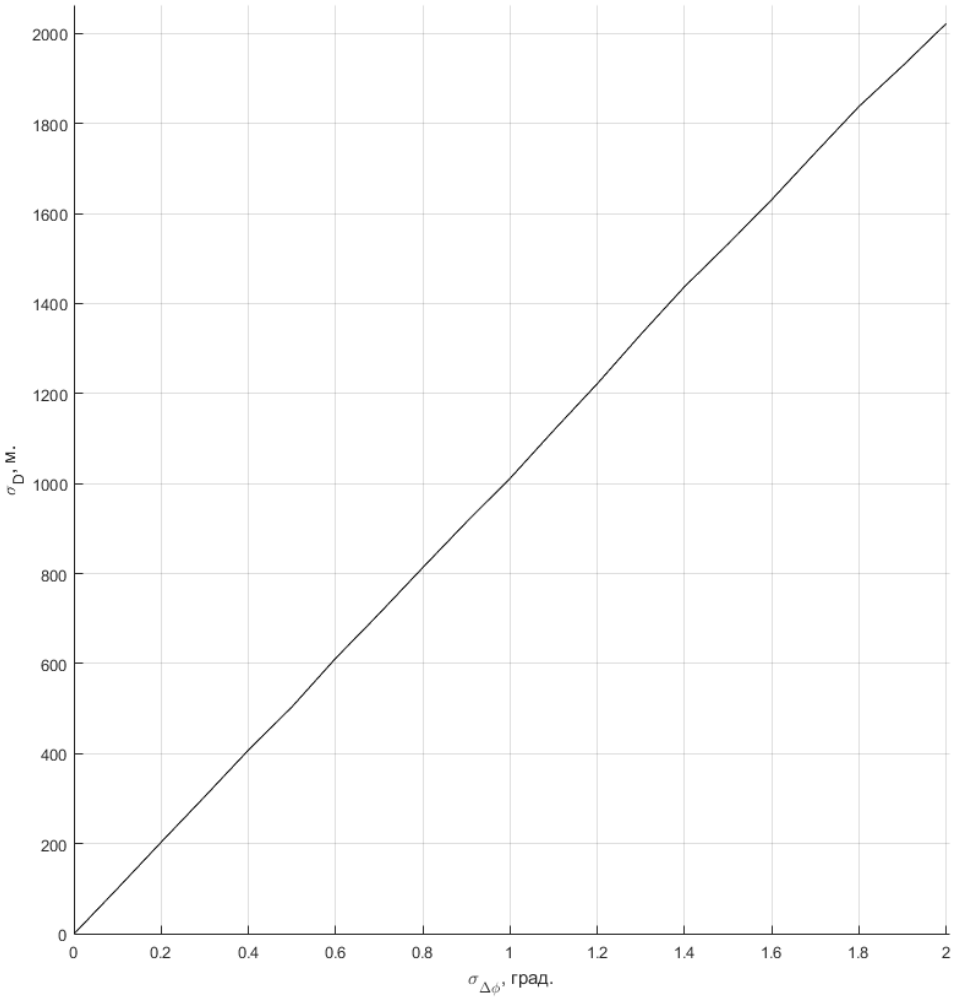


Рис. 2. Зависимость СКО определения координат ВО от СКО угла визирования

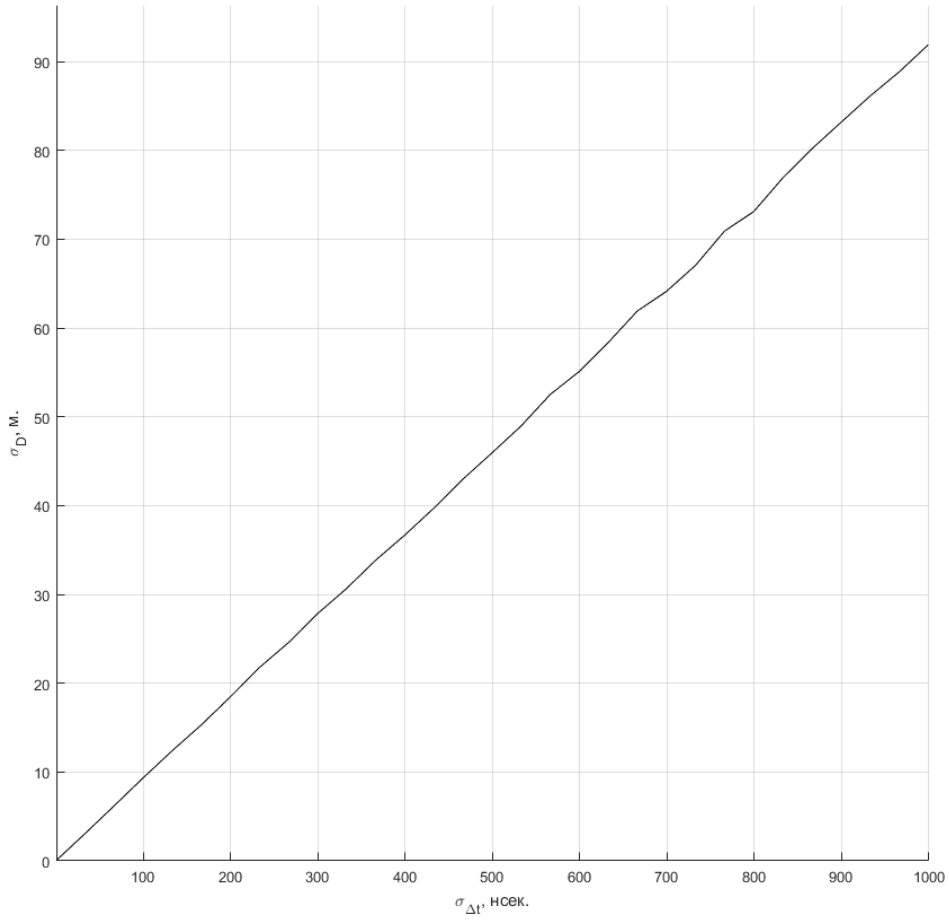


Рис. 3. Зависимость СКО определения координат ВО от СКО разности времени прихода сигнала

Для построения линий положения ВО на плоскости с равными СКО будем использовать данные:

1. Координаты запросчика: $B_Z = 47{,}5°$, $L_Z = 39{,}9°$.
2. Координаты станции приёма сигналов: $B_S = 46{,}5°$, $L_S = 39{,}9°$.
3. Координаты пункта приёма: $B_P = 47{,}6$, $L_P = 39{,}8$.
4. СКО определения угла визирования: $\sigma_\varphi = 0{,}25°$.
5. СКО разности времени прихода сигнала: $\sigma_{\Delta t} = 167$ нс.

Результаты моделирования приведены на рисунке 4.

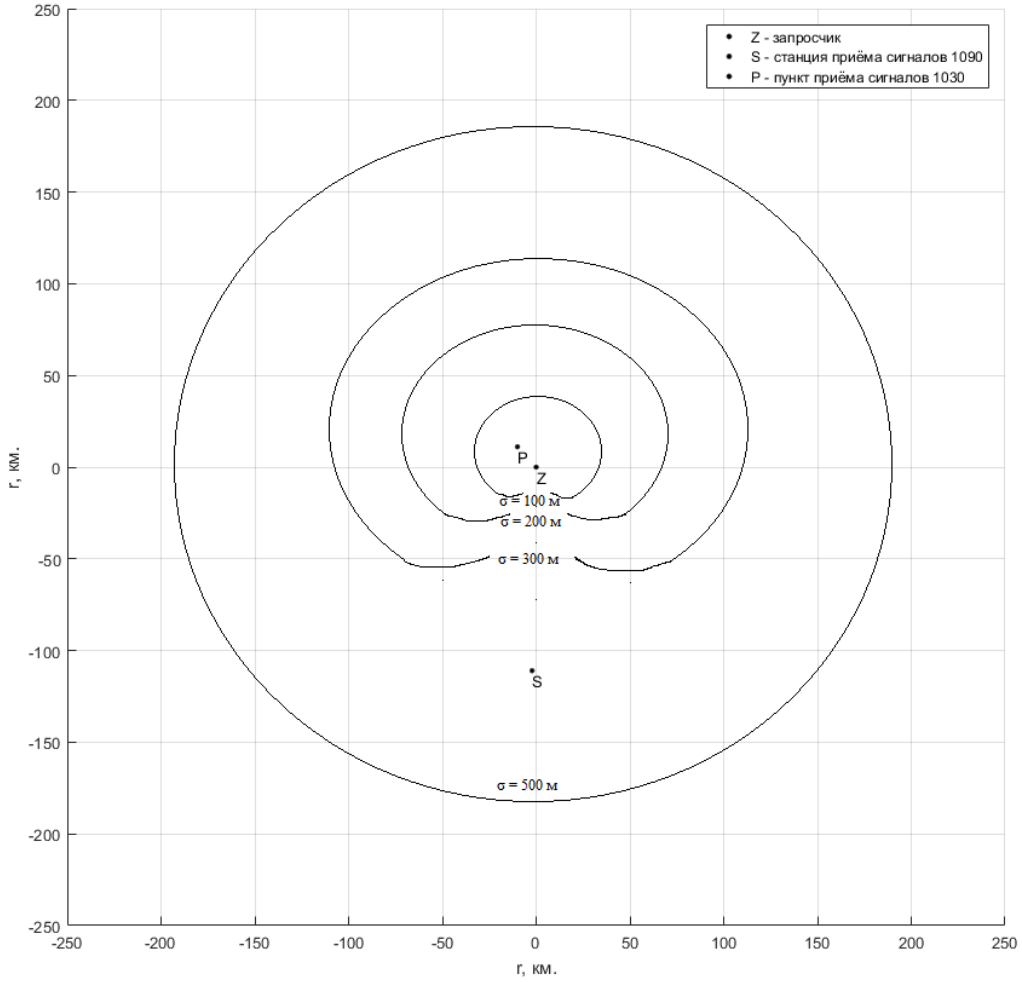


Рис. 4. Линий положения ВО на плоскости с равными СКО

5. Заключение

Разработанный алгоритм определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем на основе разнесенного приема их сигналов позволил расширить функциональные возможностей научно-методического аппарата определения местоположения элементов авиационных телекоммуникационных систем в части контроля объектов систем мониторинга воздушного пространства. При использовании данного алгоритма при комплексном мониторинге объектов авиационных телекоммуникационных систем появляется дополнительная независимая оценка местоположения, что повышает возможности построения системы объективного контроля.

Литература

1. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том IV. Международная организация гражданской авиации – 2014.

2. Doc 9924 AN/474 Руководство по авиационному наблюдению. Международная организация гражданской авиации – 2010.
3. Doc 9871 AN/464 Технические положения, касающиеся услуг режима S и расширенного сквиттера. Международная организация гражданской авиации – 2008.
4. Doc 9684 AN/951 Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Международная организация гражданской авиации – 2004.
5. Аверьянов В.Я. Разнесённые радиолокационные станции и системы. – Минск: Наука и техника, 1978. – 184 с.
6. Патент РФ № 2196342, МПК: G01S5/00. Способ определения координат воздушных объектов при пассивной бистатической радиолокации, Министерство обороны Российской Федерации. Верещагина Г.Н., Жихарев Д.С., Козьев В.О. Публ. – 10.01.2003 г.
7. Патент РФ № 2504797, МПК: (2006.01) G01S5/00. Способ определения координат воздушных объектов при пассивной бистатической радиолокации, Министерство обороны Российской Федерации. Верещагина Г.Н., Жихарев Д.С., Козьев В.О. Публ. – 20.01.2014 г.
8. Клименко Н.Н., Клименко С.В. Современное состояние теории и практики радиоинтерферометрии // Зарубежная радиоэлектроника, 1990. N 1. - С.3-14.
9. Патент РФ № 2204145, МПК: (2006.01) G01S3/46. Разностно-дальномерный способ пеленгования источника радиоизлучения, Военный инженерно-космический университет. Сайбель А.Г. Публ. – 10.05.2003 г.,
10. Патент РФ № 2204145, МПК: (2006.01) G01S3/46. Разностно-дальномерный способ определения координат источника радиоизлучения, ООО НПП «Новые Технологии Телекоммуникаций». Овчаренко Л.А., Панков А.В., Погорелов В.А., Потапов С.Г., Тимофеев С.С., Шуст М.П. Публ. – 27.06.2014 г.
11. Патент РФ № 2626765, МПК G01S 13/74 Способ определения местоположения воздушных объектов по сигналам их бортовых ответчиков систем контроля воздушного движения // Ломанцова Ю.А., Морозов А.П., Строцев А.А. Заявка № 2016134267 от 22.08.2016, опубл. 01.08.2017. Бюл. № 22.

REFERENCES

1. Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Aviation telecommunications. Volume IV. International Civil Aviation Organization - 2014.
2. Doc 9924 AN/474.
3. Doc 9871 AN/464.
4. Doc 9684 AN/951.
5. Averyanov V.Ya., spaced radar stations and systems. Minsk: Science and Technology, 1978. 184 p.
6. RF patent number 2196342.
7. RF patent number 2504797.
8. Klimenko N.N., Klimenko S.V. The current state of the theory and practice of radio interferometry // Zarubezhnaya radioelectronics, 1990. N 1. - P.3-14.
9. RF patent number 2204145.
10. RF patent number 2204145.
11. RF patent number 2626765.

АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА КАСКАДНО-ВКЛЮЧЁННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА АКТИВНЫХ ДВУХПОЛЮСНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

А.А. Головков[1], В.А. Головков

[1]Федеральное государственное казенное 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. На основе использования иммитансного критерия устойчивости сформированы характеристические уравнения автогенераторов, структурные схемы которых содержат согласующие смешанные четырёхполюсники, каскадно-включённые относительно двухполюсного нелинейного элемента с отрицательным сопротивлением. Путём решения совокупности систем алгебраических уравнений получены выражения для определения параметров типовых схем этих четырёхполюсников, одна часть двухполюсников которых выполнена только из резистивных элементов, а вторая часть - только из реактивных элементов. Сравнительный анализ теоретических результатов и результатов схемотехнического моделирования показывает возможность использования разработанного алгоритма параметрического синтеза для технического проектирования автогенераторов с применением таких четырёхполюсников, что увеличивает области изменения исходных данных, при которых реализуется стационарный режима генерации.

Ключевые слова: иммитансный критерия устойчивости, стационарный режим генерации, параметрический синтез согласующих смешанных четырёхполюсников

ALGORITHM OF PARAMETRICAL SYNTHESIS IN CASCADE-INCLUDED MATCHING BY THE MIXED TWO-PORT NETWORKS FOR OSCILLATORS ON ACTIVE BIPOLAR NONLINEAR ELEMENTS

A.A.Golovkov[1], V.A.Golovkov.

[1]Federal state military educational institution of higher professional education "Military educational scientific center Military air force " Military air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh), the Ministry of defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»),Voronezh, Russia

Abstract. On the basis of use imminency criterion of stability the characteristic equations of the oscillators which block diagrammes contain matching by the mixed two-port networks which have been in cascade-included concerning a nonlinear part, consisting of three poles a nonlinear element and various kinds of a feedback are generated. By the decision of set of systems of the algebraic equations expressions for definition of parametres of typical schemes of these two-port networks are received, one which part of two-poles is executed only from resistive elements, and the second part - only from jet elements. The comparative analysis of theoretical results and results schemetechnical modelling shows possibility of use of the developed algorithm of parametrical synthesis for technical designing of oscillators with application of such two-port networks that increases areas of change of initial data at which it is realised stationary a generation mode.

Keywords: imminency criterion of stability, a stationary mode of generation, parametrical synthesis matching by the mixed two-port networks.

1. Введение

В работах [1-4] разработаны алгоритмы параметрического синтеза трёх типов согласующих четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик различных радиотехнических устройств и систем, в том числе и автогенераторов на активных диодах, вольтамперная характеристика которых имеет падающий участок типа N или S (туннельные диоды, диоды Ганна, ЛПД и т.д.). Двухполюсники первого типа четырёхполюсников построены только на реактивном базисе, двухполюсники второго типа четырёхполюсников - только на резистивном базисе, а двухполюсники третьего типа - на базисе R,L,C. Показано, что изменение базиса согласующих по заданному критерию четырёхполюсников изменяет область физической реализуемости выбранного критерия в пространстве исходных данных (полоса, частот, тип нелинейного элемента и нагрузки, величина и крутизна квазилинейного участка выбранной характеристики и т. д.). Поэтому интересах увеличения области физической реализуемости стационарного режима генерации автогенераторов в данной работе делается попытка разработки алгоритма параметрического синтеза ССЧ, одна часть двухполюсников которых выполнена только на резистивных элементах, а вторая часть - только на реактивных элементах.

2. Формулировка задачи параметрического синтеза согласующих смешанных четырёхполюсников для автогенераторов на активных диодах. Исходные положения

Выделим в явном виде активный двухполюсный нелинейный элемент (НЭ) с сопротивлением $z=r+jx$ $(r<0)$, а также ССЧ, выходное сопротивление предыдущего каскада $z_0=r_0+jx_0$ и сопротивление нагрузки $z_н=r_н+jx_н$ (рисунки 1а-1г).

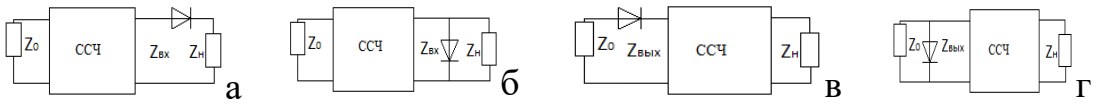


Рис.1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых автогенераторов при включении двухполюсного нелинейного элемента в продольную (а,в) и в поперечную (б,г) цепи между ССЧ и нагрузкой (а,б), между выходным сопротивлением предыдущего каскада и ССЧ (в,г).

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров ССЧ, при которых обеспечивается иммитансный критерий устойчивости [5], который для стационарного режима генерации можно записать в виде равенства нулю суммы выходного и входного сопротивлений в выбранном сечении [1,5] между ССЧ и НЭ (рисунки 1а,б):

$$Z_{вых} + Z_{вх} = 0, \qquad (1)$$

где $Z_{вых}=\frac{dz_0+b}{cz_0+a}$-выходное сопротивление ССЧ; $Z_{вх}=z+z_н$-входное сопротивление в сечении между ССЧ и НЭ (рисунок 1а); $Z_{вх}=\frac{zz_н}{z+z_н}$-входное сопротивление в сечении между ССЧ и НЭ (рисунок 1б); a,b,c,d-элементы классической матрицы передачи ССЧ.

Уравнение (1) в общем случае соответствует также задаче параметрического синтеза ССЧ по критерию обеспечения равенства выходного сопротивления ССЧ с заданным входным сопротивлением в сечении между ССЧ и НЭ, взятым с противоположным знаком. Можно показать [1], что к левой части уравнения (1) приводится знаменатель передаточной функции (коэффициента усиления усилителя с положительной обратной связью) автогенератора в режиме усиления (до начала режима ограничения и генерации). Поэтому (1) можно считать характеристическим уравнением [6] рассматриваемых схем автогенераторов, которое запишем в виде взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи ССЧ:

$$a = -(\frac{1}{Z_{вх}}b + z_0c + \frac{z_0}{Z_{вх}}d) . \qquad (2)$$

Для определения параметров типовых схем ССЧ для первой группы автогенераторов (рисунки 1а,б) необходимо определить элементы a,b,c,d [1,7], подставить их и $Z_{вх}==r_{вх}+jx_{вх}$ из (1) в (2), разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного характеристического уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной типовой схемы ССЧ. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников ССЧ.

Группа схем автогенераторов, показанных на рисунках 1в,г, также описывается характеристическим уравнением (1), которое удобно записать для сечения между НЧ и ССЧ. Это означает, что уравнение (1) в общем случае соответствует задаче параметрического синтеза ССЧ по критерию обеспечения равенства входного сопротивления ССЧ с заданным выходным сопротивлением в сечении между НЭ и ССЧ, взятым с противоположным знаком. Поэтому в этом уравнении $Z_{вх}=\frac{az_н+b}{cz_н+d}$-входное сопротивление ССЧ; $Z_{вых}=z+z_0$-выходное сопротивление в сечении между НЭ и ССЧ (рисунок 1в); $Z_{вых}=\frac{zz_0}{z+z_0}$-выходное сопротивление в сечении между НЭ и ССЧ (рисунок 1г); a,b,c,d- элементы классической матрицы передачи ССЧ. С учётом этой интерпретации введённых обозначений уравнение (1) можно представить в виде следующей взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи ССЧ:

$$d = -(\frac{z_н}{Z_{вых}}a + \frac{1}{Z_{вых}}b + z_нc) . \qquad (3)$$

Для определения параметров типовых схем ССЧ второй группы автогенераторов (рисунки 1 в, г) в общем случае надо определить элементы a,b,c,d [1,7], подставить их и

$Z_{вых}$ в сечении между НЭ и ССЧ в (3). Затем необходимо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного характеристического уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной типовой схемы ССЧ.

Сравнение (2) и (3) показывает, что эти взаимосвязи между элементами a,b,c,d трансформируются одна в другую путём использования следующих перестановок:

$$a \leftrightarrow d\,;\; z_0 \leftrightarrow z_н\,; Z_{вх} \leftrightarrow Z_{вых}\,. \qquad (4)$$

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем ССЧ, включённых в состав схем первой группы автогенераторов.

3. Результаты параметрического синтеза согласующих смешанных четырёхполюсников для автогенераторов на активных диодах

Если в качестве ССЧ используется последовательно включённые резистивный двухполюсник с сопротивлением R и реактивный двухполюсник с сопротивлением jX (рисунок 2а), то эти параметры определяются следующим образом:

$$R = -(r_0 + r_{вх})\,; X = -(x_0 + x_{вх})\,. \qquad (5)$$

Если в формулах типа (5) $X<0$, то здесь и далее реактивный двухполюсник реализуется ёмкостью $C=-1/X\omega$, а если $X>0$, то - индуктивностью $L=X/\omega$. ССЧ в виде параллельно включённых резистивного двухполюсника с проводимостью G и реактивного двухполюсника с проводимостью jB (рисунок 2б):

$$G = -\left(\frac{r_0}{r_0^2 + x_0^2} + \frac{r_{вх}}{r_{вх}^2 + x_{вх}^2}\right)\,; B = \frac{x_0}{r_0^2 + x_0^2} + \frac{x_{вх}}{r_{вх}^2 + x_{вх}^2}\,. \qquad (6)$$

Если в формулах типа (6) $B>0$, то здесь и далее реактивный двухполюсник реализуется ёмкостью $C = B/\omega$ ($\omega=2\pi f$, f -частота), а если $B<0$, то - индуктивностью $L = -1/B\omega$. Поэтому минимальное количество элементов ССЧ равно двум. Однако, реактивный двухполюсник может быть выполнен сколь угодно сложным.

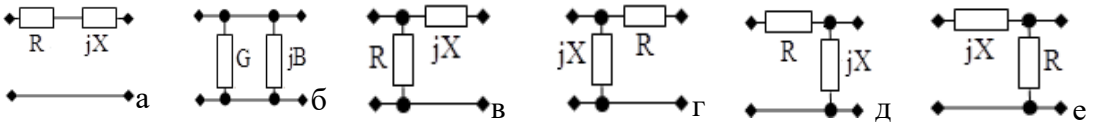


Рис. 2. Примеры синтезированных ССЧ с двумя двухполюсниками.

При использовании ССЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников R и jX (рисунок 2в):

$$R = \frac{-(r_0^2 + x_0^2 + 2r_0 r_{вх}) + Q}{2(r_0 + r_{вх})}\,; X = \frac{-(r_0^2 + x_0^2 + 2x_0 x_{вх}) + Q}{2x_0}\,; Q = \pm\sqrt{(r_0^2 + x_0^2)^2 - 4x_0^2 r_{вх}^2}\,. \qquad (7)$$

При использовании ССЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников jX и R (рисунок 2г):

$$R = \frac{-(r_0^2 + x_0^2 + 2r_0 r_{вх}) + Q}{2r_0}\,; X = \frac{-(r_0^2 + x_0^2 + 2x_0 x_{вх}) + Q}{2(x_0 + x_{вх})}\,; Q = \pm\sqrt{(r_0^2 + x_0^2)^2 - 4r_0^2 x_{вх}^2}\,. \qquad (8)$$

При использовании ССЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников R и jX (рисунок 2д):

$$R = \frac{-(r_{вх}^2 + x_{вх}^2 + 2r_0 r_{вх}) + Q}{2r_{вх}};\ X = \frac{-(r_{вх}^2 + x_{вх}^2 + 2x_0 x_{вх}) + Q}{2(x_0 + x_{вх})};\ Q = \pm\sqrt{(r_{вх}^2 + x_{вх}^2)^2 - 4x_0^2 r_{вх}^2}\ . \quad (9)$$

При использовании ССЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников jX и R (рисунок 2е):

$$R = \frac{-(r_{вх}^2 + x_{вх}^2 + 2r_0 r_{вх}) + Q}{2(r_0 + r_{вх})};\ X = \frac{-(r_{вх}^2 + x_{вх}^2 + 2x_0 x_{вх}) + Q}{2x_{вх}};\ Q = \pm\sqrt{(r_{вх}^2 + x_{вх}^2)^2 - 4r_0^2 x_{вх}^2}\ . \quad (10)$$

При использовании ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_2 и R_3 (рисунок 3а):

$$X_1 = -x_0 - \frac{Q_1}{R_3 + r_{вх}};\ X_2 = -\frac{r_0 x_{вх} - Q_1}{R_3 + r_0 + r_{вх}};\ Q_1 = \pm\sqrt{-r_0(R_3 + r_{вх})[(R_3 + r_{вх})^2 + (R_3 + r_{вх})r_0 + x_{вх}^2]}\ . \quad (11)$$

$$X_1 = -\frac{(X_2 + 2x_{вх})(X_2 + x_0) + x_0 X_2 - Q_2}{2(X_2 + x_{вх})};\ R_3 = -\frac{X_2^2 + 2r_0 r_{вх} - Q_2}{2r_0};\ Q_2 = \pm\sqrt{X_2^4 - 4r_0^2(X_2 + x_{вх})^2}\ .$$

$$X_2 = \frac{-[(X_1 + x_0)^2 + 2x_{вх}(X_1 + x_0) + r_0^2] + Q_3}{2(X_1 + x_0 + x_{вх})};\ R_3 = \frac{-[(X_1 + x_0)^2 + r_0(r_0 + 2r_{вх})] + Q_3}{2r_0};$$

$$Q_3 = \pm\sqrt{[(X_1 + x_0)^2 + r_0(r_0 - 2x_{вх})][(X_1 + x_0)^2 + r_0(r_0 + 2x_{вх})]}\ .$$

При использовании ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников jX_1, R_2 и jX_3 (рисунок 3б):

$$X_1 = \frac{-[(X_3 + x_{вх})^2 + 2x_0(X_3 + x_{вх}) + r_{вх}^2] + Q_1}{2(X_3 + x_{вх})};\ R_2 = \frac{-[(X_3 + x_{вх})^2 + r_{вх}(2r_0 + r_{вх})] + Q_1}{2(r_0 + r_{вх})};\quad (12)$$

$$Q_1 = \pm\sqrt{(X_3 + x_{вх})^2[(X_3 + x_{вх})^2 + 2r_{вх}^2 - 4r_0^2] + r_{вх}^4}\ .$$

$$X_1 = -x_0 - \frac{(R_2 + r_0)Q_2}{R_2 + r_{вх}};\ X_3 = Q_2 - x_{вх};\ Q_2 = \pm\sqrt{-\frac{(R_2 + r_{вх})[R_2(r_0 + r_{вх}) + r_0 r_{вх}]}{R_2 + r_0}}\ .$$

$$R_2 = \frac{-[(X_1 + x_0)^2 + r_0(r_0 + 2r_{вх})] + Q_3}{2(r_0 + r_{вх})};\ X_3 = \frac{-[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2 + 2x_{вх}(X_1 + x_0)] + Q_3}{2(X_1 + x_0)};$$

$$Q_3 = \pm\sqrt{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2 - 2r_{вх}(X_1 + x_0)][(X_1 + x_0)^2 + r_0^2 + 2r_{вх}(X_1 + x_0)]}\ .$$

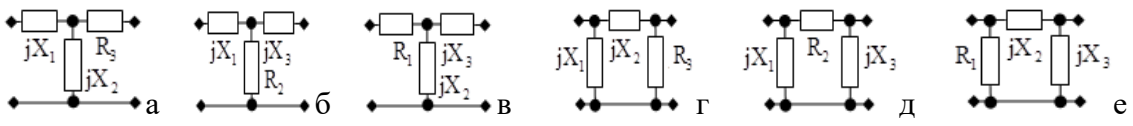


Рис. 3. Примеры синтезированных ССЧ с тремя двухполюсниками.

При использовании ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников R_1, jX_2 и jX_3 (рисунок 3в):

$$R_1=\frac{-[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}(2r_0+r_{вх})]+Q_1}{2r_{вх}};\ X_2=\frac{-[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2+2x_0(X_3+x_{вх})]+Q_1}{2(X_3+x_0+x_{вх})};\qquad(13)$$

$$Q_1=\pm\sqrt{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}(r_{вх}-2x_0)][(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}(r_{вх}+2x_0)]}.$$

$$R_1=\frac{-(X_2^2+2r_0r_{вх})+Q_2}{2r_{вх}};\ X_3=\frac{-[(X_2+2x_{вх})(X_2+x_0)+x_0X_2]+Q_2}{2(X_2+x_0)};$$

$$Q_2=\pm\sqrt{X_2^4-4(X_2+x_0)^2r_{вх}^2}.$$

$$X_2=\frac{-(R_1+r_0)Q_3+x_0r_{вх}}{R_1+r_0+r_{вх}};\ X_3=Q_3-x_{вх};\ Q_3=\pm\sqrt{\frac{-r_{вх}[(R_1+r_0)(R_1+r_0+r_{вх})+x_0^2]}{(R_1+r_0)}}.$$

При использовании ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_2 и R_3 (рисунок 3г):

$$X_1=\frac{-x_0R_3(r_{вх}^2+R_3r_{вх}+x_{вх}^2)-Q_1}{(r_0+R_3)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(r_0+r_{вх})R_3^2+2r_0r_{вх}R_3};\ X_2=\frac{[X_1(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}]R_3+X_1(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{-[(X_1+x_0)(R_3+r_{вх})+r_0r_{вх}]};\qquad(14)$$

$$Q_1=\pm\sqrt{-r_0R_3(r_{вх}^2+R_3r_{вх}+x_{вх}^2)[(r_0^2+R_3r_0+x_0^2)(r_{вх}^2+R_3r_{вх}+x_{вх}^2)+(r_0^2+x_0^2)R_3(r_{вх}+R_3)]}.$$

$$R_3=\frac{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2r_0r_{вх}X_1^2+Q_2}{-2\{[(X_1+x_0)^2+r_0^2]r_{вх}+r_0X_1^2\}};\ X_2=\frac{[X_1(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}]R_3+X_1(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{-[(X_1+x_0)(R_3+r_{вх})+r_0r_{вх}]};$$

$$Q_2=\pm\sqrt{\{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)-2r_0x_{вх}X_1^2\}\{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2r_0x_{вх}X_1^2\}}.$$

$$X_1=\frac{(r_0^2+x_0^2+2x_0X_2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2x_{вх}X_2(r_0^2+x_0^2+x_0X_2)+Q_3}{-2\{(X_2+x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+x_{вх}[(X_2+x_0)^2+r_0^2]\}};\ R_3=\frac{(X_1+X_2)(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+X_1X_2r_{вх}}{-[(X_1+X_2)x_0+X_1(X_2+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}]};$$

$$Q_3=\pm\sqrt{[(r_0^2+x_0^2-2r_0X_2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)-2x_{вх}r_0X_2^2][(r_0^2+x_0^2+2r_0X_2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2x_{вх}r_0X_2^2]}.$$

При использовании ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников jX_1, R_2 и jX_3 (рисунок 3д):

$$X_1=-\frac{(x_0X_3-r_0r_{вх}+x_0x_{вх})R_2+X_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(x_{вх}+X_3)R_2+X_3(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}};\ R_2=\frac{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](r_0^2+x_0^2)+2r_0r_{вх}X_3^2+Q_1}{-2r_0[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2]};\qquad(15)$$

$$Q_1=\pm\sqrt{\{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](r_0^2+x_0^2)+2r_0r_{вх}X_3^2\}^2-4r_0[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2]X_3^2[r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)]}.$$

$$X_1=-\frac{(x_0X_3-r_0r_{вх}+x_0x_{вх})R_2+X_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(x_{вх}+X_3)R_2+X_3(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}};\ X_3=\frac{(r_0^2+R_2r_0+x_0^2)x_{вх}R_2+Q_2}{-r_0[(R_2+r_{вх})^2+x_{вх}^2]-(r_0^2+x_0^2)(R_2+r_{вх})};$$

$$Q_2=\pm\sqrt{-R_2(r_0^2+r_0R_2+x_0^2)(r_{вх}^2+r_{вх}R_2+x_{вх}^2)[r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}(r_0^2+r_0R_2+x_0^2)]}.$$

$$R_2=-\frac{(X_1+X_3)(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+X_1X_3(r_0+r_{вх})}{(x_{вх}+X_3)X_1+X_3x_0-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}};\ X_3=\frac{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2x_0x_{вх}X_1^2+2x_{вх}X_1(r_0^2+x_0^2)-Q_3}{-2[(X_1+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+(x_0+x_{вх})X_1^2+2x_0x_{вх}X_1]};$$

$$Q_3=\pm\sqrt{\{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)-2r_{вх}X_1(r_0^2+x_0^2+x_0X_1)\}\{[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2r_{вх}X_1(r_0^2+x_0^2+x_0X_1)\}}.$$

При использовании ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников R_1, jX_2 и jX_3 (рисунок 3е):

$$R_1=\frac{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](r_0^2+x_0^2)+2r_0r_{вх}X_3^2+Q_1}{-2\{r_0[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2]+r_{вх}X_3^2\}};\ X_2=-\frac{[X_3(x_0+x_{вх})-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}]R_1+X_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(R_1+r_0)(x_{вх}+X_3)+x_0r_{вх}};\ (16)$$

$$Q_1=\pm\sqrt{\{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](r_0^2+x_0^2)-2x_0r_{вх}X_3^2\}\{[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](r_0^2+x_0^2)+2x_0r_{вх}X_3^2\}}.$$

$$X_2=-\frac{[X_3(x_0+x_{вх})-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}]R_1+X_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(R_1+r_0)(x_{вх}+X_3)+x_0r_{вх}};\ X_3=\frac{(r_0^2+R_1r_0+x_0^2)x_{вх}R_1+Q_2}{-r_{вх}[(R_1+r_0)^2+x_0^2]-(r_0^2+R_1r_0+x_0^2)R_1};$$

$$Q_2=\pm\sqrt{-r_{вх}R_1(r_0^2+r_0R_1+x_0^2)\{[(R_1+r_0)^2+x_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}R_1(r_0^2+r_0R_1+x_0^2)\}}.$$

$$R_1=\frac{(r_0^2+x_0^2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2r_0r_{вх}X_2^2+Q_3}{-2[r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}[(x_0+X_2)^2+r_0^2]};\ X_3=-\frac{[(x_0+X_2)x_{вх}-r_0r_{вх}]R_1+X_2(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(R_1+r_0)(x_{вх}+X_2)+x_0(R_1+r_{вх})};$$

$$Q_3=\pm\sqrt{[(r_{вх}^2-2r_{вх}X_2+x_{вх}^2)(r_0^2+x_0^2)-2x_0r_{вх}X_2^2][(r_{вх}^2+2r_{вх}X_2+x_{вх}^2)(r_0^2+x_0^2)+2x_0r_{вх}X_2^2]}.$$

Рассмотрим структурные схемы ССЧ, показанные на рисунке 4. При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_2, R_3 и R_4 (рисунок 4а) можно пользоваться следующими формулами:

$$X_1=-\frac{[X_2(x_0+x_{вх})-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}](R_3+R_4)-R_3R_4r_0}{(x_{вх}+X_2)(R_4+r_0)+(X_2+x_0)r_{вх}+R_3(x_{вх}+x_0)};\ X_2=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};\qquad (17)$$

$$A=[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]R_3+R_4^2(r_0+r_{вх})+[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]R_4;$$

$$B=2\{[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_0x_{вх}R_4](R_3+R_4)+x_0r_{вх}R_3R_4\};$$

$$C=[r_0(R_3+R_4)^2+(R_3+R_4)(r_0^2+x_0^2)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+[R_3^2R_4+r_{вх}R_3(R_3+2R_4)](r_0^2+x_0^2)+r_0R_3R_4[2r_{вх}(R_3+R_4)+R_3R_4].$$

$$X_1=-\frac{[X_2(x_0+x_{вх})-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}](R_3+R_4)-R_3R_4r_0}{(x_{вх}+X_2)(R_4+r_0)+(X_2+x_0)r_{вх}+R_3(x_{вх}+x_0)};\ R_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(R_4+r_{вх})(r_0^2+x_0^2)+R_4r_0(R_4+2r_{вх})+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2);$$

$$B=[r_{вх}(2R_4+r_{вх})+x_{вх}(2X_2+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+2(R_4r_0+X_2x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+X_2^2[(x_0+x_{вх})^2+(R_4+r_0+r_{вх})^2]+2R_4[R_4r_0r_{вх}+X_2(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})];$$

$$C=R_4[R_4r_0+r_0^2+x_0^2+2X_2x_0](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2X_2R_4x_{вх}(r_0^2+r_0R_4+x_0^2)+X_2^2\{(r_0+r_{вх})R_4^2+R_4[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]\}.$$

$$X_1=-\frac{[X_2(x_0+x_{вх})-r_0r_{вх}+x_0x_{вх}](R_3+R_4)-R_3R_4r_0}{(x_{вх}+X_2)(R_4+r_0)+(X_2+x_0)r_{вх}+R_3(x_{вх}+x_0)};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(R_3+r_{вх})^2+(X_2+x_{вх})^2]r_0+X_2^2(R_3+r_{вх});\ B=[X_2^2+2(R_3r_0+X_2x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(r_0^2+x_0^2)[(X_2+x_{вх})^2+(R_3+r_{вх})^2]+$$

$$+2X_2^2[R_3(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}+x_0x_{вх}]+2R_3[X_2(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+R_3r_0r_{вх}];$$

$$C=R_3[R_3r_0+r_0^2+x_0^2+2X_2x_0](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(r_{вх}R_3^2+2X_2R_3x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+X_2^2R_3[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

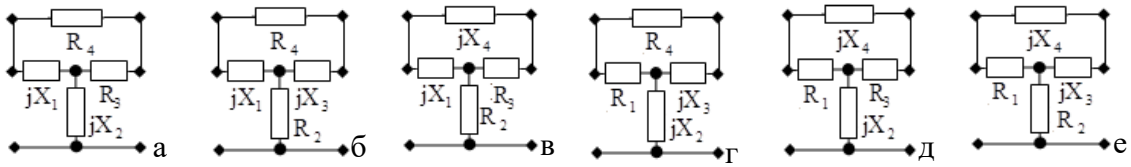


Рис. 4. Примеры синтезированных ССЧ в виде перекрытых Т-образных соединений четырёх двухполюсников.

$$X_2 = -\frac{X_1[(x_0+x_{вх})R_3 + r_0x_{вх} + x_0r_{вх}] - [R_4(R_3r_0 - X_1x_{вх}) + (R_3+R_4)(r_0r_{вх} - x_0x_{вх})]}{X_1(R_4+r_0+r_{вх}) + (R_3+R_4)(x_0+x_{вх})};\ R_3 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A};$$

$$A = [(R_4+r_{вх})^2 + x_{вх}^2]r_0 + (r_0^2 + x_0^2)(R_4 + r_{вх});\ B = [2R_4(r_0+r_{вх}) + R_4^2 + (r_0+r_{вх})^2 + (x_0+x_{вх})^2]X_1^2 +$$

$$+2R_4[(r_{вх}^2 + x_{вх}^2 - X_1x_{вх})r_0 + X_1x_0(R_4+r_{вх})] + (r_0^2+x_0^2)R_4(R_4+2r_{вх}) + 2R_4^2r_0r_{вх};$$

$$C = r_{вх}(R_4^2 + X_1^2)(r_0^2 + x_0^2) + X_1^2R_4r_{вх}(R_4 + 2r_0) + [R_4^2r_0 + X_1^2(R_4+r_0)](r_{вх}^2 + x_{вх}^2) + 2R_4^2X_1x_0r_{вх}.$$

$$X_2 = -\frac{X_1[(x_0+x_{вх})R_3 + r_0x_{вх} + x_0r_{вх}] - [R_4(R_3r_0 - X_1x_{вх}) + (R_3+R_4)(r_0r_{вх} - x_0x_{вх})]}{X_1(R_4+r_0+r_{вх}) + (R_3+R_4)(x_0+x_{вх})};\ R_4 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A};$$

$$A = (R_3+r_{вх})[(X_1+x_0)^2 + r_0^2] + r_0[(R_3+r_{вх})^2 + x_{вх}^2];$$

$$B = R_3(R_3+2r_{вх})(r_0^2+x_0^2) + (r_{вх}^2+x_{вх}^2)(X_1^2+2R_3r_0) + 2r_0r_{вх}(R_3^2+X_1^2) + R_3[2X_1^2(r_0+r_{вх}) - 2X_1(r_0x_{вх} - x_0r_{вх})];$$

$$C = (R_3^2 + X_1^2)[r_{вх}(r_0^2+x_0^2) + r_0(r_{вх}^2 + x_{вх}^2)] + R_3X_1^2[(r_0+r_{вх})^2 + (x_0+x_{вх})^2].$$

$$R_3 = -\frac{(R_4+r_0+r_{вх})X_1X_2 + R_4[X_2x_0 + x_{вх}(X_1+X_2) - r_0r_{вх} + x_0x_{вх}] + X_1(r_0x_{вх} + x_0r_{вх})}{(x_0+x_{вх})(X_1+X_2) + x_0x_{вх} - r_0(R_4+r_{вх})};\ R_4 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A};$$

$$A = (X_2+x_{вх})[(X_1+x_0)^2 + r_0^2] + X_2(X_2+2x_{вх})(X_1+x_0) + X_2^2x_{вх};$$

$$B = 2X_1(X_1+X_2)[X_2(r_0+r_{вх}) + r_0x_{вх}] + X_2x_0r_{вх};$$

$$C = X_1X_2(X_1+X_2)[(r_0+r_{вх})^2 + (x_0+x_{вх})^2] + [x_{вх}(r_0^2+x_0^2) + x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]X_1(X_1+2X_2) + X_1(r_0^2+x_0^2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2).$$

При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения четырёх двухполюсников jX_1, R_2, jX_3 и R_4 (рисунок 4б):

$$X_1 = -\frac{X_3[R_2(x_0+x_{вх}) + (R_4+r_{вх})x_0 + r_0x_{вх}] - R_4[R_2(r_0+r_{вх}) + r_0r_{вх} - x_0x_{вх}]}{(x_{вх}+X_3)(R_4+r_0) + R_2(x_{вх}+x_0) + (X_3+x_0)r_{вх}};\ R_2 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}; \qquad (18)$$

$$A = R_4^2(r_0+r_{вх}) + [(r_0+r_{вх})^2 + (x_0+x_{вх})^2]R_4;$$

$$B = R_4(R_4+2r_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2) + X_3^2[(R_4+r_0+r_{вх})^2 + (x_0+x_{вх})^2] + 2R_4\{r_{вх}(r_0^2+R_4r_0+x_0^2) + X_3[x_{вх}(R_4+r_0) - x_0r_{вх}]\};$$

$$C = [r_0R_4^2 + (r_0^2+x_0^2)R_4][(X_3+x_{вх})^2 + r_{вх}^2] + X_3^2[r_0(r_{вх}^2 + 2R_4r_{вх} + x_{вх}^2) + r_{вх}(r_0^2+x_0^2)].$$

$$X_1 = -\frac{X_3[R_2(x_0+x_{вх}) + (R_4+r_{вх})x_0 + r_0x_{вх}] - R_4[R_2(r_0+r_{вх}) + r_0r_{вх} - x_0x_{вх}]}{(x_{вх}+X_3)(R_4+r_0) + R_2(x_{вх}+x_0) + (X_3+x_0)r_{вх}};\ X_3 = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A};$$

$$A=[(R_4+r_{вх})^2+x_{вх}^2](R_2+r_0)+(r_0^2+x_0^2)(R_2+R_4+r_{вх})+2R_2[r_0(R_4+r_{вх})+x_0x_{вх}];$$

$$B=2R_4[x_{вх}R_4(R_2+r_0)+R_2(r_0x_{вх}-r_{вх}x_0)+x_{вх}(r_0^2+x_0^2)];\ C=R_4[r_0^2+x_0^2+R_2R_4+r_0(2R_2+R_4)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+R_4R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2+(r_0+r_{вх})R_4]+2R_2R_4r_{вх}(r_0^2+R_4r_0+x_0^2)].$$

$$X_1=-\frac{X_3[R_2(x_0+x_{вх})+(R_4+r_{вх})x_0+r_0x_{вх}]-R_4[R_2(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}-x_0x_{вх}]}{(x_{вх}+X_3)(R_4+r_0)+R_2(x_{вх}+x_0)+(X_3+x_0)r_{вх}};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=r_0(R_2+r_{вх})^2+R_2r_{вх}(R_2+r_{вх})+(R_2+r_0)(X_3+x_{вх})^2;\ B=[(R_2+r_{вх})^2+(X_3+x_{вх})^2](r_0^2+x_0^2)+R_2(R_2+2r_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+2X_3^2[R_2r_0+r_{вх}(R_2+r_0)]+2R_2[X_3(r_0x_{вх}-x_0r_{вх})+R_2(r_0r_{вх}+x_0x_{вх})];$$

$$C=X_3^2\{R_2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)\}.$$

$$R_2=-\frac{[X_3(R_4+r_{вх})+R_4x_{вх}](X_1+x_0)+X_1X_3r_0-r_{вх}(R_4r_0-X_1x_0)+r_0x_{вх}(X_1+X_3)}{(X_1+X_3)(x_0+x_{вх})-R_4(r_0+r_{вх})};\ X_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(r_0+r_{вх}+R_4)^2+(x_0+x_{вх})^2]X_1+x_0[x_{вх}^2+(R_4+r_{вх})^2]+x_{вх}(r_0^2+x_0^2);\ B=[(X_1+x_0)(X_1+x_0+2x_{вх})+r_0^2]R_4^2+$$

$$+2X_1R_4[X_1(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+X_1\{[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]X_1+2x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+2x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)\};$$

$$C=[X_1^2x_0+R_4^2(X_1+x_0)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+x_{вх}\{R_4^2[(X_1+x_0)^2+r_0^2]+X_1^2(r_0^2+2R_4r_0+x_0^2)\}.$$

$$R_2=-\frac{[X_3(R_4+r_{вх})+R_4x_{вх}](X_1+x_0)+X_1X_3r_0-r_{вх}(R_4r_0-X_1x_0)+r_0x_{вх}(X_1+X_3)}{(X_1+X_3)(x_0+x_{вх})-R_4(r_0+r_{вх})};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_1+x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2+X_3^2)+(X_3+x_{вх})(r_0^2+x_0^2+X_1^2)+2x_0x_{вх}(X_1+X_3)+2X_1X_3(x_0+x_{вх});$$

$$B=2(X_1+X_3)[X_1X_3(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}X_1+x_0r_{вх}X_3];$$

$$C=(X_1+X_3)^2[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+X_1X_3(X_1+X_3)[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$X_3=-\frac{(X_1x_0-R_4r_0)(R_2+r_{вх})+[R_4x_0+X_1(R_2+R_4+r_0)]x_{вх}-R_2R_4r_{вх}}{(X_1+x_0)(R_4+r_{вх})+r_0(X_1+x_{вх})+R_2(x_0+x_{вх})};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=r_{вх}(R_2+r_0)^2+R_2r_0(R_2+r_0)+(R_2+r_{вх})(X_1+x_0)^2;\ B=(r_{вх}^2+2R_2r_{вх}+x_{вх}^2)[(X_1+x_0)^2+r_0^2]+$$

$$+R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+2R_2[r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)-X_1(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})]+2X_1^2r_0(R_2+r_{вх});$$

$$C=X_1^2\{R_2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)\}.$$

При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников R_1, jX_2, R_3 и jX_4 (рисунок 4в):

$$R_1=-\frac{R_3[(X_4+x_{вх})(X_2+x_0)+X_2x_0-r_0r_{вх}]+X_4[X_2(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]}{(X_2+x_{вх})(X_4+x_0)+X_2x_{вх}-R_3r_0-r_{вх}(R_3+r_0)};\ X_2=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};\qquad(19)$$

$$A=X_4^2(x_0+x_{вх})+[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]X_4;\ B=X_4^2[(R_3+r_{вх})^2+(2x_0+x_{вх})x_{вх}]+$$

$$+2X_4[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(x_0+x_{вх})R_3^2-R_3(r_0x_{вх}-x_0r_{вх})]+R_3^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2];$$

$$C=[X_4^2x_0+X_4(r_0^2+x_0^2)][(R_3+r_{вх})^2+x_{вх}^2]+R_3^2[x_{вх}(r_0^2+2X_4x_0+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)].$$

$$R_1=-\frac{R_3[(X_4+x_{вх})(X_2+x_0)+X_2x_0-r_0r_{вх}]+X_4[X_2(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]}{(X_2+x_{вх})(X_4+x_0)+X_2x_{вх}-R_3r_0-r_{вх}(R_3+r_0)};\ \mathrm{R_3}=\frac{\mathrm{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}}{\mathrm{2A}};$$

$$A=[(X_4+x_{вх})^2+r_{вх}^2]x_0+(X_4+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+X_2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2+X_4^2+2X_4(x_0+x_{вх})];$$

$$B=2\{[(X_2+x_0)X_4^2+(r_0^2+x_0^2+X_2x_0)X_4]r_{вх}-X_2X_4r_0x_{вх}\};\ C=X_4[(X_2+x_0)(X_2+X_4+x_0)+r_0^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+X_2X_4[x_{вх}X_4(X_2+2x_0)+X_2X_4x_0+(X_2+2x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+2X_2(r_0r_{вх}+x_0x_{вх})].$$

$$R_1=-\frac{R_3[(X_4+x_{вх})(X_2+x_0)+X_2x_0-r_0r_{вх}]+X_4[X_2(r_0+r_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]}{(X_2+x_{вх})(X_4+x_0)+X_2x_{вх}-R_3r_0-r_{вх}(R_3+r_0)};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_2+x_0)[(R_3+r_{вх})^2+x_{вх}^2]+X_2[X_2(x_0+x_{вх})+2x_0x_{вх}];\ B=2[X_2(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}]R_3^2+$$

$$+(r_0^2+x_0^2)[(R_3+r_{вх})^2+x_{вх}^2+2X_2x_{вх}]-2X_2[R_3(r_0x_{вх}-x_0r_{вх})-x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+X_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2];$$

$$C=R_3^2\{X_2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)\}.$$

$$X_2=-\frac{[x_0(R_3+r_{вх})+(R_1+r_0)x_{вх}]X_4-(R_1+R_3)(r_0r_{вх}-x_0x_{вх})-R_1R_3(r_0+r_{вх})}{(R_1+R_3)(X_4+x_0+x_{вх})+X_4(r_0+r_{вх})};\ \mathrm{R_3}=\frac{\mathrm{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}}{\mathrm{2A}};$$

$$A=(R_1+r_0)X_4^2+2X_4[(x_0+x_{вх})R_1+r_0x_{вх}]+R_1[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}(r_0^2+x_0^2);$$

$$B=[(R_1+r_0)^2+x_0^2+2r_{вх}(R_1+r_0)]X_4^2+2X_4[(x_0+x_{вх})R_1^2+R_1(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})]+R_1^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+$$

$$+2R_1[r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)];\ C=[R_1^2r_0+X_4^2(R_1+r_0)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}\{X_4^2[(R_1+r_0)^2+x_0^2]+R_1^2(r_0^2+2X_4x_0+x_0^2)\}.$$

$$X_2=-\frac{[x_0(R_3+r_{вх})+(R_1+r_0)x_{вх}]X_4-(R_1+R_3)(r_0r_{вх}-x_0x_{вх})-R_1R_3(r_0+r_{вх})}{(R_1+R_3)(X_4+x_0+x_{вх})+X_4(r_0+r_{вх})};\ \mathrm{X_4}=\frac{\mathrm{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}}{\mathrm{2A}};$$

$$A=(R_3^2+r_{вх}^2+x_{вх}^2)(R_1+r_0)+(R_1^2+r_0^2+x_0^2)(R_3+r_{вх})+2R_1R_3(r_0+r_{вх})+2r_0r_{вх}(R_1+R_3);$$

$$B=2\{R_1[R_3(R_1+R_3)(x_0+x_{вх})+R_1r_{вх}x_0+R_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})]+R_3^2r_0x_{вх}\};$$

$$C=(R_1+R_3)^2[r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+R_1R_3(R_1+R_3)[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$R_3=-\frac{[(R_1+r_0+r_{вх})X_4+R_1(x_0+x_{вх})]X_2+R_1[x_{вх}(X_4+x_0)-r_0r_{вх}]+X_4(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})}{(X_2+x_0)(X_4+x_{вх})-R_1(r_0+r_{вх})+X_2x_0-r_0r_{вх}};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_2+x_{вх})[(R_1+r_0)^2+x_0^2]+(x_0+x_{вх})X_2^2+2x_0x_{вх}X_2;\ B=2x_{вх}\{X_2[R_1(R_1+r_0)+r_0^2+x_0^2]+R_1^2x_0\}+$$

$$+2R_1x_0X_2(R_1-r_{вх})+(r_{вх}^2+x_{вх}^2)[(R_1+r_0)^2+x_0(2X_2+x_0)]+X_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2];$$

$$C=\{X_2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)\}R_1^2.$$

При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников R_1, jX_2, jX_3 и R_4 (рисунок 4г):

$$R_1=-\frac{X_3(X_2+x_0)(R_4+r_{вх})+(X_3r_0+R_4x_0)(X_2+x_{вх})+R_4(X_2x_{вх}-r_0r_{вх})}{(x_0+x_{вх})(X_2+X_3)+x_0x_{вх}-(R_4+r_0)r_{вх}};\ X_2=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};\qquad(20)$$

$$A=[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]X_3+R_4^2(x_0+x_{вх});\ B=(R_4^2+2X_3x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+X_3^2[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+2x_{вх}[R_4^2(x_0+X_3)+X_3(r_0^2+x_0^2+R_4r_0]+2R_4x_0X_3(R_4+r_{вх});$$

$$C=[(R_4^2+X_3^2)x_0+X_3(r_0^2+x_0^2)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+x_{вх}X_3^2(r_0^2+x_0^2)+X_3R_4x_0[R_4(X_3+2x_{вх})+2X_3r_{вх}].$$

$$R_1=-\frac{X_3(X_2+x_0)(R_4+r_{вх})+(X_3r_0+R_4x_0)(X_2+x_{вх})+R_4(X_2x_{вх}-r_0r_{вх})}{(x_0+x_{вх})(X_2+X_3)+x_0x_{вх}-(R_4+r_0)r_{вх}};\ X_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]X_2+R_4x_0(R_4+2r_{вх})+x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2);$$

$$B=(r_{вх}^2+x_{вх}^2+2X_2x_{вх})(r_0^2+x_0^2)++X_2^2[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+$$

$$+2X_2[R_4^2(x_0+x_{вх})+R_4(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+2R_4^2x_0x_{вх};$$

$$C=R_4^2\{(X_2+x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+X_2[X_2(x_0+x_{вх})+2x_0x_{вх}]\}.$$

$$R_1=-\frac{X_3(X_2+x_0)(R_4+r_{вх})+(X_3r_0+R_4x_0)(X_2+x_{вх})+R_4(X_2x_{вх}-r_0r_{вх})}{(x_0+x_{вх})(X_2+X_3)+x_0x_{вх}-(R_4+r_0)r_{вх}};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}^2](X_2+x_0)+X_2(X_2+2x_0)(X_3+x_{вх})+X_2^2x_0;$$

$$B=2X_3[X_2(X_2+X_3)(r_0+r_{вх})+r_{вх}x_0X_3+X_2(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})];$$

$$C=X_3\{(2X_2+X_3)[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+(r_0^2+x_0^2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+X_2(X_2+X_3)[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]\}.$$

$$X_2=-\frac{[(R_1+r_0)(R_4+r_{вх})+R_1r_0-x_0x_{вх}]X_3+(R_1+R_4)(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+R_1R_4x_{вх}}{(r_0+r_{вх})(R_1+R_4)+R_1R_4-X_3(x_0+x_{вх})};\ X_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(R_4+r_{вх})(r_0^2+x_0^2)+r_0(R_4^2+r_{вх}^2+x_{вх}^2)+R_1[(R_4+r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+2R_4r_0r_{вх};$$

$$B=2R_4[R_4x_{вх}(R_1+r_0)+R_1(x_{вх}r_0-r_{вх}x_0)];$$

$$C=(R_1+R_4)[R_1R_4+r_0(R_1+R_4)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(r_0^2+x_0^2)r_{вх}(R_1+R_4)^2+R_1R_4r_{вх}[R_1R_4+2r_0(R_1+R_4)].$$

$$X_2=-\frac{[(R_1+r_0)(R_4+r_{вх})+R_1r_0-x_0x_{вх}]X_3+(R_1+R_4)(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+R_1R_4x_{вх}}{(r_0+r_{вх})(R_1+R_4)+R_1R_4-X_3(x_0+x_{вх})};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[r_{вх}^2+(X_3+x_{вх})^2](R_1+r_0)+r_{вх}[(R_1+r_0)^2+x_0^2];\ B=(X_3^2+2R_1r_{вх})(r_0^2+x_0^2)+$$

$$+2X_3^2[R_1(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}]+R_1(R_1+2r_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_1[r_0(R_1r_{вх}+X_3x_{вх})-X_3r_{вх}x_0];$$

$$C=(R_1^2+X_3^2)[r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)]+R_1X_3^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$X_3=-\frac{[X_2(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}](R_1+R_4)-R_1R_4r_{вх}}{(R_4+r_{вх})(X_2+x_0)+x_{вх}(R_1+r_0)+R_1x_0+X_2r_0};\ R_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=r_{вх}[(R_1+r_0)^2+(X_2+x_0)^2]+X_2^2(R_1+r_0);\ B=[(R_1+r_0)^2+x_0^2+2X_2x_0](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+2(R_1r_{вх}+X_2x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+2R_1[X_2^2(r_0+r_{вх})+X_2(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})]+X_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+2R_1^2r_0r_{вх};$$

$$C=[R_1^2 r_{вх}+2R_1X_2x_{вх}+R_1(r_{вх}^2+x_{вх}^2)](r_0^2+x_0^2)]+R_1(R_1r_0+2X_2x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+R_1X_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников R_1, R_2, jX_3 и jX_4 (рисунок 4д):

$$R_1=-\frac{(X_3+X_4)[R_2(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+X_3X_4(R_2+r_0)}{(X_3+x_{вх})(X_4+x_0)+X_3x_{вх}-r_0r_{вх}-R_2(r_0+r_{вх})};\ R_2=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A}; \qquad (21)$$

$$A=X_4(2X_3+X_4)(x_0+x_{вх})+X_3X_4^2+[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2](X_3+X_4);$$

$$B=2[r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+X_4r_{вх}x_0](X_3+X_4)+2X_3X_4r_0x_{вх};$$

$$C=[x_0(X_3+X_4)^2+(X_3+X_4)(r_0^2+x_0^2)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+X_3[X_3X_4+x_{вх}(X_3+2X_4)](r_0^2+x_0^2)]+$$

$$+X_3X_4x_0[X_3X_4+2x_{вх}(X_3+X_4)].$$

$$R_1=-\frac{(X_3+X_4)[R_2(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+X_3X_4(R_2+r_0)}{(X_3+x_{вх})(X_4+x_0)+X_3x_{вх}-r_0r_{вх}-R_2(r_0+r_{вх})};\ X_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_4+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+X_4x_0(X_4+2x_{вх})+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2);$$

$$B=[r_0^2+x_0^2+2(R_2r_0+X_4x_0)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(X_4+x_0+x_{вх})^2]+$$

$$+2(R_2r_{вх}+X_4x_{вх})(r_0^2+x_0^2+X_4x_0)+2R_2X_4r_0x_{вх};$$

$$C=[X_4^2x_0+X_4(r_0^2+x_0^2)+2R_2X_4r_0](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_2X_4r_{вх}(r_0^2+x_0^2+X_4x_0)+$$

$$+R_2^2\{X_4^2(x_0+x_{вх})+[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]X_4\}.$$

$$R_1=-\frac{(X_3+X_4)[R_2(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+X_3X_4(R_2+r_0)}{(X_3+x_{вх})(X_4+x_0)+X_3x_{вх}-r_0r_{вх}-R_2(r_0+r_{вх})};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(R_2+r_{вх})^2+(X_3+x_{вх})^2]x_0+R_2^2(X_3+x_{вх});\ B=2(R_2r_0+X_3x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_2X_3(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+$$

$$+(r_0^2+x_0^2)[(X_3+x_{вх})^2+r_{вх}(2R_2+r_{вх})]+R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})(2X_3+x_0+x_{вх})]+2X_3^2x_0x_{вх};$$

$$C=[X_3^2x_{вх}+X_3(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_2X_3r_{вх}](r_0^2+x_0^2)+(x_0X_3^2+2R_2X_3r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+R_2^2X_3[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$R_2=-\frac{[x_{вх}(R_1+r_0)+x_0r_{вх}](X_3+X_4)+X_3X_4(R_1+r_0)+R_1[x_0(X_3+x_{вх})-r_0r_{вх}]}{(X_3+X_4)(x_0+x_{вх})+X_3X_4-R_1(r_0+r_{вх})};\ X_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_4+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+[(X_4+x_{вх})^2+r_{вх}^2]x_0;\ B=[(R_1+r_0)^2+x_0^2+2x_0x_{вх})]X_4^2+$$

$$+2X_4[x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+R_1(r_0x_{вх}-x_0r_{вх})+R_1^2(x_0+x_{вх})]+R_1^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2];$$

$$C=[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)](R_1^2+X_4^2)+R_1X_4[R_1(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+R_1x_{вх}(X_4+2x_0)+2X_4r_0x_{вх}].$$

$$R_2=-\frac{[x_{вх}(R_1+r_0)+x_0r_{вх}](X_3+X_4)+X_3X_4(R_1+r_0)+R_1[x_0(X_3+x_{вх})-r_0r_{вх}]}{(X_3+X_4)(x_0+x_{вх})+X_3X_4-R_1(r_0+r_{вх})};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_3+x_{вх})[(r_0+R_1)^2+x_0^2]+[X_3^2+r_{вх}^2+x_{вх}^2]x_0+2X_3x_0x_{вх};$$

$$B=X_3[(X_3+2x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+2(x_0+x_{вх})R_1^2+2R_1(r_0x_{вх}-x_0r_{вх})]+[(R_1^2+2X_3x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2x_0x_{вх}(R_1^2+X_3^2);$$

$$C=(R_1^2+X_3^2)[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+R_1^2X_3[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$X_3=-\frac{[(R_2(x_0+x_{вх})+(R_1+r_0)x_{вх}+x_0r_{вх}]X_4-R_1[R_2(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}-x_0x_{вх}]}{(R_1+R_2+r_0)(X_4+x_{вх})+x_0(R_1+R_2+r_{вх})};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(r_0+R_1+R_2)^2+x_0^2]r_{вх}+(r_0+R_1)R_2^2+R_2[(r_0+R_1)^2+x_0^2];\ B=2R_1R_2[(R_1+R_2)(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+$$

$$+2r_{вх}x_0R_1^2;\ C=R_1R_2(R_1+R_2)[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+R_1(R_1+2R_2)[r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+$$

$$+R_1(r_0^2+x_0^2)(r_{вх}^2+x_{вх}^2).$$

При использовании ССЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников jX_1, R_2, R_3 и jX_4 (рисунок 4е):

$$X_1=-\frac{(X_4x_0-R_3r_0)(R_2+r_{вх})+R_3[x_0(X_4+x_{вх})-R_2r_{вх}]+X_4x_{вх}(R_2+r_0)}{(X_4+x_0)r_{вх}+(R_2+R_3)(x_{вх}+X_4+x_0)+x_{вх}r_0};\ R_2=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};\quad (22)$$

$$A=[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+X_4+x_{вх})^2]R_3+X_4^2(r_0+r_{вх});\ B=(X_4^2+2R_3r_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+R_3^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх}+X_4)^2]+2X_4^2[R_3(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}]+2R_3[r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+X_4(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})];$$

$$C=[r_0(R_3^2+X_4^2)+(r_0^2+x_0^2)R_3](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+[X_4r_0(X_4+2x_{вх})+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)]R_3^2+2X_4^2R_3r_0r_{вх}.$$

$$X_1=-\frac{(X_4x_0-R_3r_0)(R_2+r_{вх})+R_3[x_0(X_4+x_{вх})-R_2r_{вх}]+X_4x_{вх}(R_2+r_0)}{(X_4+x_0)r_{вх}+(R_2+R_3)(x_{вх}+X_4+x_0)+x_{вх}r_0};\ R_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+X_4+x_{вх})^2]R_2+r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+X_4^2r_0+2X_4r_0x_{вх};$$

$$B=(r_{вх}^2+2R_2r_{вх}+x_{вх}^2)(r_0^2+x_0^2)+R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх}+X_4)^2]+$$

$$+2X_4^2[R_2(r_0+r_{вх})+r_0r_{вх}]+2R_2[X_4(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})+r_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)];$$

$$C=[R_2^2(r_0+r_{вх})+(R_2+r_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_2r_0r_{вх})]X_4^2.$$

$$X_1=-\frac{(X_4x_0-R_3r_0)(R_2+r_{вх})+R_3[x_0(X_4+x_{вх})-R_2r_{вх}]+X_4x_{вх}(R_2+r_0)}{(X_4+x_0)r_{вх}+(R_2+R_3)(x_{вх}+X_4+x_0)+x_{вх}r_0};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(R_2+r_0)x_{вх}^2+[(R_2+r_0)(R_3+r_{вх})+R_2r_0](R_2+R_3+r_{вх})];$$

$$B=2R_3\{R_2[(R_2+R_3)(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+R_3r_0x_{вх}\};$$

$$C=R_3[r_{вх}^2+x_{вх}^2+r_{вх}(2R_2+R_3)](r_0^2+x_0^2)+R_3r_0(2R_2+R_3)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+R_2R_3(R_2+R_3)[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$R_2=-\frac{[X_4(X_1+x_0)+X_1(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}]R_3+(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})(X_1+X_4)+X_1X_4r_{вх}}{(X_1+X_4)(x_0+x_{вх})+X_1X_4-R_3(r_0+r_{вх})};\ R_3=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_4+x_{вх})(r_0^2+x_0^2)+[(X_4+x_{вх})^2+r_{вх}^2]x_0+X_1[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+X_4+x_{вх})^2];$$

$$B=2X_4\{[(X_4+x_0)r_{вх}-r_0x_{вх}]X_1+X_4r_{вх}x_0\};C=(X_1+X_4)[X_1X_4+x_0(X_1+X_4)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+$$

$$+X_1X_4x_{вх}[X_1X_4+2x_0(X_1+X_4)]+(r_0^2+x_0^2)x_{вх}(X_1+X_4)^2.$$

$$R_2=-\frac{[X_4(X_1+x_0)+X_1(x_0+x_{вх})+x_0x_{вх}-r_0r_{вх}]R_3+(r_0x_{вх}+x_0r_{вх})(X_1+X_4)+X_1X_4r_{вх}}{(X_1+X_4)(x_0+x_{вх})+X_1X_4-R_3(r_0+r_{вх})};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=(X_1+x_0)[(R_3+r_{вх})^2+x_{вх}^2]+x_{вх}[(X_1+x_0)^2+r_0^2];\ B=2X_1R_3[x_0(R_3+r_{вх})+x_{вх}(R_3-r_0)]+$$

$$+X_1(X_1+2x_0)(r_{вх}^2+x_{вх}^2)+(r_0^2+x_0^2)(R_3^2+2X_1x_{вх})+2x_0x_{вх}(R_3^2+X_1^2);$$

$$C=[x_{вх}(r_0^2+x_0^2)+x_0(r_{вх}^2+x_{вх}^2)](R_3^2+X_1^2)+R_3^2X_1[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

$$R_3=-\frac{(X_1+X_4)[R_2(x_0+x_{вх})+r_0x_{вх}+x_0r_{вх}]+X_1X_4(R_2+r_{вх})}{(X_1+x_0)x_{вх}+x_0(X_1+X_4)-r_{вх}(R_2+r_0)+X_1X_4-R_2r_0};\ X_4=\frac{-B\pm\sqrt{B^2-4AC}}{2A};$$

$$A=[(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2]x_{вх}+R_2^2(X_1+x_0);\ B=2X_1x_{вх}[R_2(R_2+r_0)+r_0^2+x_0^2+X_1x_0]+2R_2r_{вх}(r_0^2+x_0^2)+$$

$$+R_2^2[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2]+[r_0(2R_2+r_0)+(X_1+x_0)^2](r_{вх}^2+x_{вх}^2)+2R_2X_1x_0(R_2+r_{вх});$$

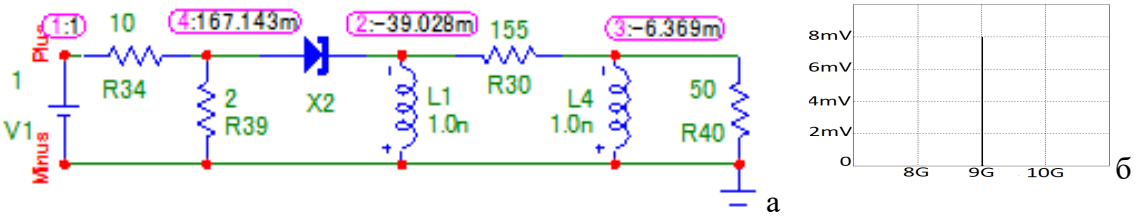
$$C=[X_1^2x_0+2R_2X_1r_0+X_1(r_0^2+x_0^2)](r_{вх}^2+x_{вх}^2)]+(x_{вх}X_1^2+2R_2r_{вх}X_1)(r_0^2+x_0^2)+R_2^2X_1[(r_0+r_{вх})^2+(x_0+x_{вх})^2].$$

Формулы (5)-(22), полученные для определения параметров ССЧ, показанных на рисунках 2-4 и входящих в состав первой группы автогенераторов (рисунки 1а,б), можно также использовать для определения параметров ССЧ, показанных на рисунках 2-4 и входящих в состав второй группы автогенераторов (рисунки 1в,г), с учётом перестановок:

$$x_{вх}\rightarrow x_н;\ r_{вх}\rightarrow r_н;\ r_0\rightarrow r_{вых};\ x_0\rightarrow x_{вых};\qquad (23)$$

4. Схемотехническое моделирование автогенераторов на активных диодах с использованием синтезированных согласующих смешанных четырёхполюсников

На рисунках 5-6 в качестве примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы автогенератора, соответствующие структурной схеме рисунка 1в, и их характеристики. В качестве нелинейного элемента автогенератора использован туннельный диод типа MBD4057 . Нагрузка выполнена на элементе R_{40}. Схема ССЧ собрана в виде П-образного четырёхполюсника (рисунок 3д) на элементах L_1, R_{30}, L_4, параметры которых определялись по формулам (15) с учётом (23).



а б

Рис. 5. Принципиальная схема автогенератора (а) и типичный амплитудный спектр (б) генерируемого колебания, полученные в системе «Microcap».

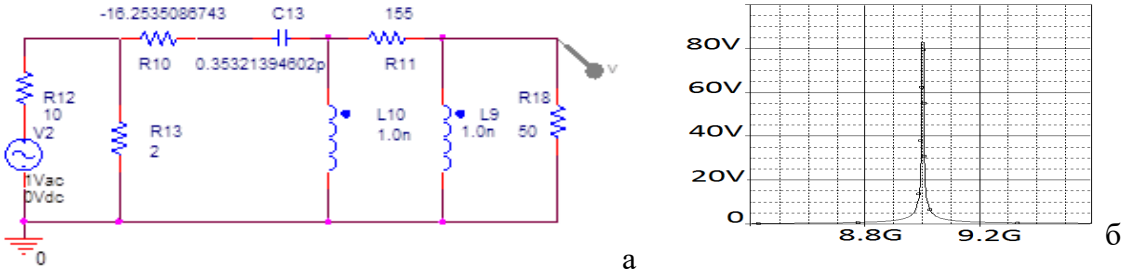


Рис. 6. Эквивалентная схема (а) автогенератора (рисунок 5а) и её АЧХ (б), полученные путём схемотехнического моделирования в системе «OrCad» и расчётным путём в системе «Mathcad».

Анализ показывает, что амплитудный спектр (рисунок 5б) генерируемого автогенератором (рисунок 5а) колебания и частотная характеристика эквивалентной схемы (рисунок 6а) автогенератора в режиме усиления, полученная экспериментально и расчётным путём (рисунок 6б), подобны. Реализованная частота генерации $f \approx 9012$ МГц незначительно отличается от заданной частоты $f=9000$ МГц. На рисунках 7-8 в качестве примера показаны принципиальная и эквивалентная схемы автогенератора, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их характеристики. Нагрузка выполнена на элементах R_{40}, L_8. Схема ССЧ собрана в виде П-образного четырёхполюсника (рисунок 3д) на элементах C_1, R_{38}, C_2, параметры которых определялись по формулам (13) с учётом (23). Элемент L_7 введён для обеспечения питания нелинейного элемента (рисунок 7а). Эквивалентные схемы нелинейного элемента выполнены в виде комплексного сопротивления на элементах R_{10}, C_{13}. Остальные параметры элементов эквивалентных схем (рисунки 6а, 8а) автогенераторов полностью соответствуют параметрам элементов соответствующих принципиальных схем (рисунки 5а, 7а).

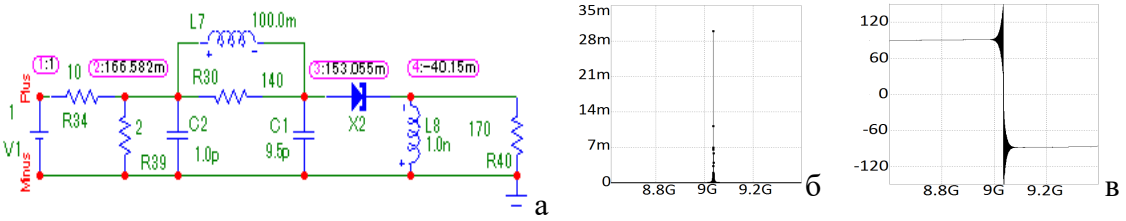


Рис.7. Принципиальная схема автогенератора (а), соответствующая структурной схеме рисунка 1а, и типичные амплитудный (б) и фазовый (в) спектры генерируемого колебания, полученные в системе «Microcap».

Анализ показывает, что амплитудный и фазовый спектры (рисунок 7б,в) генерируемого автогенератором (рисунок 7а) колебания и частотные характеристики эквивалентной схемы (рисунок 8а) автогенератора в режиме усиления, полученные экспериментально и расчётным путём (рисунок 8б,в), также подобны (на частоте, близкой к частоте генерации, имеет место скачок фазы на величину, кратную 180 град. и резкий скачок амплитуды). Реализованная частота генерации $f \approx 9036$ МГц незначительно отличается от заданной частоты $f=9000$ МГц.

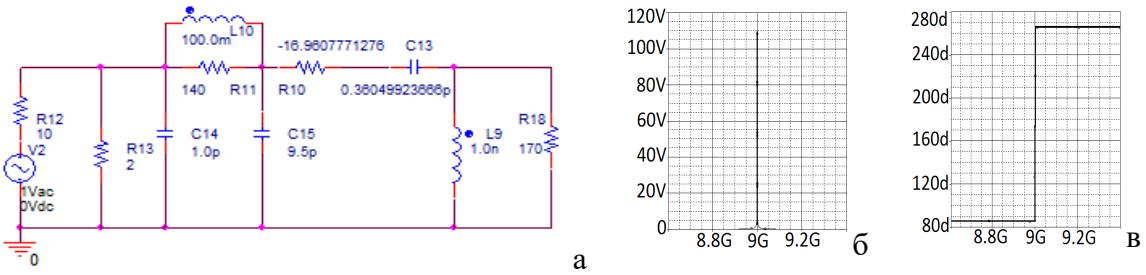


Рис. 8. Эквивалентная схема (а) автогенератора (рисунок 7а) и её АЧХ (б) и ФЧХ (в), полученные путём схемотехнического моделирования в системе «OrCad» и расчётным путём в системе «Mathcad».

5. Заключение

Анализ полученных теоретических и экспериментальных результатов показывает, что разработанный алгоритм параметрического синтеза (1)-(4) и математические модели ССЧ (5)-(23), оптимальные по критерию обеспечения стационарного режима генерации, могут быть использованы для технического проектирования автогенераторов на активных двухполюсных нелинейных элементах. Применение ССЧ для этой цели наряду с реактивными, резистивными и комплексными согласующими четырёхполюсниками [1-4] расширяет также область физической реализуемости генерируемых колебаний с заданным спектром.

Литература

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. – 588.
2. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения многочастотного режима генерации комплексных четырёхполюсников. Нелинейный мир, 2016. – № 4. – С.17–26.
3. Головков А.А., Ференец П.С. Математическое и схемотехническое моделирование генераторов многочастотных сигналов и частотных модуляторов с внутренней обратной связью при включении активного двухполюсного нелинейного элемента между резистивным четырёхполюсником и нагрузкой в продольную цепь. Наукоёмкие технологии, 2012. – № 1. – Т. 13. – С. 46–52.
4. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации реактивных и резистивных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Информационно-измерительные и управляющие системы, 2016. – № 3. – С. 56–67.
5. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 192 с.
6. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т. 3. – 413 с.
7. 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: MESC MAF «AFA», 2018. - 588 p.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis matching by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world, 2016. - № 4. - Pp.17-26.

3. Golovkov A.A., Ferenets P. S. Mathematical and schemetechnical modelling of generators of multifrequency signals and frequency modulators with an internal feedback at inclusion of an active bipolar nonlinear element between the resistive two-port network and loading in a longitudinal chain. High technologies, 2012. - № 1. - T. 13. - Pp 46-52.
4. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis matching by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of jet and resistive two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Information-measuring and operating systems, 2016. - № 3. - Pp. 56-67.
5. Kulikovsky A.A. Stability active Are made by the linear chains with intensifying devices of new types.-L M.: The state power publishing house, 1962. - 192 p.
6. The directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. - M: Energy, 1970. - T. 3. - 413 p.
7. Gurevich I.V. Bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 p.

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УЧЕТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ КАНАЛОВ ПРИЕМНОГО ТРАКТА

М. В. Грачев[1], Ю. Н. Паршин[1]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ), г. Рязань, Россия

Аннотация. Применение пространственно разнесенных приемных каналов позволяет существенно повысить информационную эффективность радиосистем. Проводится анализ пропускной способности системы передачи информации на основе технологии MIMO. При моделировании многоканальной приемной системы учитывается электродинамическая связь между приемными каналами. В результате этого изменяются пространственные характеристики полезного сигнала в пространственных каналах, а также изменяется уровень и корреляционные свойства теплового шума. Рассчитываются зависимости пропускной способности от нагрузочных импедансов в каналах, определяются оптимальные значения нагрузочных импедансов. Анализ пропускной способности проводится для различных пространственных структур приемного тракта, что позволяет учесть степень взаимного влияния на оптимальное значение нагрузочных импедансов.

Ключевые слова: пропускная способность; системы MIMO; оптимизация; импеданс; взаимное влияние; приемный тракт; пространственная корреляция; тепловой шум.

ANALYSIS OF THE MIMO COMMUNICATION SYSTEMS CAPACITY TAKING INTO ACCOUNT THE RECEIVING CHANNELS MUTUAL INFLUENCE

M. V. Grachev[1], Yu. N. Parshin[1]

[1]Ryazan State Radio Engineering University (RSREU), Ryazan, Russia

Abstract. The use of spatially diverse receiving channels can significantly improve the information efficiency of radio systems. The analysis of the capacity of the information transmission system based on MIMO technology was carried. When modeling a multichannel receiving system, the electrodynamics mutual influence between the receiving channels is taken into account. As a result, the signal spatial characteristics in spatial channels are changed, as well as the level and correlation properties of thermal noise. Capacity as a function of the load impedances in the channels and the optimal values of the load impedances were calculated. The analysis of capacity for different spatial structures of the receiving path is carried out. It allows choosing the optimal value of the load impedance into account the degree of mutual influence on.

Keywords: capacity; MIMO systems; optimization; impedance; mutual coupling; receiver; spatial correlation; thermal noise.

1. Введение

Общей тенденцией развития современных телекоммуникационных систем является все более полное использование пространственного ресурса, который реализуется применением пространственного разнесения на прием и передачу. Это позволяет реализовать пространственное мультиплексирование и, таким образом, существенно повысить пропускную способность телекоммуникационных систем при наличии сильно развитой многолучевости [1–5] при фиксированной полосе частот и суммарной мощности

излучаемых сигналов. В работе [5] исследуется вопросы оптимизации расположения удаленных антенных элементов в распределенной антенной системе.

Целью данной работы является повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации с искусственной многолучевостью путем выбора пространственной структуры, а также оптимизации нагрузочных импедансов с учетом взаимного влияния элементов антенной решетки.

2. Постановка задачи

Пространственная структура радиотракта MIMO системы связи характеризуется разнесенными в пространстве N_{RX} приемных и N_{TX} передающих антенн. Совокупность приемных антенн и подключенных к ним малошумящих усилителей (МШУ) образуют каналы приемного тракта. Пространственная структура MIMO системы задается набором координат передающих и приемных антенн в трехмерном пространстве x_{TXi}, y_{TXi}, z_{TXi}, $i = 1,..,N_{TX}$, x_{RXi}, y_{RXi}, z_{RXi}, $i = 1,..,N_{RX}$, заданных в долях длины рабочей волны.

Коэффициенты матрицы канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}} = \left\{\underline{h}_{ij} = h_{ij}\exp\varphi_{ij},\ i = 1,..,N_{RX},\ j = 1,..,N_{TX}\right\}$, характеризующей изменение радиоволн при их распространении от i-ой передающей антенны к j-ой приемной антенне, определяются для ненаправленных антенн следующими соотношениями:

$$h_{ij} = \left(4\pi\sqrt{\left(x_{TXi} - x_{RXj}\right)^2 + \left(y_{TXi} - y_{RXj}\right)^2 + \left(z_{TXi} - z_{RXj}\right)^2}\right)^{-1},$$

а фазовый сдвиг по формуле:

$$\varphi_{ij} = 2\pi\sqrt{\left(x_{TXi} - x_{RXj}\right)^2 + \left(y_{TXi} - y_{RXj}\right)^2 + \left(z_{TXi} - z_{RXj}\right)^2}\ .$$

Взаимное влияние приемных каналов учитывается матрицей взаимных импедансов антенн $\underline{\mathbf{Z}}_A = \left\{\underline{Z}_{mn},\ m,n = 1,..,N_{RX}\left(N_{TX}\right)\right\}$, причем $\underline{Z}_{mn} = \underline{Z}_{nm}$. Напряженность электрического поля $\underline{\mathbf{E}} = \left\{\underline{E}_i, i = 1,..,N_{RX}\right\}$ связана с токами в вибраторах $\underline{\mathbf{I}} = \left\{\underline{I}_i, i = 1,..,N_{RX}\right\}$ системой уравнений Кирхгофа: $\underline{\mathbf{E}} = \underline{\mathbf{Z}}\underline{\mathbf{I}}$. Соответственно, токи в приемных каналах задаются выражением: $\underline{\mathbf{I}} = \underline{\mathbf{Z}}_A^{-1}\underline{\mathbf{E}}$. Взаимное влияние приемных каналов рассматривается на примере малошумящих усилителей и антенных элементов в виде тонких вибраторов, расположенных на расстоянии d; выражения для расчета взаимных импедансов получены в работе [6].

Сигнал на выходе приемных каналов MIMO системы связи имеет вид:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{N}},$$

где $\underline{\mathbf{X}}$ - передаваемый сигнал, $\underline{\mathbf{N}}$ - вектор некоррелированных шумов приемного тракта. Пропускная способность MIMO канала связи для заданной матрицы канальных коэффициентов и пространственно некоррелированных шумов определяется соотношением [4]:

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{NRX} + \frac{q}{N_{TX}}\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}\right),$$

где $q = P_X / P_n$ энергетический потенциал системы, равный отношению мощности сигнала P_X, излучаемой всеми передающими антеннами, к мощности шума P_n в каждом приемном канале. В работе [7] показано, что согласование нагрузочных импедансов позволяет улучшить помехоустойчивость обработки сигнала в антенной решетке с взаимным влиянием элементов при воздействии на систему пространственно-коррелированных шумов.

3. Анализ пропускной способности системы связи с учетом взаимного влияния антенн

Структурная схема реконфигурируемого приемного радиотракта включает в себя антенную решетку, трансформатор импеданса антенной решетки, усилительный тракт и блок пространственной обработки. Шумовые свойства антенной решетки, величина их взаимного влияния задаются матрицей взаимных импедансов $\mathbf{Z}_A$ [8]. Трансформатор без потерь с коэффициентом трансформации K_{tr} предназначен для согласования импеданса каждого из элементов антенной решетки с входным сопротивлением соответствующего канала приемного тракта. Для компенсации реактивной составляющей импеданса последовательно первичной обмотке трансформатора включено реактивное сопротивление, величина которого X компенсирует реактивное сопротивление антенной решетки.

К выходу антенного элемента подключен малошумящий усилитель, шумовые свойства которого, пересчитанные к входу, задаются дисперсиями шумовых источников напряжения и тока $\overline{v_{nR}^2}$, $\overline{i_{nR}^2}$ соответственно, комплексной проводимостью $Y_c = \dfrac{\overline{i_{nR} v_{nR}^*}}{\overline{v_{nR}^2}}$, характеризующей корреляцию шумовых источников напряжения и тока. Эти параметры взаимно однозначно определяют следующий набор шумовых параметров усилителя: минимальный коэффициент шума $NF_{\min} = 1 + 2R_n \sqrt{\dfrac{\overline{i_{nR}^2}}{\overline{v_{nR}^2}}}$, где R_n - шумовое сопротивление, $\overline{v_{nR}^2} = 4kT\Delta f R_n$, $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/°К - постоянная Больцмана, T - температура, °К, Δf - полоса частот, Гц.

Представим коэффициенты трансформации всех пространственных каналов, а также реактивные сопротивления в виде диагональных матриц:

$$\mathbf{K}_{tr} = \left\{ K_{tr}(n,n) = \sqrt{\frac{R_{LNA}}{R_L(n)}},\ n = 1,...,N_{RX} \right\},\ \mathbf{X} = \left\{ X(n,n),\ n = 1,...,N_{RX} \right\},$$

где R_{LNA} – входное сопротивление МШУ, R_L – активная часть импеданса, нагружающего элемент антенной решетки. В результате импеданс антенной решетки со стороны входа МШУ после трансформации имеет вид $\mathbf{Z}_{Atr} = (\mathbf{Z}_A + j\mathbf{X})\mathbf{K}_{tr}^2$. Матрица пересчета напряжений с входа разомкнутой цепи в напряжения на нагрузке приемного тракта [8]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1},$$

где $\mathbf{Z}_L = \left\{ R_L(n) + jX(n),\ n = 1,...,N \right\}$ – диагональная матрица импедансов нагрузки приемного тракта. С учетом введенных параметров коэффициент передачи напряжения шума антенны на вход МШУ с учетом трансформатора равен:

$$\mathbf{Z}_{tr} = R_{LNA}\left(\mathbf{Z}_{Atr} + R_{LNA}\mathbf{I}\right)^{-1}.$$

Корреляционные матрицы суммы коррелированных шумовых токов и напряжений на входе МШУ соответственно равны:

$$\mathbf{R}_{recI} = \mathbf{Z}_{Atr}^{-1}\overline{\mathbf{V}_{nR}^{2}}\mathbf{Z}_{Atr}^{-1\mathrm{H}} + \mathbf{Z}_{Atr}^{-1}\mathbf{Y}_{c}\overline{\mathbf{V}_{nR}^{2}} + \overline{\mathbf{V}_{nR}^{2}}\mathbf{Y}_{c}^{\mathrm{H}}\mathbf{Z}_{Atr}^{-1\mathrm{H}} + \overline{\mathbf{V}_{nR}^{2}}\frac{\overline{i_{nR}^{2}}}{\overline{v_{nR}^{2}}},$$

$$\mathbf{R}_{recU} = \left(\mathbf{Z}_{Atr}^{-1} + \frac{1}{R_{LNA}}\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{R}_{recI}\left(\mathbf{Z}_{Atr}^{-1} + \frac{1}{R_{LNA}}\mathbf{I}\right)^{-1\mathrm{H}}.$$

Матрица дисперсий шумового напряжения, вызванного шумами антенной решетки и пересчитанного к входу МШУ, равна:

$$\mathbf{R}_{tU} = 4kT_{iso}\Delta f\mathbf{Q}\mathrm{Re}\mathbf{Z}_{A}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}},$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{K}_{\text{тр}}R_{LNA}\left(R_{LNA}\mathbf{I} + \mathbf{K}_{\text{тр}}^{2}\left(\mathbf{Z}_{A} + j\mathbf{X}\right)\right)^{-1}$ – коэффициент пересчета напряжения сигнала $\mathbf{S}$ к входу МШУ, T_{iso} – яркостная температура изотропного шума окружающего пространства.

Матрица канальных коэффициентов, приведенная к входу МШУ равна

$$\mathbf{H}_{1} = \mathbf{L}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{H},$$

где матрица $\mathbf{L} = \mathrm{Chol}\left(\mathbf{R}_{tU} + \mathbf{R}_{recU}\right)$ определяется преобразование Холецкого от суммарной корреляционной матрицы шумов антенны и МШУ. При этом шумы становятся пространственно некоррелированными с единичной дисперсией.

Рассматривается пример MIMO системы связи, состоящей из двух передатчиков $N_{TX} = 2$, разнесенных в пространстве на расстояние 2000λ, где λ – длина волны. На таком же расстоянии от них находится приемная двухканальная система $N_{RX} = 2$ с межэлементным расстоянием, составляющим доли и единицы λ. Таким образом, на приемной стороне образуется искусственная многолучевость, определяется расположением передающих и приемных антенн MIMO системы передачи информации.

Рассмотрим влияние конфигурации параметров радиотракта в условиях искусственной многолучевости на пропускную способность MIMO системы передачи информации. В реконфигурируемой MIMO системе передачи информации возможно изменение, как пространственной структуры антенной решетки, так и величины нагрузочных импедансов.

На рисунке 1 представлена зависимость пропускной способности MIMO системы связи от значения нагрузочных импедансов для рассматриваемой системы при фиксированной пространственной структуре. В рассмотренном примере MIMO системы энергетический потенциал равен $q = \dfrac{P_X}{kT\Delta f} = \dfrac{0{,}2}{1{,}38\cdot10^{-23}\cdot300\cdot50\cdot10^{6}} = 119{,}8$ дБ, после преобразования к некоррелированным шумам – $q_1 = P_X\,\mathrm{trace}\left(\mathbf{H}_1\mathbf{H}_1^{\mathrm{H}}\right)$, коэффициент шума МШУ $NF_{LNA} = 4$ дБ, шумовое сопротивление $R_n = 20$ Ом, $\dfrac{\overline{v_{nR}^{2}}}{\overline{i_{nR}^{2}}} = 1600$ Ом^2.

Анализ полученных зависимостей показывает, что величина нагрузочных импедансов в значительной степени влияет на значение пропускной способности. При оптимальном выборе значений нагрузочных импедансов возможно получение выигрыша 2...7 бит на символ. Особенно это заметно при малых значениях межэлементного расстояния при сильном взаимном влиянии между элементами. Пространственная структура антенной решетки также оказывает существенной влияние на величину пропускной способности. Выбор оптимального межэлементного расстояния позволяет получить выигрыш в пропускной способности системы до 2…4 бит на символ. Совместная же оптимизация пространственной структуры и нагрузочных импедансов дает прирост значения пропускной способности 4..11 бит на символ.

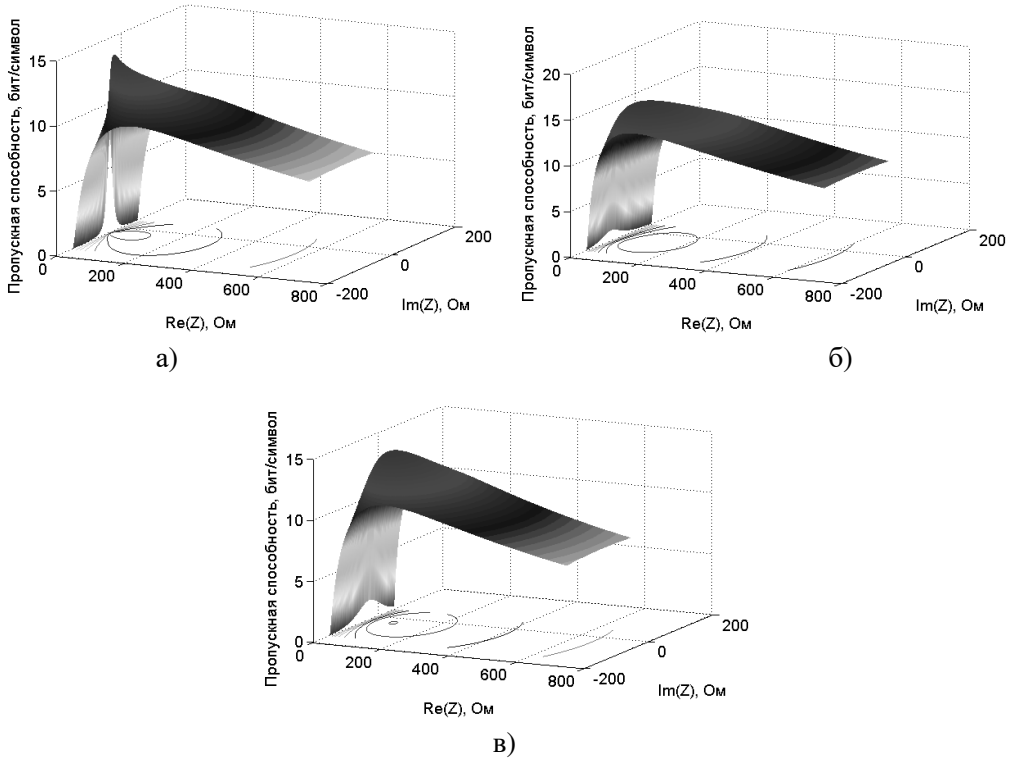


Рис. 1. Зависимость пропускной способности MIMO системы передачи информации от величины нагрузочных импедансов при $R_n = 20$ Ом,
а) $d/\lambda = 0{,}1$, б) $d/\lambda = 0{,}3$, в) $d/\lambda = 0{,}6$

На рисунке 2 приведены зависимости пропускной способности MIMO системы связи от значения нагрузочных импедансов при тех же значениях параметров сигнала и системы, но другом шумовом сопротивлении $R_n = 200$ Ом. Видно, что оптимизация нагрузочных импедансов позволяет получить выигрыш в значении пропускной способности более 10 бит на символ. Однако в данном случае ооптимизационная задача является достаточно сложной для алгоритмов поиска максимума, так как рассматриваемая целевая функция имеет два оптимума. Численные же методы поиска экстремума не гарантируют нахождение глобального оптимума. Поэтому для решения данной задачи использовался метод полного перебора.

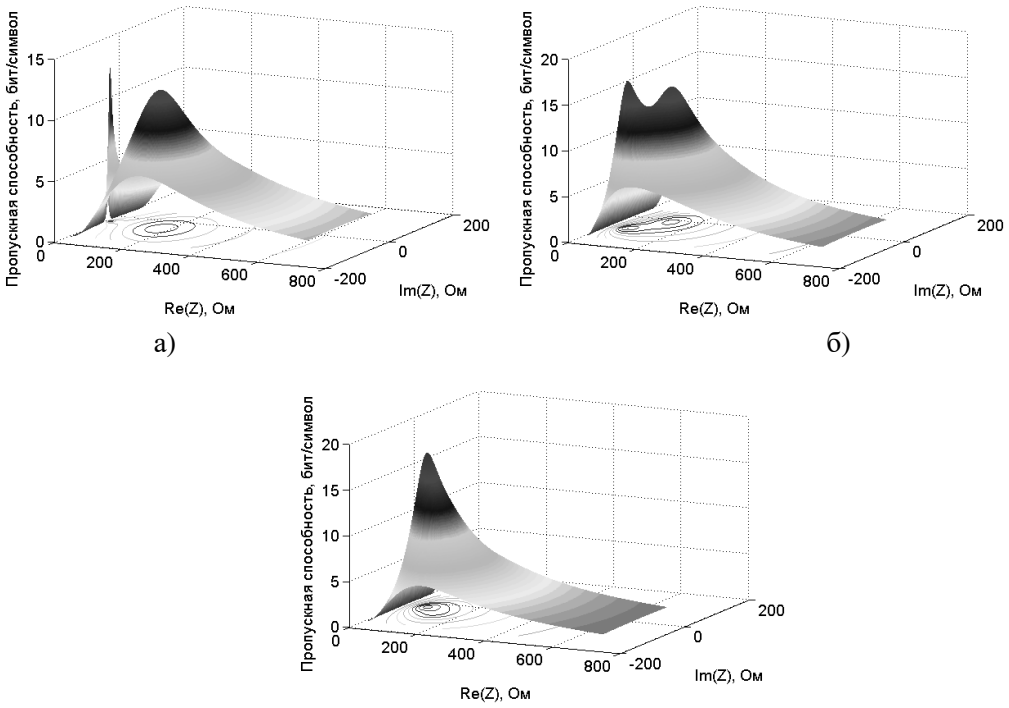


Рис. 2. Зависимость пропускной способности MIMO системы передачи информации от величины нагрузочных импедансов при и $R_n = 200$ Ом,
а) $d/\lambda = 0{,}1$, б) $d/\lambda = 0{,}3$, в) $d/\lambda = 0{,}6$

4. Заключение

Результаты проведенных исследований свидетельствуют о влиянии конфигурации пространственной обработки и оптимизации нагрузочных импедансов на пропускную способность. Целесообразность применения различных конфигураций определяется шумовыми свойствами МШУ, а также взаимным влиянием и числом элементов антенной решетки.

При воздействии помех на систему пространственной обработки важным этапом является оптимальная весовая обработка. Оптимизация пространственной структуры позволяет получить увеличение пропускной способности на 2...4 бит на символ. Оптимизация нагрузочных импедансов, которая особенно важна при плохих значениях параметров МШУ, также позволяет получить дополнительный выигрыш в пропускной способности 1..11 бит на символ. Таким образом, совместное конфигурирование и оптимизация на всех трех этапах обработки сигнала в многоканальной системе позволяет получить суммарный выигрыш 3..15 бит на символ при заданных условиях.

5. Благодарности

Исследования выполнены при поддержке проекта Министерства образования и науки Российской Федерации №2.2810.2017 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Литература

1. Telatar I.E.: Capacity of multi-antenna Gaussian channels. In European Transactions on Telecommunication, vol. 10, No 6, 585–595. (1999)
2. Shiu D.-S., Foschini G., Gans M., Kahn J.: Fading correlation and Its effect on the capacity of multi-element antenna systems. In IEEE Transactions on Communication, vol.48, 502–513. (2000)
3. Gershman A.B., Sidiropoulos N.D.: Space-Time Processing for MIMO Communications – John Wiley & Sons, (2006)
4. Volker Kuhn: Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. – John Wiley & Sons. (2006)
5. Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В. Влияние пространственной структуры радиотракта на пропускную способность MIMO телекоммуникационной системы // 19-я международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» - Севастополь, Украина: СНТУ, 2009. - С. 275-276.
6. Марков Г.Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. – М.: Энергия, 1975.
7. М.В. Грачев, Ю.Н. Паршин. Эффективность оптимального согласования нагрузки многоканального радиотракта в условиях действия пространственно коррелированных шумов // XXIV международная научно-техническая конференция. Радиолокация, навигация, связь. Т.5 - Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2018. – с. 295-300
8. Warnick K.F., Belostotski L., Russer P.: Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array. In IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 57, No6, 1634-1644. (2009)

References

1. Telatar I.E.: Capacity of multi-antenna Gaussian channels. In European Transactions on Telecommunication, vol. 10, No 6, 585–595. (1999)
2. Shiu D.-S., Foschini G., Gans M., Kahn J.: Fading correlation and Its effect on the capacity of multi-element antenna systems. In IEEE Transactions on Communication, vol. 48, 502–513. (2000)
3. Gershman A.B., Sidiropoulos N.D.: Space-Time Processing for MIMO Communications – John Wiley & Sons, (2006)
4. Volker Kuhn: Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. – John Wiley & Sons. (2006)
5. Parshin Yu. N., Komissarov A. V.: Spatial structure effect on MIMO communication system capacity. In 2009 19th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Ukraine, 275 – 276. (2009) (in Russian).
6. Markov G.T., Sazonov D.M.: Antenny. Uchebnik dlya studentov radiotekhnicheskih special'nostej vuzov (Antennas. Tutorial for students of radio engineering specialties of universities). M.: Energiya, (1975) (in Russian).
7. Grachev M.V., Parshin Yu.N. The efficiency of optimal load matching in a multi-channel radio path in the presence of spatially correlated noises // XXIV International scientific conference Radar, navigation, communication, vol. 5, Voronez: Nauchno-issledovatelskie publikazii, 295-300. (2018) (in Russian).
8. Warnick K.F., Belostotski L., Russer P.: Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array. In IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 57, No6, 1634-1644. (2009)

АНОДНЫЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ СТРУКТУРЫ СО ВСТРОЕННОЙ СИСТЕМОЙ АЛЮМИНИЕВЫХ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ДЛЯ СВЧ-ПРИМЕНЕНИЙ

Д. Л. Шиманович

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

Аннотация. Исследованы технологические особенности формирования одновременно свободных анодных нанопористых Al_2O_3-структур и встроенных алюминиевых элементов толщиной 5-100 мкм путем использования двухстороннего сквозного электрохимического анодирования. Показано, что толщина свободной алюмооксидной пластины, расположение и размеры встроенной в ее объеме системы межсоединений могут варьироваться технологическими режимами. Сделан вывод, что такие алюмооксидные структуры перспективны для микроэлектронных микроволновых устройств.

Ключевые слова: алюминий; анодирование; алюмооксидная структура; система межсоединений; микрополосковая линия передачи; СВЧ-устройство.

ANODIC ALUMINA STRUCTURES WITH BUILT-IN ALUMINUM INTERCONNECTION SYSTEM FOR MICROWAVE APPLICATIONS

D. L. Shimanovich

Belarussian state university of informatics and radioelectronics (BSUIR), Minsk, Belarus

Abstract. Technological features for the formation of free anodic nanoporous Al_2O_3 structures and 5-100 μm thick embedded aluminum elements simultaneously by a two-sided through thickness electrochemical anodization were studied. It was proved that the thickness of the free alumina plate, the distribution and sizes of the interconnection system in its volume were varied by technological conditions. It was concluded that such alumina structures are promising for microelectronic microwave devices.

Keywords: aluminum; anodizing; alumina structure; interconnection system; microstrip line; microwave device.

1. Введение

Повышение функциональной сложности СВЧ-устройств при одновременном увеличении требований к их электрофизическим параметрам, надежности и технологичности требуют новых подходов к выбору несущих оснований и токопроводящих коммутационных структур, выполняющих функцию микрополосковых СВЧ-линий [1]. Анализ возможностей алюмооксидной технологии и проведенных исследований [2-4] показал, что, используя комбинированное сочетание процессов фоторезистивного маскирования, двухстороннего сквозного анодирования и химического травления исходных алюминиевых пластин, можно одновременно формировать несущие основания и системы алюминиевых межсоединений, встроенных внутри диэлектрического тела пластин из свободного анодного оксида алюминия с односторонним или двухсторонним выходом на поверхность контактных площадок, что может найти применение при создании пассивной элементной базы СВЧ-систем. Связанное с этим научное направление является весьма актуальным, если учесть, что

исключается применение процессов вакуумного напыления или электрохимического осаждения металлических пленок, и можно варьировать толщиной встроенных коммутационных элементов и глубиной их залегания в объеме диэлектрика.

2. Экспериментальная часть и обсуждение результатов

Разработана методика изготовления Al_2O_3-пластин, которые выполняют роль несущих диэлектрических оснований и одновременно служат межэлементной диэлектрической средой для встроенной металлизации. Последовательность технологических операций формирования таких сквозных алюмооксидных структур с имплантированными проводящими элементами отображена на рисунке 1.

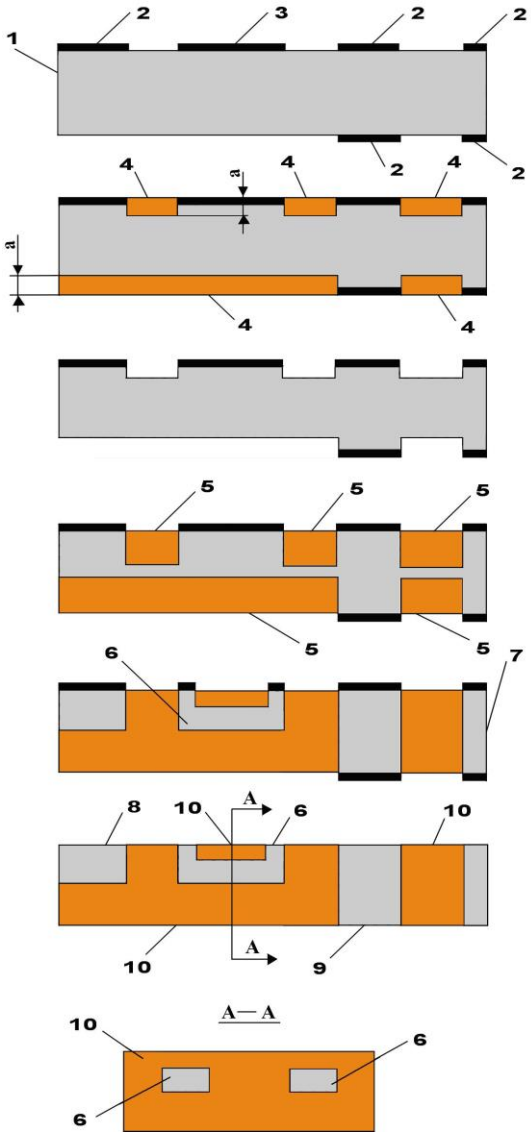


Рис. 1. Последовательность формирования встроенной системы металлизации в объеме свободной Al_2O_3-пластины: (1) алюминий; (2) сильнозадубленные (T=180 °C) фоторезистивные маски; (3) слабозадубленные (T=120 °C) фоторезистивные маски; (4) слой оксида алюминия после первого анодирования; (5) слой оксида алюминия после второго анодирования; (6) встроенный Al-проводник с контактными площадками; (7) разделительный слой; (8) Al-проводник на поверхности платы; (9) переходный Al-проводник; (10) Al_2O_3.

Ее сущность заключается в том, что вначале на предварительно подготовленную и отполированную Al-пластину толщиной 150-200 мкм наносили в два этапа фоторезистивные маски проводников и контактных площадок по схеме разнотемпературного задубливания (соответственно T=120 ºC и T=180 ºC). Затем открытые места Al анодировали на необходимую толщину в 7% щавелевой кислоте ($H_2C_2O_4$) при температуре 16-18 ºC в гальваностатическом режиме при плотности тока 25-35 мА/см^2. Далее, селективным химическим травлением в растворе CrO_3:H_3PO_4:H_2O при температуре 85 ºC удаляли выращенный Al_2O_3 с образованием микрорельефа. Затем осуществляли вторую стадию анодирования в том же электролите, снимали слабозадубленные фоторезистивные маски с мест формируемых встроенных проводников и проводили двухстороннее сквозное анодирование уже всей открытой поверхности оснований.

Так как толщина Al в местах, соответствующих будущим зонам межэлементного разделения меньше, то они анодировались полностью до смыкания встречнорастущих Al_2O_3-слоев, а на других участках анодирование прекращалось с образованием встроенных внутри оксида проводников. Причем, какой величины был сделан уступ микрорельефа, такой же толщины формировались Al-проводники внутри Al_2O_3-пластин. Сильнозадубленные фоторезистивные маски, соответствующие контактным площадкам и переходным проводникам, снимались после завершения анодирования с образованием выхода Al на поверхность конечной структуры. Получены встроеннные коммутационные элементы с толщиной Al от 5 до 100 мкм и различной глубиной их залегания в объеме Al_2O_3-пластин. С целью планаризации поверхности коммутационных плат необходимо осуществлять расчет времени анодирования и толщины анодных слоев. Важно учитывать, что в результате электрохимического процесса анодирования существует коэффициент объемного роста при превращении Al в Al_2O_3, который равен 1,4-1,6 в зависимости от электрохимических режимов.

Следует заметить, что в полученных двухсторонним сквозным анодированием коммутационных пластинах между двумя барьерными слоями Al_2O_3 могут оставаться вкрапления Al из-за различия в толщине исходных алюминиевых пластин и поверхностных микродефектов. Такие вкрапления Al могут образовывать мостики закорачивания между встроенными проводниками.

Устранение этих вкраплений Al осуществляется дополнительным биполярным анодированием, схематическое обоснование которого представлено на рисунке 2. Для этого пластина устанавливается в двухкамерной химической ванне, в катодную камеру которой заливается электролит анодирования, а в анодную – буферный электролит, и на электроды подается напряжение, равное или несколько большее предшествующему при сквозном анодировании. При включении тока на одной стороне пластины напротив Al-включений появляется положительный заряд, она становится анодом, и проходит процесс анодного доокисления (анодирования) этих включений, а вторая заряжается отрицательно, становится катодом, и наблюдается восстановление катионов буферного электролита на катодной стороне напротив Al-включений с гарантированным отсутствием искрений и прожогов окисленного слоя в таких зонах. Al во вкраплениях

анодируется, а в местах без вкраплений, благодаря буферному электролиту, создается электрическое сопротивление цепи, равное сопротивлению анодирования, что исключает пробой Al_2O_3. Процесс ведется до полного проанодирования этих Al-вкраплений. Однако необходимо учитывать тот факт, что при вынужденном использовании такой методики толщина встроенных проводников уменьшается на величину, равную толщине внутренних Al-включений. Поэтому важным моментом в предлагаемой технологии является качественная подготовка поверхности исходных алюминиевых заготовок.

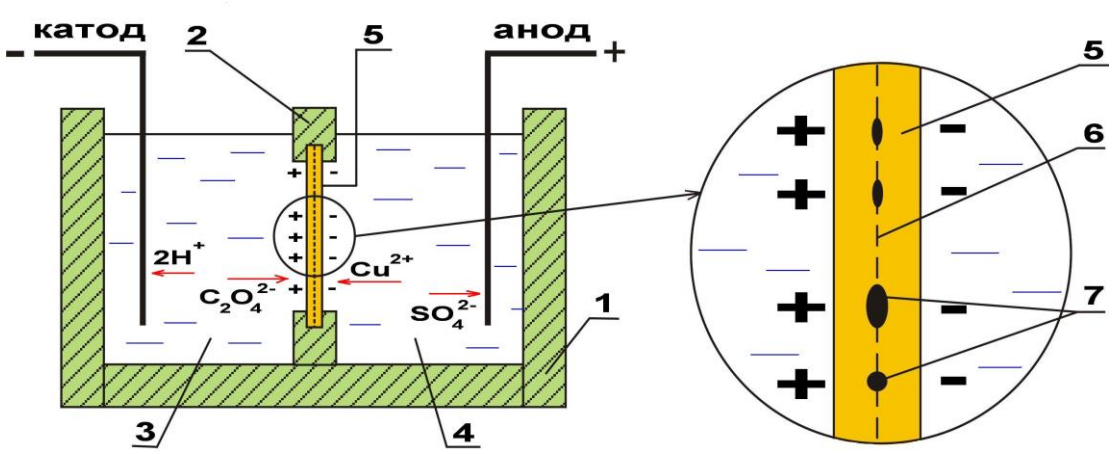


Рис. 2. Схематическое обоснование биполярного анодирования: (1) двухкамерная электролитическая ванна; (2) изолирующая перегородка; (3) электролит анодирования в катодной камере; (4) буферный электролит в анодной камере; (5) свободная Al_2O_3-пластина; (6) область двух встречных барьерных слоев Al_2O_3; (7) недоокисленные Al-включения.

Эффект и сравнительная оценка применения биполярного анодирования представлены на рисунке 3, а на рисунке 4 показаны фото вариантов изготовленных Al-Al_2O_3-структур по изложенной технологии.

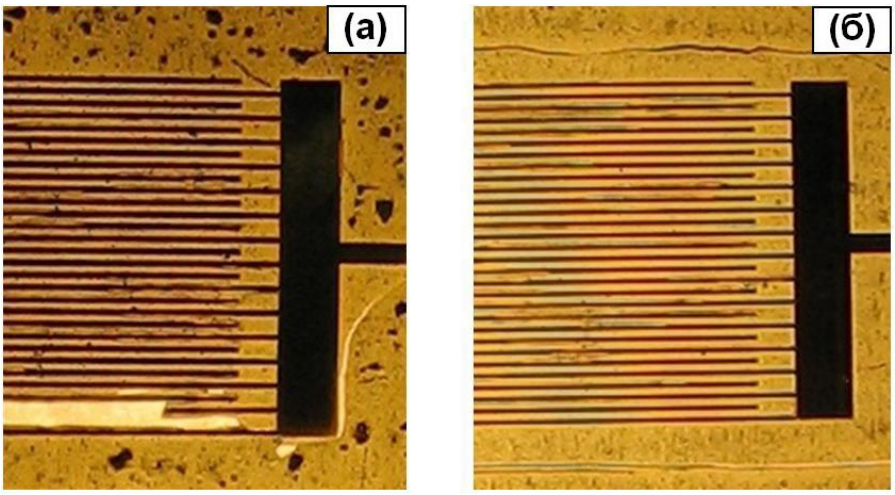


Рис. 3. Сравнительная оценка влияния процесса биполярного анодирования на ликвидацию Al-вкраплений: (а) до проведения биполярного анодирования; (б) после биполярного анодирования.

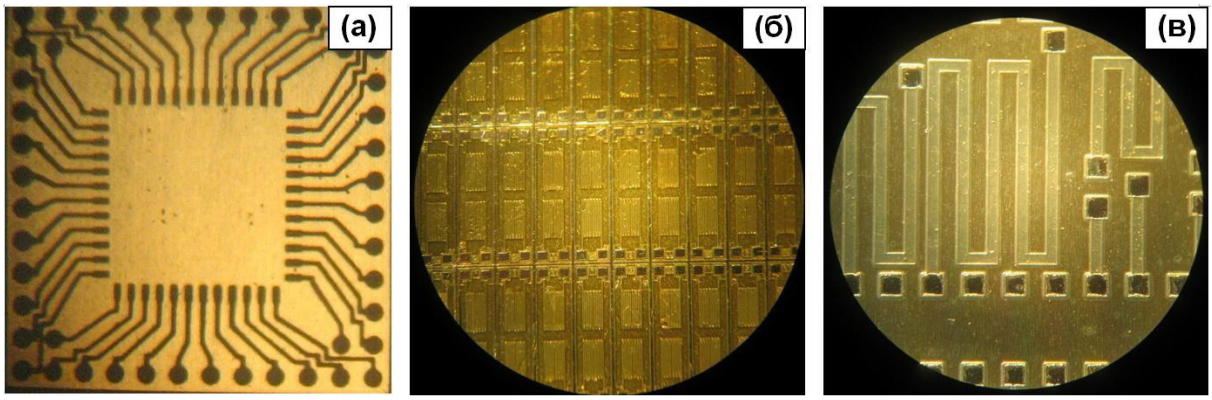


Рис. 4. Фото вариантов изготовленных структур со встроенными коммутационными элементами: (а) кристаллодержатель; (б) матрица меандров; (в) тестовый набор проводниковых элементов.

3. Заключение

Таким образом, были разработаны и оптимизированы технологические режимы формирования несущих алюмооксидных оснований со встроенной внутри диэлектрического тела системой токопроводящих алюминиевых элементов толщиной от 5 до 100 мкм на основе двухстороннего сквозного анодирования и биполярного анодирования. Было показано, что разработанные структуры являются перспективными для использования в качестве микрополосковых линий пассивной части систем СВЧ-диапазона.

Литература

1. Кренделев А. Е. Технологические средства изготовления микрополосковых линий для ГИС КВЧ-диапазона. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2002, № 4. - С. 33-39.
2. Сокол В. А., Яковцева В. А., Шиманович Д. Л. Особенности применения пористых оксидов алюминия. // Доклады БГУИР, 2012, № 2 (64). - С. 21-27.
3. Литвинович Г. В., Шиманович Д. Л. Технологические особенности формирования плат со встроенной системой межсоединений в подложках анодного оксида алюминия. // Доклады БГУИР, 2013, № 3 (73). - С. 39-44.
4. Сокол В. А., Шиманович Д. Л., Литвинович Г. В. Технологические приемы формирования Al-Al_2O_3 микроструктур для мощных электромеханических систем. // Доклады БГУИР, 2012, № 8 (70). - С. 44-49.

References

1. Krendelev, A. E. Technological methods of the microstrip fabrication for the EHF HICs. // Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature, 2002, No 4. - Pp. 33-39.
2. Sokol, V. A., Yakovtseva, V. A., Shimanovich, D. L. Application features of porous alumina. // Doklady BGUIR, 2012, No 2 (64). - Pp. 21-27.
3. Litvinovich, G. V., Shimanovich, D. L. Technological particularities of the circuit board with the built-in interconnection system formation for the anode alumina substrate. // Doklady BGUIR, 2013, No 3 (73).). - Pp. 39-44.
4. Sokol, V. A., Shimanovich, D. L., Litvinovich, G. V. Technological techniques of Al-Al_2O_3 microstructures formation for powerful electromechanical systems. // Doklady BGUIR, 2012, No 8 (70). - Pp. 44-49.

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА НА СПЕКТР ПОМЕХ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ С ДРОБНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ

А. В. Леньшин[1], М. В. Матуразов[2], Т. В. Матуразова[2], Е.В. Шаталов[3],

С.А. Попов[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия, [3]УГИБДД ГУ МВД России по Воронежской области

Аннотация. Получена математическая модель системы импульсной ФАПЧ с дробными делителями частоты, использующими дельта-сигма модуляцию, и импульсным частотно-фазовым детектором с неидентичными токами накачки заряда и разряда фильтра нижних частот на входе управляемого генератора. На основе полученной модели разработана программа для расчета уровня помех дробности.

Ключевые слова: импульсно-фазовая автоподстройка частоты, синтезатор частот, дельта-сигма модулятор, помеха дробности, ток накачки; частотно-фазовый детектор, дробный делитель частоты, управляемый генератор.

NONLINEARITY'S INFLUENCE OF THE PHASE-FREQUENCY DETECTOR ON A RANGE NOISES IN AUTO-TUNING SYSTEM WITH THE FRACTIONAL FREQUENCY DIVIDER

A.V. Lenshin[1], M. V. Maturazov[2], T. V. Maturazova[2], E.V. Shatalov[3], S.A. Popov[1]

[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]JSC «Sozvezdie «Concern», Voronezh, Russia, [3]Russian Interior Ministry Traffic police in the Voronezh region

Abstract. The mathematical model of impulses system PLL with the fractional frequency dividers using delta-sigma modulation and the impulse phase-frequency detector with nonidentical pumping currents of the filter's lower frequencies charge and discharge on an input of the controlled generator is received. On the received model basis the program for calculation of the divisibility's interference level is developed.

Keywords: phase-locked pulse frequency, synthesizer of frequencies, delta-sigma modulator, divisibility noise, pumping current, phase-frequency detector, fractional frequency divider, controlled generator.

1. Введение

В синтезаторах частот (СЧ), построенных на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), нашли широкое применение дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД). О преимуществах таких СЧ известно [1]. Однако наличие ДДПКД в ИФАПЧ приводит к появлению в выходном сигнале СЧ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра сигнала СЧ в составе ДДПКД используются различные схемы дельта-сигма модуляторов (ДСМ) [2-5].

Расчеты ПД в ИФАПЧ с ДДПКД и ДСМ по линейной модели показывают высокую эффективность применения ДСМ. Однако система ИФАПЧ имеет ряд нелинейностей, которые ухудшают ослабление спектральных составляющих ПД в полосе пропускания системы ИФАПЧ: 1) пороговый характер работы ДДПКД; 2)

неравенство токов накачки заряда и разряда при использовании 3-х уровневого импульсного частотно-фазового детектора (ИЧФД) в составе ИФАПЧ [6].

Влияние первой нелинейности на уровень ПД в составе выходного сигнала СЧ рассмотрено в работе [7]. О влиянии второй нелинейности на увеличение ПД в полосе пропускания ИФАПЧ указано в работах [8, 9], однако выражения для определения численных характеристик ПД не приведены.

2. Постановка задачи исследования

Целью работы является нахождение математической модели системы ИФАПЧ с ДДПКД, использующим ДСМ, и ИЧФД с неодинаковыми токами заряда и разряда, поступающими на вход фильтра нижних частот (ФНЧ). С использованием модели необходимо провести оценку ПД в зависимости от степени неравенства токов накачки заряда и разряда.

Для определения уровня дискретных составляющих ПД в импульсной модели ИФАПЧ с помощью дискретного преобразования Фурье обратимся к рисунку 1, на котором приведена структурная схема исследуемой системы ИФАПЧ.

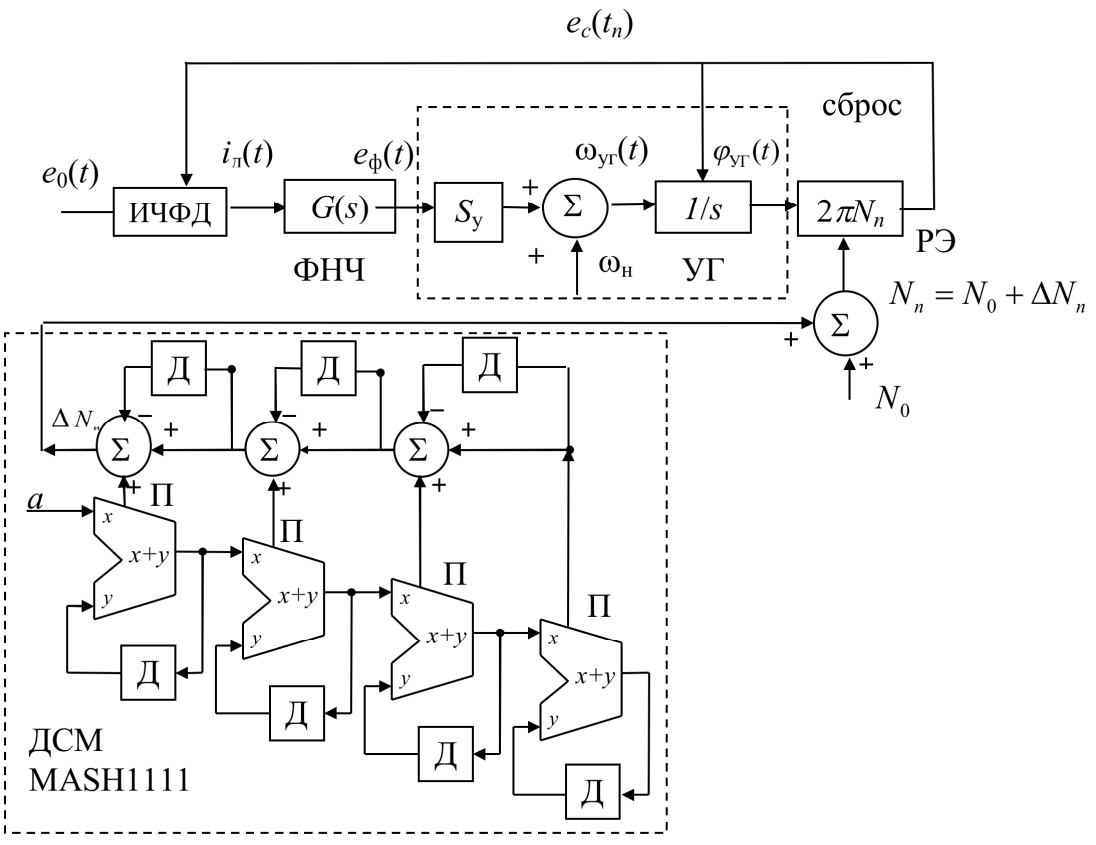


Рис. 1. Структурная схема исследуемой системы ИФАПЧ

С выхода ИЧФД (на вход которого подается опорный сигнал $e_O(t)$ и сигнал обратной связи $e_C(t)$, на вход ФНЧ с передаточной функцией $G(s)$ подается ток $i_Д(t)$. Ток $i_Д(t)$ имеет импульсный характер и зависит от очередности поступления на вход ИЧФД сигналов $e_O(t)$ и $e_C(t)$.

Напряжение с ФНЧ $e_{\Phi}(t)$ подается на устройство, которое с помощью усилительного звена с коэффициентом передачи S_y [(рад/с)/В], суммирующего, на который подается начальная частота управляемого генератора (УГ) ω_H, и интегрирующего со сбросом и релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$ звеньев моделирует УГ и ДДПКД с коэффициентом деления N_n. Сброс в нуль интегрирующего звена осуществляется в моменты времени срабатывания РЭ t_n ($n = 1, 2, ...$ – номера импульсов $e_C(t_n)$, приходящих на ИЧФД с ДДПКД). УГ совместно с РЭ определяют первую нелинейность системы ИФАПЧ.

Коэффициент деления N_n имеет две составляющие: целую N_0 и дробную ΔN_n, которая формируется ДСМ со структурой (в терминологии [8]) MASH (Multitage noise Shaping). На рис. 1 показан ДСМ MASH1111, который состоит из 4-х последовательно включенных накапливающих сумматоров (НС) (*x*+y и элемента задержки Д) и схемы кодирования, состоящей из 3-х сумматоров и 3-х элементов задержки. На схему кодирования с НС поступают сигналы переполнения П. Уменьшение числа НС и соответственно сумматоров и элементов Д в схеме кодирования уменьшает и «порядок» ДСМ. Период импульсной последовательности ΔN_n зависит от емкости НС – *m*, порядка ДСМ и числа *a*, поступающего на вход первого НС.

Средний коэффициент деления ДДПКД за период импульсной последовательности ΔN_n вычисляется как

$$N_m = N_0 + \sum_{n=1}^{k \cdot m} \frac{\Delta N_n}{k \cdot m} = N_0 + \frac{a}{m}, \qquad (1)$$

где *k* – некоторое число, зависящее от структуры ДСМ и числа *a*.

3. Случаи формирования тока

Для пояснений дальнейших выкладок обратимся к рисунку 2, где изображены четыре случая (*a*, *b*, *c*, *d*) формирования $i_Д(t)$ в зависимости от того, опережают (отстают) во времени импульсы сигнала обратной связи ИФАПЧ $e_C(t_n)$ относительно опорных импульсов $e_O(t_n)$. Здесь также T_0 – период $e_O(t)$; $n*T_0$ – моменты времени появления (передних фронтов) $e_O(t)$ на ИЧФД; $T_n = t_{n+1} - t_n$ – интервал времени появления двух соседних импульсов $e_C(t_n)$ на ИЧФД; τ_n, τ_{n+1} – два соседних импульсов управления $i_Д(t)$ с амплитудами – i_M и $i_M * di$, где коэффициент $di \neq 1$ характеризует неравенство токов накачки заряда и разряда, поступающих на ФНЧ (определяет вторую нелинейность системы ИФАПЧ). Наиболее общий вид импульсов $i_Д(t)$ соответствует случаю *d*, другие вытекают из *d*, если положить на интервале времени от t_n до t_{n+1} амплитуду положительного или (и) отрицательного импульсов равными нулю.

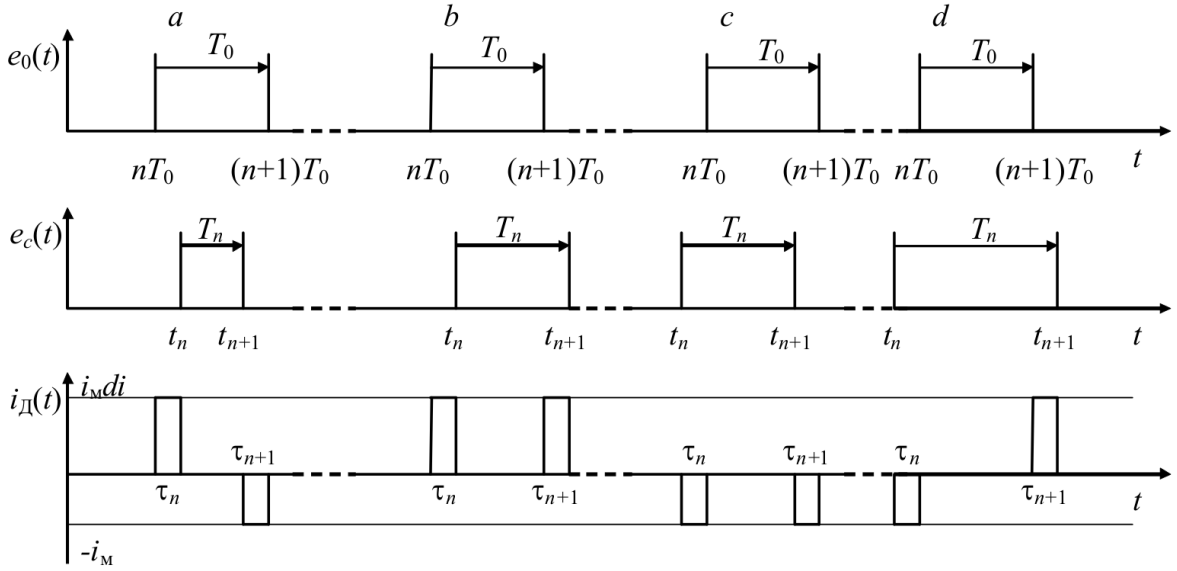


Рис. 2. Случаи формирования $i_Д(t)$

Для получения математической модели системы ИФАПЧ с ДДПКД будем использовать дифференциальные уравнения, описывающие ФНЧ в пространстве состояний вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\cdot\mathbf{X} + \mathbf{B}\cdot i_Д(t), \\ e_Ф(t) = \mathbf{C}\cdot\mathbf{X}, \end{cases} \tag{2}$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояний ФНЧ; $\mathbf{A}$ – квадратная матрица состояния; $\mathbf{B}$ – вектор управления; $\mathbf{C}$ – вектор-строка для вычисления выходной координаты.

Для проведения дальнейших выкладок удобно перейти от (2) к уравнениям состояний ФНЧ, матрица состояний которых имеет форму Жордана

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_\mathbf{C} = \mathbf{A}_Д\cdot\mathbf{X}_\mathbf{C} + \mathbf{B}_Д\cdot i_Д(t), \\ e_Ф(t) = \mathbf{C}_Д\cdot\mathbf{X}_\mathbf{C}, \end{cases}, \tag{3}$$

где $\mathbf{X}_\mathbf{C}$ – новый вектор состояний, связанный с $\mathbf{X}$ соотношением $\mathbf{X}_\mathbf{C} = \mathbf{P}^1\cdot\mathbf{X}$, ($\mathbf{P}^1$ – матрица обратная к матрице $\mathbf{P}$ – правых собственных векторов матрицы $\mathbf{A}$); $\mathbf{A}_Д = \mathbf{P}^1\cdot\mathbf{A}\cdot\mathbf{P}$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали λ_i – собственные числа матрицы $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}_Д = \mathbf{P}^1\cdot\mathbf{B}$, $\mathbf{C}_Д = \mathbf{C}\cdot\mathbf{P}$.

Решение (3) на интервале времени от t_n до t_{n+1} запишем в виде

$$\mathbf{X}_\mathbf{C}(t) = \exp(\mathbf{A}_Д(t-t_n))\cdot\mathbf{X}_\mathbf{C}(t_n) + \int_{t_n}^{t}\exp(\mathbf{A}_Д(t-\tau))\cdot\mathbf{B}_Д i_Д(\tau)d\tau, \tag{4}$$

где $\exp(\mathbf{A}_Д(t))$ – переходная матрица; $\mathbf{X}_\mathbf{C}(t_n)$ – вектор состояний ФНЧ в момент времени t_n. Подставив в (4) выражение для $i_Д(t)$ (рис. 2), получим

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_{n+1}) = \exp(\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n)) \cdot \mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_n) + [\alpha \cdot i_M \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}[\exp(\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n - \tau_n)) - \\ -\exp(\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n))] + \beta \cdot i_M di \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}(\exp(\mathbf{A}_{\text{Д}}(\tau_{n+1})) - \mathbf{E})] \cdot \mathbf{B}_{\text{Д}}, \\ e_{\Phi}(t_{n+1}) = \mathbf{C}_{\text{Д}} \cdot \mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_{n+1}), \end{cases} \quad (5)$$

где $\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}$ – матрица, обратная к $\mathbf{A}_{\text{Д}}$; $\mathbf{E}$ – единичная диагональная матрица; коэффициенты α, β и $T_n = t_{n+1} - t_n$ в зависимости от случаев *a*, *b*, *c* и *d* определяются в соответствии с таблицей 1.

Таблица 1

	α	β	T_n	T_{kn}	α_1	α_2	α_3	α_4
a	0	0	$T_0 - \tau_n - \tau_{n+1}$	$0 < T_{kn} < T_n$	–1	–1	1	–1
b	0	1	$T_0 - \tau_n + \tau_{n+1}$	$0 < T_{kn} < T_n - \tau_n$	1	1	–1	–1
c	1	0	$T_0 + \tau_n - \tau_{n+1}$	$\tau_n < T_{kn} < T_n$	1	–1	1	1
d	1	1	$T_0 + \tau_n + \tau_{n+1}$	$\tau_n < T_{kn} < T_n - \tau_{n+1}$	–1	1	–1	1

Уравнения (5) дополним соотношением функционирования УГ и РЭ

$$\int_{t_n}^{t_{n+1}} \omega_{УГ}(t)dt = 2\pi N_n . \quad (6)$$

Так как $\omega_{УГ}(t) = \omega_H + S_У e_{\Phi}(t)$, то получим

$$\begin{aligned} & S_У \mathbf{C}\{(\exp[\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n)] - \mathbf{E}) \cdot \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1} \cdot \mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_n) + [i_M(\alpha\tau_n - \beta di\tau_{n+1}) \cdot \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1} + \\ & + \alpha i_M \cdot (\exp[\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n - \tau_n)] - \exp[\mathbf{A}_{\text{Д}}(T_n)]) \cdot \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1} + \\ & + \beta i_M di \cdot (\exp[\mathbf{A}_{\text{Д}}(\tau_{n+1})] - \mathbf{E}) \cdot \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}] \cdot \mathbf{B}_{\text{Д}}\} + \omega_H \cdot T_n = 2\pi \cdot N_n. \end{aligned} \quad (7)$$

Таким образом, если известна зависимость N_n, то разностные уравнения (5) и (7) позволяют рассчитывать как состояния ФНЧ $\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_n)$, так и длительности управляющих импульсов с ИЧФД τ_n, τ_{n+1}. Разностное уравнение (7) является трансцендентным уравнением относительно τ_n, τ_{n+1} и для точного его решения необходимо применять различного рода итерационные процедуры.

4. Аналитическое выражение для отклонения фазы УГ от стационарного положения

Для расчета ПД на выходе системы ИФАПЧ необходимо иметь аналитическое выражение для отклонения фазы УГ $\Delta\varphi_n$ от стационарного положения. Для пояснения дальнейших выкладок обратимся к рисунку 3.

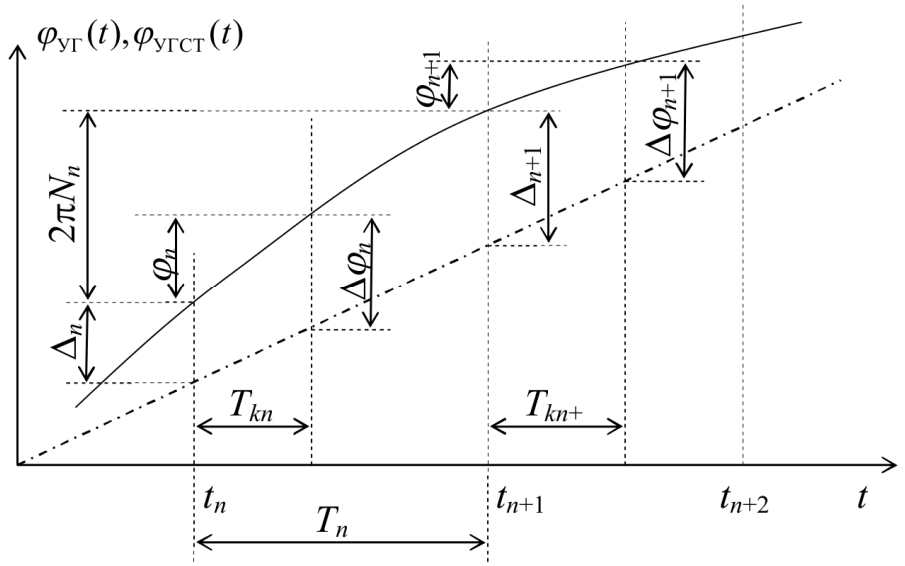


Рис. 3. Отклонение фазы УГ $\Delta\varphi_n$ от стационарного положения

На рис. 3 непрерывной линией показана зависимость $\varphi_{УГ}(t)$, штрихпунктирной линией – стационарное значение фазы сигнала УГ $\varphi_{УГ\ СТ}(t)$, которое определяется (T_{kn} – задержка во времени относительно t_n), как

$$\varphi_{УГ\ СТ}(t) = 2\pi(N_0 + a/m)\cdot(t/T_0), \tag{8}$$

$$\Delta_n = \varphi_{УГ}(t_n) - \varphi_{УГ\ СТ}(t_n), \tag{9}$$

$$\varphi_n = \varphi_{УГ}(t_n + T_{kn}) - \varphi_{УГ}(t_n). \tag{10}$$

$$\Delta\varphi_n = \varphi_{УГ}(t_n + T_{kn}) - \varphi_{УГ\ СТ}(t_n + T_{kn}). \tag{11}$$

Из рис. 3 также следуют следующие соотношения:

$\Delta_n + 2\pi N_n = 2\pi N_m T_n / T_0 + \Delta_{n+1}$, $\Delta_n + \varphi_n = \Delta\varphi_n + 2\pi N_m T_{kn} / T_0$.

Искомое разностное уравнение для $\Delta\varphi_{n+1}$ имеет вид

$$\Delta\varphi_{n+1} = \Delta\varphi_n + \varphi_{n+1} - \varphi_n + 2\pi N_m(T_{kn} - T_{kn+1} - T_n)/T_0 + 2\pi N_n. \tag{12}$$

В (12) неизвестны выражения для φ_n, φ_{n+1}, которые найдем, используя соотношение

$$\begin{aligned}\varphi_n = \int_{t_n}^{t_n+T_{kn}} \omega_{УГ}(t)dt = S_У \cdot \mathbf{C}\cdot\{(\exp[\mathbf{A}_Д(T_{kn})] - \mathbf{E})\cdot\mathbf{A}_Д^{-1}\cdot\mathbf{X}_\mathbf{C}(t_n) + \\ + i_м\alpha\cdot[\tau_n\mathbf{A}_Д^{-1} + (\exp[\mathbf{A}_Д(T_{kn}-\tau_n)] - \exp[\mathbf{A}_Д(T_{kn})])\cdot\mathbf{A}_Д^{-1}]\cdot\mathbf{B}_Д\} + \omega_H T_{kn},\end{aligned} \tag{13}$$

где условия T_{kn} для случаев *a*, *b*, *c*, *d* определяются из таблицы.

Наиболее просто (12) выглядит, когда информация о $\Delta\varphi_n$, $\Delta\varphi_{n+1}$ вычисляется в моменты времени t_n, t_{n+1}, в этом случае $\varphi_n = \varphi_{n+1} = T_{kn} = T_{kn+1} = 0$ и соотношение (12) имеет вид

$$\Delta\varphi_{n+1} = \Delta\varphi_n + 2\pi N_0[1 - T_n/T_0 + \Delta N_n/N_0 - aT_n/(mT_0N_0)]. \tag{14}$$

Найдем выражения для ΔN_n, генерируемого ДСМ (рис. 1). Известно, что число в *i*-м накапливающем сумматоре $HC_i[n]$ в зависимости от *n*-го тактируемого сигнала $e_C(t_n)$ меняется по закону

$$HC_i[n+1] = \mathrm{mod}(HC_i[n] - HC_{i-1}[n+1], m), \quad (15)$$

где mod(*x*, *m*) – операция определения остатка от деления числа *x* на *m*.

В момент переполнения на выходе «П» НС появляется сигнал с $HC_i[n]$, равный единице, в другие моменты времени этот сигнал равен нулю. Функционирование ДСМ (рис. 1) можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{HC}[n+1] = \mathbf{AH} \cdot \mathbf{HCM}[n] + \mathbf{BH} \cdot a, \\ \mathbf{HCM}[n] = \mathrm{mod}(\mathbf{HC}[n], m), \\ \mathbf{CHC}[n] = \mathbf{HCM}[n] < \mathbf{HCM}[n-1], \end{cases} \quad (16)$$

где $\mathbf{HC} = [\mathrm{HC}_1,\ \mathrm{HC}_2,\ \mathrm{HC}_3,\ \mathrm{HC}_4]$ – вектор-столбец состояний НС; $\mathbf{AH} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$; $\mathbf{HCM} = [\mathrm{HCM}_1,\ \mathrm{HCM}_2,\ \mathrm{HCM}_3,\ \mathrm{HCM}_4]$ – вектор-столбец состояний НС с учетом осуществления операции mod(*x*, *m*); $\mathbf{BH} = [1,\ 1,\ 1,\ 1]$ – вектор-столбец; $\mathbf{CHC} = [\mathrm{CHC}_1,\ \mathrm{CHC}_2,\ \mathrm{CHC}_3,\ \mathrm{CHC}_4]$ – вектор-столбец.

Обозначив z^{-1} – как оператор задержки на один такт, найдем выражение для ΔN_n

$$\Delta N_n = CHC_1[n] + CHC_2[n](1 - z^{-1}) + CHC_3[n](1 - z^{-1})^2 + CHC_4[n](1 - z^{-1})^3, \quad (17)$$

ГДЕ, НАПРИМЕР,

$$CHC_4[n](1 - z^{-1})^3 = CHC_4[n] - 3CHC_4[n-1] + 3CHC_4[n-2] - CHC_4[n-3].$$

Обобщая (17) в зависимости от *dsm_order* (числа НС формирующих ДСМ), можно записать

$$\Delta N_n = \sum_{i=1}^{dsm_order} CHC_i[n] \cdot (1 - z^{-1})^{dsm_order}. \quad (18)$$

Выражения (5), (7), (12) и (18) представляют собой систему нелинейных (кроме (18)) разностных уравнений для вычисления ПД в виде отклонения фазы УГ $\Delta\varphi_n$ от стационарного положения. Однако в виду того, что емкость НС *m* в современных микросхемах достигает значений 2^{22} и более, а период последовательности ΔN_n составляет *k*m* (*k*, например, для $dsm_order = 3$ может достигать значения 6, решение (7) итерационными процедурами весьма трудоемко.

Выражение (7) можно упростить, считая $\tau_n << T_0$, $\tau_{n+1} << T_0$, элементы вектора $\mathbf{X_C}(t_n)$ малыми, $\lambda_1 \to 0$ (система ИФАПЧ проектируется астатической по разности опорного сигнала и сигнала с ДДПКД), $\omega_H = 2\pi N_m / T_0$, число собственных значений λ_1, λ_2, λ_3 матрицы **A** $l \geq 3$. Разложим экспоненциальные члены (7) в ряд Тейлора и

пренебрежем членами третьего и высшего порядка малости. Опустив промежуточные вычисления, приведем разностное уравнение для определения τ_{n+1} во втором приближении

$$\overline{\tau_{n+1}} = \frac{\alpha_1\overline{\tau_n} + \alpha_2 dn + \alpha_3 au\left\{\begin{array}{l} s_xce + \alpha_4\cdot\overline{\tau_n}\cdot s_xc - \\ \alpha\overline{\tau_n}\cdot s_cbl - \alpha\dfrac{\overline{\tau_n}^2}{2}\cdot s_cb\end{array}\right\}}{1+au\left\{s_xc - \alpha\cdot\overline{\tau_n}\cdot s_cb\right\}}, \qquad (19)$$

где α_1, α_2, α_3 для случаев *a*, *b*, *c* и *d* определяются из табл. 1; $\overline{\tau_{n+1}} = \tau_{n+1}/T_0$; $\overline{\tau_n} = \tau_n/T_0$; $dn = \dfrac{\Delta N_n - a/m}{N_m}$; $au = \dfrac{S_y i_M C_1 B_1}{2\pi N_m}T_0^2$; $s_xce = \overline{X_1} + \sum_{i=2}^{l}\overline{X_i}\,\overline{C_i}\dfrac{e^{\overline{\lambda_i}}-1}{\overline{\lambda_i}}$;

$$s_xc = \overline{X_1} + \sum_{i=2}^{l}\overline{X_i}\,\overline{C_i}\cdot e^{\overline{\lambda_i}};\ s_cb = 1+\sum_{i=2}^{l}\overline{C_i}\cdot\overline{B_i}e^{\overline{\lambda_i}};\ s_cbl = 1+\sum_{i=2}^{l}\overline{C_i}\,\overline{B_i}\frac{e^{\overline{\lambda_i}}-1}{\overline{\lambda_i}};$$

$\overline{B_i} = B_i/B_1$; $\overline{C_i} = C_i/C_1$; $\overline{\lambda_i} = \lambda_i\cdot T_0$; $\overline{X_i} = \dfrac{X_i(t_n)}{B_1 T_0 i_M}$; C_i – *i*-й элемент строки $\mathbf{C}_\text{Д}$; B_i – *i*-й элемент столбца $\mathbf{B}_\text{Д}$; $X_i(t_n)$ – *i*-й элемент столбца $\mathbf{X}_\text{С}(t_n)$.

В скалярном виде 1-е уравнение в (5) в предположении $\lambda_1 \to 0$ имеет вид

$$\begin{aligned} &X_1(t_{n+1}) = X_1(t_n) + (-\alpha\tau_n + \beta di\tau_{n+1})B_1 i_M, \\ &\cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot\ \cdot \\ &X_i(t_{n+1}) = e^{\lambda_i T_n}\cdot X_i(t_n) + [\alpha(e^{\lambda_i(T_n-\tau_n)} - e^{\lambda_i T_n})/\lambda_i + \\ &+\beta di(e^{\lambda_i\tau_{n+1}} - 1)/\lambda_i]B_i i_M. \end{aligned} \qquad (20)$$

Аналогично для $\lambda_1 \to 0$ в скалярном виде уравнение (13) запишем как

$$\begin{aligned} &\varphi_n = S_\text{У}\cdot\{C_1 X_1(t_n)\cdot T_{kn} + \sum_{i=2}^{l} C_i X_i(t_n)\cdot(e^{\lambda_i T_{kn}} - 1)/\lambda_i + \\ &+\alpha i_M C_1 B_1(\tau_n^2/2 - T_{kn}\tau_n) + \\ &+\alpha i_M\sum_{i=2}^{l} C_i B_i\cdot[(e^{\lambda_i(T_{kn}-\tau_n)} - e^{\lambda_i T_{kn}})/\lambda_i^2 + \tau_n/\lambda_i]\} + \omega_\text{Н} T_{kn}. \end{aligned} \qquad (21)$$

5. Результаты расчетов ослабления ПД

Для расчета ПД Δ_n в среде MATLAB6.5 с использованием (12), (18)-(21) разработана программа *ifap_dsm*. В этой программе к Δ_n применяется процедура *fft* – дискретного преобразования Фурье. Результаты расчетов ослабления ПД в децибелах приведены на рисунке 4.

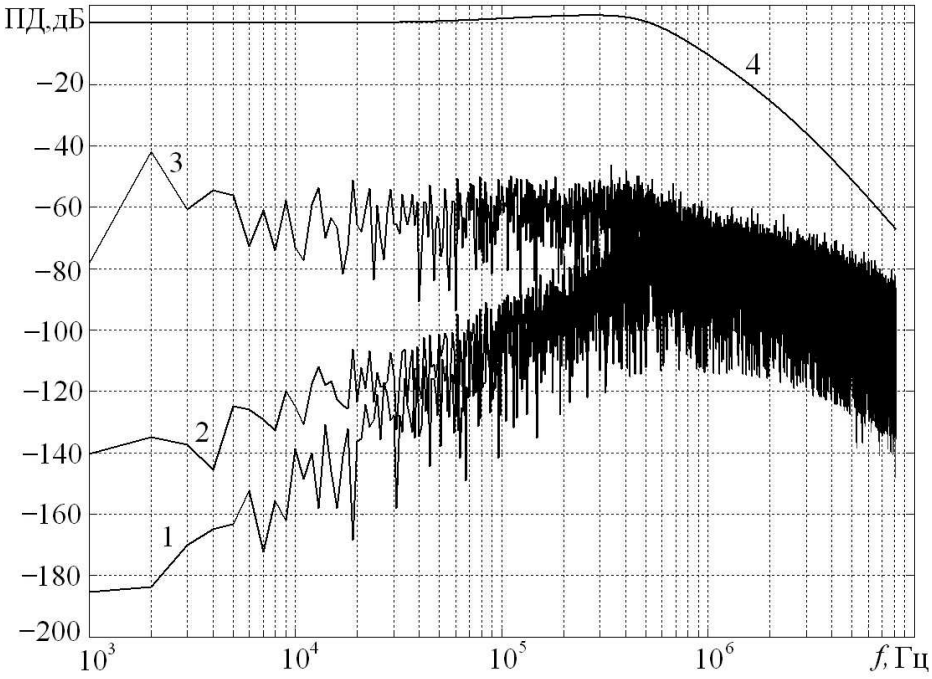


Рис. 4. Уровень помех дробности в кольце ИФАПЧ

При расчете задавались следующие параметры: $dsm_order = 3,\ m = 2^{14}$, частота опорного сигнала – $1/T_0 = 32,768$ МГц, число на входе 1-го НС $a = 1,\ N_0 = 64$, частота среза АЧХ разомкнутой системы ИФАПЧ $f_{CP} = 350$кГц и ФНЧ с передаточной функцией

$$G(s) = \frac{e_{\Phi}(s)}{i_{\text{Д}}(s)} = \frac{T_1 s + 1}{C_1 s(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)},$$

где T_1, T_2, T_3, T_4, C_1 – некоторые коэффициенты, определяемые в результате расчета системы ИФАПЧ. В частности, $T_2 \approx T_3 \approx T_4$ при проектировании системы по показателю колебательности $M = 1,3$ [10].

На рис. 4 приведены кривые: 1 – ослабление ПД (дБ) при расчете по линейной модели ИФАПЧ; 2 – ослабление ПД при расчете по *ifap_dsm* для $di = 1$; 3 – ослабление ПД при $di = 1,05$; 4 – логарифмическая АЧХ замкнутой системы ФАПЧ $L(\omega) = 20\lg\left|\dfrac{G(j\omega)S_{\text{У}}i_M / (N_0 j\omega)}{1 + G(j\omega)S_{\text{У}}i_M / (N_0 j\omega)}\right|$ (по оси x отложена частота в Гц). Анализ рис. 4 показывает, что на ослабление ПД в полосе f_{CP} наиболее существенно сказывается нелинейность, обусловленная неравенством токов накачки ИЧФД (кривая 3 намного выше, чем 2 и 1).

6. Заключение

Исследования с помощью программы *ifap_dsm* показали, что в полосе пропускания импульсной системы ФАПЧ f_{CP}: 1) уровень ПД линейно зависит от значения $|di - 1|$ и не зависит от f_{CP}; 2) для $di \neq 1$ уровень ПД не зависит от величин T_{kn}, T_{kn+1}; 3) для $di = 1$

уровень ПД «слабо» зависит от величин T_{kn}, T_{kn+1} и «сильно» зависит от значения полосы f_{CP} (чем больше f_{CP}, тем хуже ослабление ПД); 4) для $di \neq 1$ уровень ПД уменьшается с увеличением порядка ДСМ *dsm_order* (исследовалось влияние порядка *dsm_order* на уровень ПД при значениях от 2 до 4).

Литература

1. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38-42.
3. Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Сидорчук В.П. Нелинейная модель системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты с дельта-сигма модуляторами // Охрана, безопасность, связь – 2015: материалы Международной НПК. Ч. 3. – Воронеж: ВИ МВД России, 2016. – С. 262-268.
4. Борисов В.И., Тихомиров Н.М, Леньшин А.В., Романов С.К., Шаталов Е.В. Определение помех дробности в фазо-цифровых синтезаторах частот, использующих дельта-сигма модуляторы // Теория и техника радиосвязи. – 2015. – № 4. – С. 47-53.
5. Борисов В.И., Тихомиров Н.М, Романов С.К., Леньшин А.В. Методика расчета шумовых характеристик дробного синтезатора частот с использованием системы MATLAB // Радиотехника. – 2016. – № 5. – С. 38-44.
6. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. – С. 232.
7. Романов С.К., Рахманин Д.Н. Определение помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи. – 2003. – Вып. 2. – С. 73-81.
8. Yipinq Fan. Model, analyze and simulate ∑Δ fractional-N frequency synthesizers // MICROWAVES&RF, December 2000.
9. Pamarti S., Jansson L., Galton I. A wideband 2.4-GHz delta-sigma fractional-N PLL with 1-Mb/s in loop modulation // IEEE J. Solid-State Circuits. – January 2004. – vol. 39. – No.1. – P. 49-62.
10. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

References

1. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V phase-locked loops in synthesis stabilizing- M .: Radio and communication, 2010. – 328 p.
2. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fragmentation noise in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications, 2012, № 5. - Pp. 38-42.
3. 2.Lenshin A.V., Shatalov E.V., Sidorchuk V.P. non-linear model of a phase-locked system with delta-sigma modulator // Protection, security, communications – 2015: material of international conference. part. 3 - Voronezh Institute of Ministry of Internal Affairs of Russian federation, 2016. – Pp. 262-268.
4. Borisov V.I., Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Determination of noise fractionality in phase-digital frequency synthesizers using delta-sigma modulators // Theory and technology of radio communication, 2015. - № 4. -Pp. 47-53.
5. Borisov V.I., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V., Methods of calculating noise characteristics fractional synthesizers with MATLAB // Radioengineering, 2016. – № 5. – P. 38-44.
6. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a system of pulse-phase auto-tuning. - M .: Radio and communication, 1989. - 232 p.
7. Romanov S.K., Rakhmanin D.N. Determination of interference fractional phase-locked loop // Theory and technology of radio communication, 2003, Vyp.2, -Pp.73-81.

8. Yipinq Fan. Model, analyze and simulate ∑Δ fractional-N frequency synthesizers // MICROWAVES&RF, December 2000.
9. Pamarti S., Jansson L., Galton I. A wideband 2.4-GHz delta-sigma fractional-N PLL with 1-Mb/s in loop modulation // IEEE J. Solid-State Circuits. – January 2004, vol. 39,No.1. – Pp. 49-62.
10. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in auto-tuned synthesizers. - M .: Radio and communications, 2004. - 210 p.

ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕРНИЗАЦИИ СИСТЕМ ТРАНКИНГОВОЙ РАДИОСВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ МАТРИЦ

С.И. Струков, А.А. Парамонов, С.А. Литвинов

3 научая рота КВ ВКС (3 НР КВ ВКС), Красногорск, Россия

Аннотация. В статье рассматривается метод создания системы распределения сигналов с помощью диаграммообразующих матриц, предлагаемый к использованию в системах многоканальной связи. Рассматриваемые системы распределения сигналов предполагаются к использованию в базовых станциях систем связи. В статье приводится система, созданная на базе предложенного метода, что подтверждает реализуемость. При построении систем распределения указанным способом на каждом из выходов, обеспечивается заданная фазовая задержка. Указанное свойство обеспечивает гибкость системы связи. Задание фазы сигнала осуществляется посредством фазовращателей, представленных отрезками линии кабелей или фазовращателями. Расчет фазовых задержек для создания необходимого фазового фронта выполняется с помощью системы уравнений на основе законов Кирхгофа. Система, созданная указанными методом, обладает малыми потерями и высокой надежностью, за счет простоты используемых компонентов.

Ключевые слова: базовая станция, диаграммообразующая матрица, законы Кирхгофа, матрица Батлера, система распределения сигналов, фазовый фронт.

POSSIBILITIES OF UPGRADING TRUNKED RADIO SYSTEMS USING GRAPH-FORMING MATRICES

S.I. Strukov, A.A. Paramonov, S.A. Litvinov

3 scientific company KV VKS (3 NR KV VKS), Krasnogorsk, Russia

Abstract. The article discusses the method of creating a signal distribution system using diagram-forming matrices proposed for use in multi-channel communication systems. The considered signal distribution systems are supposed to be used in base stations of communication systems. The article presents a system created on the basis of the proposed method, which confirms the feasibility. When building distribution systems in this way at each of the outputs, the specified phase delay is provided. The specified property provides the flexibility of the communication system. The signal phase is set by means of phase shifters, represented by cable line segments or phase shifters. Calculation of phase delays to create the necessary phase front is performed using a system of equations based on Kirchhoff's laws. The system created by this method has low losses and high reliability due to the simplicity of the components used.

Keywords: base station, diagram-forming matrices, laws of the Kirghgof, matrices of the Batlera, system of distribution of signals, phase front.

1. Введение

Создание и развитие сложных систем связи, а также информационно-управляющих систем объектами различной физической природы привело к появлению новых технологий. Внедрение новых технологий поспособствовало повышению ряда требований в области надежности, эффективности и безопасности.

Появление новых тенденций развития систем управления и связи требуют своевременного принятия мер по совершенствованию таких систем. Одной из необходимых и требующей комплексной переработки методов и принципов построения является область систем транкинговой связи.

Транкинг — это автоматическое предоставление по запросу на выход в эфир любого свободного канала, что значительно повышает эффективность связи. Системы транкинговой радиосвязи, представляют собой радиально-зоновые системы подвижной УКВ-радиосвязи, осуществляющие автоматическое распределение каналов связи ретрансляторов между абонентами. Первые сети транкинговой связи позволяли организовывать взаимодействие нескольких сотен абонентов. В настоящий момент за счет включения в сетевую инфраструктуру требуемого количества базовых станций можно обеспечивать связь между любым числом абонентов. Описанный класс ориентирован, прежде всего, на создание различных ведомственных и корпоративных сетей связи, в которых предусматривается активное применение режима связи абонентов в группе. При создании вышеописанных систем используется принцип многоканальной связи, что обеспечивает эффективность, надежность и безопасность, выделяемых абоненту, каналов связи.

Особое внимание следует обратить на системы распределения сигналов, используемые в базовых станциях. Данная часть базовой станции требует применение особого подхода. При разработке и реализации систем распределения сигналов следует руководствоваться принципами надежности, простоты и минимизации потерь, так как указанная часть базовой станции не подразумевает частой модернизации и переработки. Поэтому предлагается разрабатывать и создавать системы с помощью диаграммообразующих матриц. Метод подразумевает создание ДОУ на основе матрицы, подобной матрице Батлера.

2. Возможности модернизации систем транкинговой радиосвязи с помощью диаграммообразующих матриц

Как уже говорилось выше, транкинг — это автоматическое предоставление по запросу на выход в эфир любого свободного канала. Транкинговая инфраструктура чаще всего представлена:

– наземным оборудованием;

– абонентскими станциями.

В состав первого элемента транкинговой инфраструктуры входят базовые станции и контроллеры. Современные виды оборудования соответствующего типа позволяют обеспечивать пользование связью в рамках индивидуальных, групповых или же широковещательных типов вызова. В составе системы присутствуют базовые станции. Она может быть представлена как одним, так и несколькими объектами — в первом случае сеть будет классифицирована как однозоновая, во втором — как многозоновая. Существует большое количество различных стандартов транкинговых систем подвижной радиосвязи общего пользования (СПР-ОП), отличающихся друг от друга методом передачи речевой информации (аналоговые и цифровые), типом многостанционного

доступа (МДЧР - с частотным разделением каналов, МДВР - с временным разделением каналов или МДКР - с кодовым разделением каналов), способом поиска и назначения канала (с децентрализованным и централизованным управлением), типом канала управления (выделенный и распределенный) и другими характеристиками.

В настоящее время и в мире, и в России достаточно широко распространены появившиеся ранее аналоговые транкинговые системы радиосвязи, такие как SmarTrunk, системы протокола MPT1327 (ACCESSNET, ACTIONET и др.), системы фирмы Motorola (Startsite, Smartnet, Smartzone), системы с распределенным каналом управления (LTR и Multi-Net фирмы E.F.Johnson Co и ESAS фирмы Uniden). Наибольшее распространение получили системы MPT1327, что объясняется значительными преимуществами данного стандарта по сравнению с другими аналоговыми системами, в частности:

– большая дальность связи;
– минимальное время доступа;
– динамическая перегруппировка;
– высокая надежность и большой ресурс абонентского оборудования.

Ограниченность ресурсов и наличие большого числа действующих спутников вынуждает отказаться от некоторых из выше озвученных вариантов решения. Наиболее простым и экономичным представляется повышение числа каналов. Данный вариант решения предполагает переработку системы распределения сигналов без внесения существенных изменений в конструкцию и отсутствием требования комплексной переработки приемной и передающей части системы. При выбранном варианте решения предполагается увеличение числа приемников и передатчиков и переработка системы распределения сигналов.

Наиболее подходящей системой распределения сигналов является система на основе диаграммообразующей схемы. Данный тип характеризуется низкими потерями, высокой надежностью и гибкой настройкой фазового распределения. Различают последовательные и параллельные диаграммообразующие схемы. Пример последовательной схемы (диаграммообразующая матрица Бласса) представлен на рисунке 1.

Питание решетки из N излучателей осуществляется с помощью M´N направленных ответвителей (M – число входов ФАР, совпадающее с числом парциальных пересекающихся лучей). По каждому из входов на раскрыве ФАР создается "свое" линейное фазовое распределение, крутизна которого определяет угол наклона соответствующего луча АДН. Различные степени крутизны фазового распреде ления обеспечиваются за счет неодинаковой электрической длины волноводов, что достигается путем смещения питающих линий передачи.

Достоинствами последовательной диаграммообразующей схемы являются компактность, возможность применения при любом числе излучателей, широкополосность. Недостаток – низкий КПД, что связано с потерями в направленных ответвителях, данный недостаток возможно нивелировать.

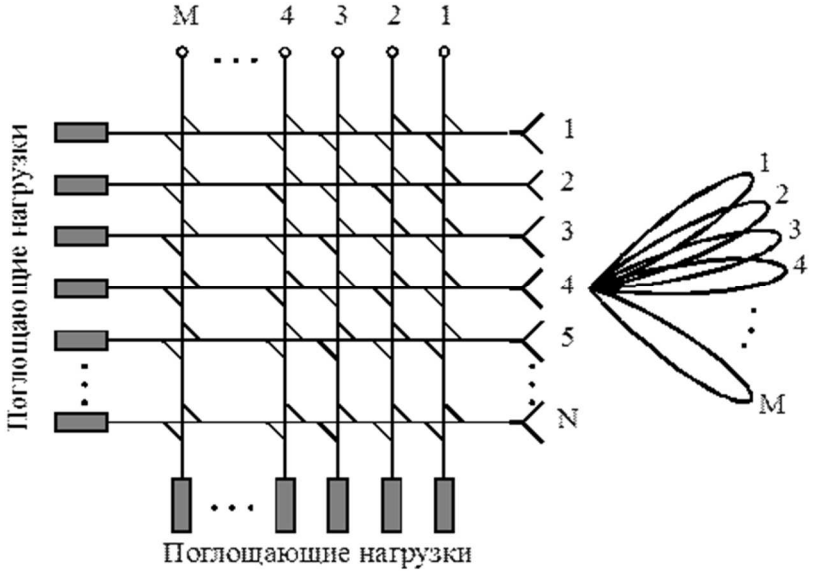


Рис. 1. Последовательная диаграммообразующая схема

Примером параллельной схемы – диаграммообразующей матрицы Батлера может служить схема, представленная на рисунке 2.

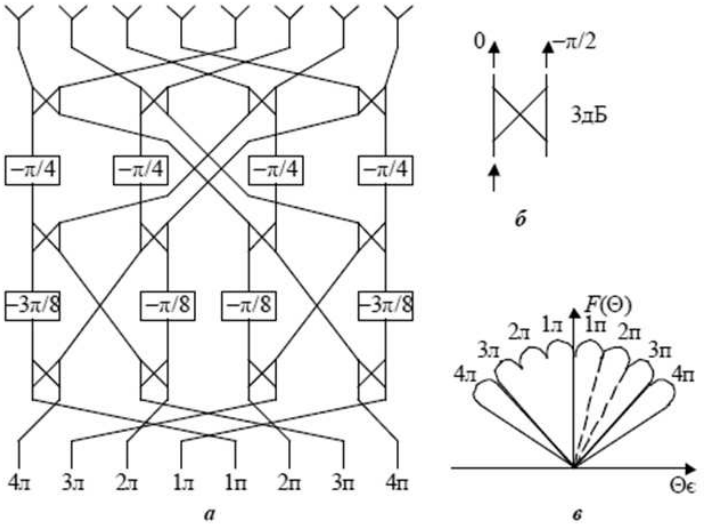


Рис. 2. Матрица Батлера (а), применяемая для формирования многолучевой ДН(в); (б) – трехдецибельный направленный ответвитель

Схема реализуется с помощью 2N-полюсника, где (n – целое число) – количество излучателей и входных каналов (лучей). 2N-полюсник включает трехдецибельные направленные ответвители (щелевые мосты, двойные тройники и т. п.) и неуправляемые фазовращатели. По любому входу на раскрыве ФАР создается линейное фазовое распределение, определяющее соответствующее направление главного лепестка АДН. Общее число элементов (направленных ответвителей и фазовращателей) в параллельной схеме значительно меньше, чем в последовательной. Несмотря на это, габариты и потери в параллельной схеме больше, чем в последовательной, что связано с наличием разветвленной волноводной системы питания.

Проведя анализ каждого из вариантов реализации было принято решение остановиться на системе, построенной на основе матрицы Батлера. Данный вариант позволит сэкономить ресурсы, которые были бы потрачены на создание принципиально нового устройства. Рассмотрим метод на основе, внедряемой на объекте связи, системы распределения сигналов на основе диаграммообразующей матрицы. Такая система была разработана и применена на одном из объектов связи. Рассмотрим основные особенности разработанной системы. На рисунке 3 представлена система связи.

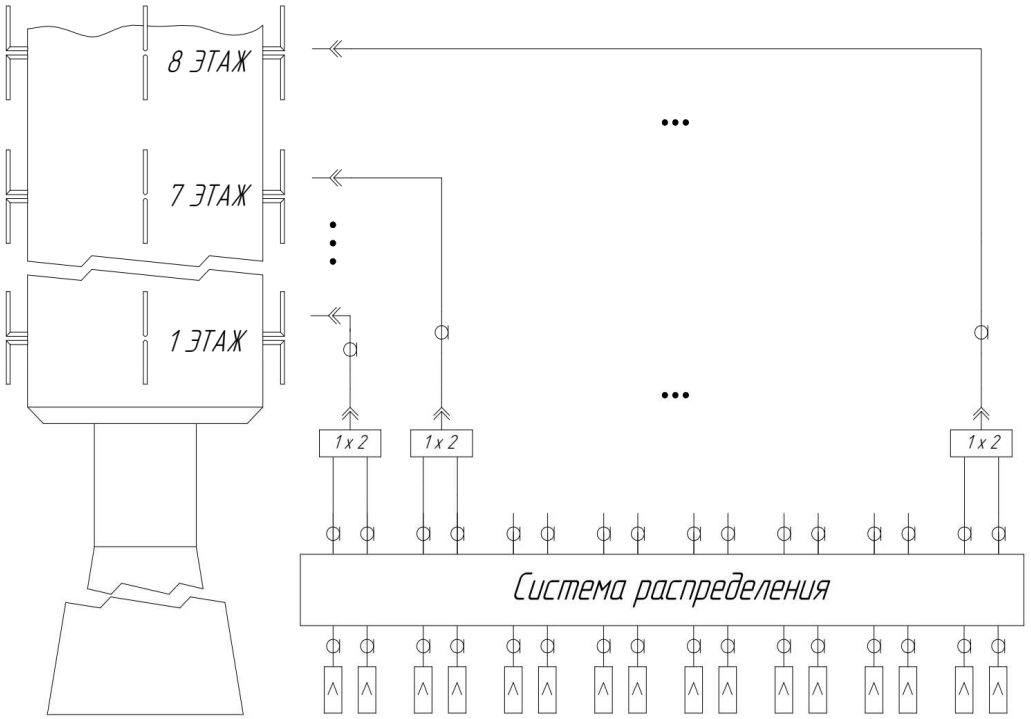


Рис. 3. Структурная схема башни

В соответствии с особенностями объекта, где предстоит модернизация оборудования, можно сформулировать следующие положения, которые определят структурную схему разрабатываемой передающей секции:

– вибраторы расположены на восьми этажах по четыре вибратора на каждом;

– на каждый этаж подается СВЧ-мощность по отдельному кабелю с этажа, где расположено оборудование распределения мощности от 16 передатчиков;

– число кабелей «вверх» - шестнадцать;

– остальное оборудование, распределяющее СВЧ-мощность от 16 передатчиков, подаваемую наверх, располагается на нижнем этаже объекта.

В ходе анализа текущего состояния доступного задела выяснено, что основными проблемами его использования будут являться:

– недостаточная надежность;

– недостаточная помехоустойчивость;

– незначительная помехозащищенность;

– устаревшее техническое решение в области функционирования канальной части по заданное число абонентов.

Повышение дальности радиосвязи, устойчивости, помехозащищенности системы наземной радиосвязи возможно путем увеличения, как числа каналов, так и повышения мощности в каждом из них. В связи с этим было предложено Заказчиком увеличить число передатчиков на объекте до 16 с одновременным повышением мощности СВЧ-сигнала в каждом из них до 200 Вт. Для выполнения указанного требования предлагалось осуществить замену всего «нижнего» оборудования и части «верхнего», где расположены вибраторные решетки, на новое, способное работать с большим числом передатчиков и на более высоком уровне мощности.

Заметим, что при проектировании системы связи был использован принцип модульности, это позволяет использовать модернизационный потенциал объекта. Это было учтено при решении вопроса: создание принципиально новой системы или, используя технический задел полученный ранее, произвести модернизацию уже имеющейся системы. В связи с высокой ограниченностью ресурсов, в качестве технологической основы рассматривается доступный задел, реализованный на ранее созданном объекте обеспечения связи. На рисунке 4 изображена схема, матрицы.

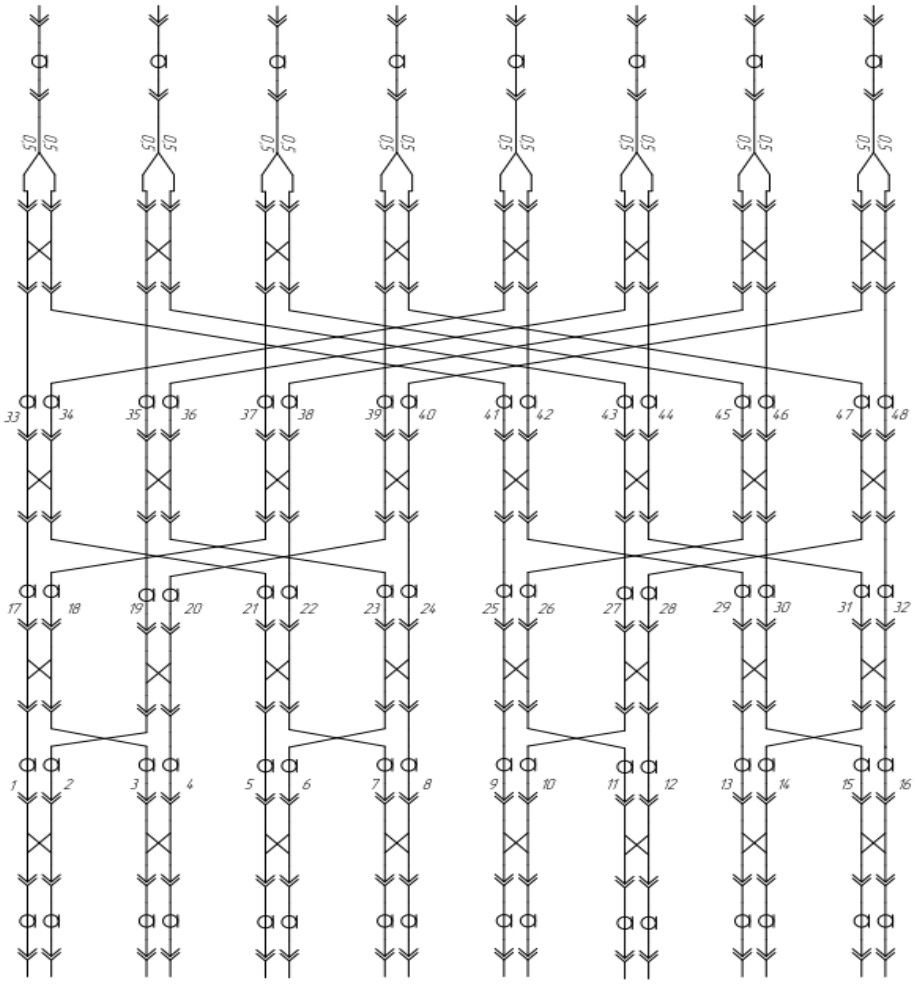


Рис. 4. Схема, предполагаемая к реализации

Её составляющими являются:

– направленные симметричные трехдецибельные ответвители;

– фиксированные фазовращатели.

Роль фиксированных фазовращателей выполняют отрезки коаксиальных кабелей нормированной длины, реализующие любую требуемую фиксированную фазовую задержку с заданной точностью. При возбуждении любого входа мощность делится поровну между всеми излучателями решетки, и все нижние входы оказываются развязаны между собой и согласованы. Это в теории позволяет создать систему с нулевыми потерями. На излучателях создаются линейные фазовые возбуждения. Направленные ответвители будут строиться в микрополосковом исполнении.

Заметим, что, у предложенного нами к реализации, типа ДОУ есть один существенный недостаток: независимо от того, на какой вход подан сигнал, матрица Батлера в зависимости от выбранного входа создает на выходах линейное фазовое распределение с фиксированным фазовым сдвигом. Фазовые сдвиги для каждого входа различны. Так для матрицы фазовые сдвиги будут: ± 5,625°; ± 16,875°; … ± 174,375°.

Отрезками линии передачи в классическом варианте можно сделать фазовое распределение синфазным, однако оно будет таковым только для одного входа. Матрица Батлера, подключенная к линейной антенной решетке, создает веер диаграмм направленности, пересекающихся по уровню 3,9 дБ.

В кольцевой решетке, запитанной от матрицы Батлера, для входов, которым соответствуют большие фазовые набеги, будут наблюдаться провалы в диаграмме направленности, т.к. соседние излучатели будут работать в режиме, близком к противофазному. Для входов, которым соответствуют малые фазовые набеги, провалы будут умеренными.

Так как требование к синфазности выходных сигналов достаточно жесткое (единицы градусов) и требуется сложить сигналы многих передатчиков, то схема деления-суммирования на матрице Батлера в чистом виде не годится. Разработка будет основана на классической матрице Батлера. Отличие заключается только в том, что её свойство формировать многолучевую ДН не используется, поскольку моделируется круговая по азимуту ДН, с максимально узким лучом по углу места, что предполагает равномерное распределение мощности на всех 16-ти выходах матрицы Батлера. Поэтому нам необходимо решить проблему фазировки, для обеспечения синфазности выходных сигналов. Рассмотрим схему матрицы 16×16, представленную на рисунке 5.

Теперь необходимо составить уравнения. Предположим, что в нашем случае фаза искажается на выходе только одного из двух плеч направленного ответвителя. Заметим, что в нашем случае число неизвестных фаз равно 24, соответственно для решения задачи фазировки необходимо составить 24 уравнения.

Для записи системы алгебраических уравнений, описывающих равномерное распределение фаз на выходе системы, нами применены два алгоритма. Первый алгоритм описывает первые N уравнений системы (где N – разрядность матрицы), второй используется для описания оставшихся уравнений. Общее количество уравнений определяется формулой:

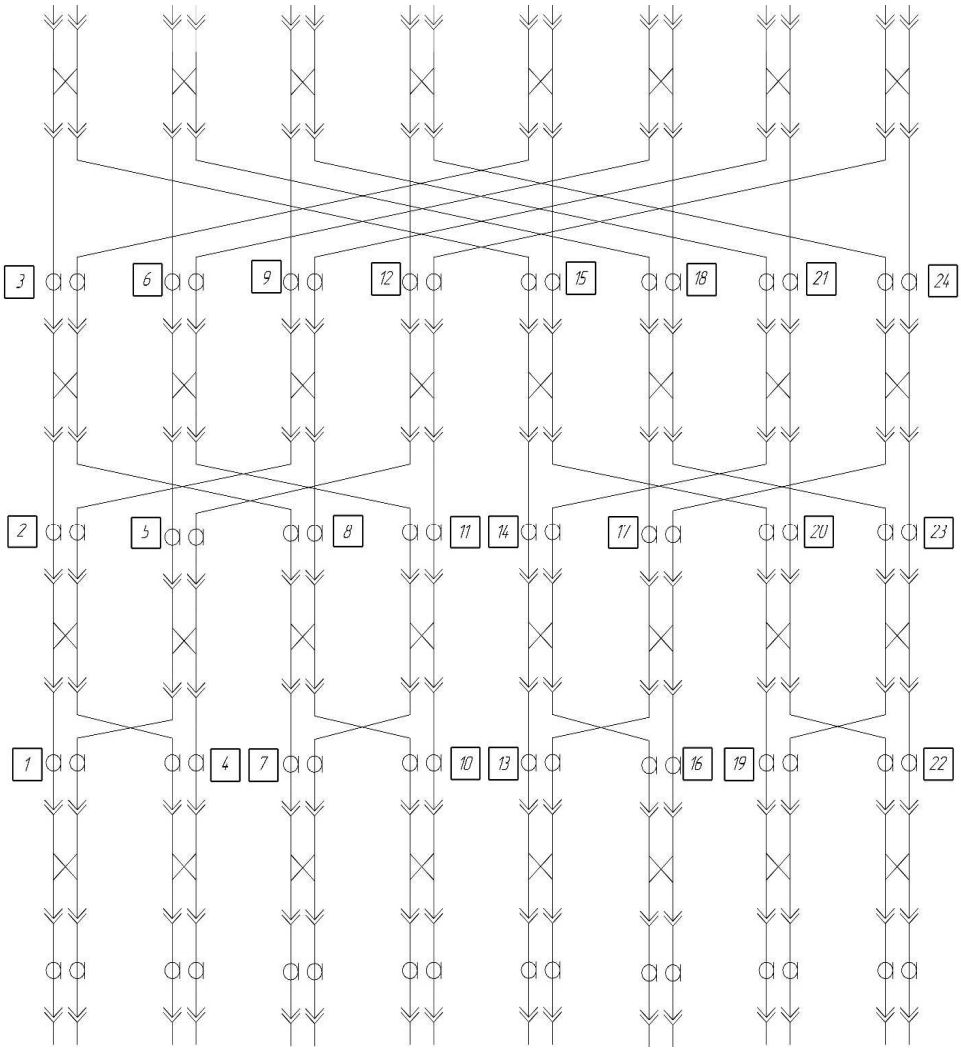


Рис. 5. Схема матрицы 16×16

$$k = (log_2(N) - 1)\frac{N}{2} \quad (1)$$

Рассмотрим первый алгоритм. Составляя по закону Кирхгофа первое уравнение, мы «идем» по пути от первого передатчика к первому выходу матрицы, через кабели «1», «2», «3», как показано на рисунке 1, получаем:

$$I_1 = \frac{1}{2} I_1 \, exp(j\varphi_1) + \frac{1}{4} I_1 \, exp(j\varphi_2) + \frac{1}{8} I_1 \, exp(j\varphi_3) + \frac{1}{16} I_1 \, exp(0) \quad (2)$$

Составляя второе уравнение, на первом этаже направленных ответвителей «идем» через плечо, которое поворачивает фазу на $\frac{\pi}{2}$ а далее через кабели «5» и «6», на выходе имеем уравнение:

$$I_2 = \frac{1}{2} I_2 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_2 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_2 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_2 \, exp(0) \quad (3)$$

Третье уравнение системы составляется аналогичным образом первому уравнению – путь составления лежит через плечо направленного ответвителя, находящегося на первом этаже, поворачивающего фазу на $\frac{\pi}{2}$, далее через кабели «2» и «3», по прямой:

$$I_3 = \frac{1}{2} I_3 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_3 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_3 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_3 \, exp(0) \quad (4)$$

Четвертое уравнение составляется аналогично первому, путь прохождения тока берем через кабели «4», «5» и «6»:

$$I_4 = \frac{1}{2} I_4 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_4 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_4 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_4 \, exp(0) \quad (5)$$

Далее цикл повторяется каждые четыре уравнения до тех пор, пока не кончится разрядность матрицы.

Рассмотрим второй алгоритм. Логика построения недостающих уравнений такова, что берутся из первого алгоритма те уравнения, в которых ток не проходил. Через направленный ответвитель на первом этаже и строим в них путь тока через поворачивающее плечо направленных ответвителей на втором этаже, после чего путь тока берем, проходящим через неповорачивающее плечо направленного ответвителя на третьем этаже, получаются следующие уравнения:

$$I_1 = \frac{1}{2} I_1 \, exp(j\varphi_1) + \frac{1}{4} I_1 \, exp(j\varphi_2) + \frac{1}{8} I_1 \, exp(j\varphi_3) + \frac{1}{16} I_1 \, exp(0)$$

$$I_2 = \frac{1}{2} I_2 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_2 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_2 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_2 \, exp(0)$$

$$I_3 = \frac{1}{2} I_3 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_3 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_3 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_3 \, exp(0)$$

$$I_4 = \frac{1}{2} I_4 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_4 \, exp(j\varphi_5) + \frac{1}{8} I_4 \, exp(j\varphi_6) + \frac{1}{16} I_4 \, exp(0)$$

• • •

$$I_{15} = \frac{1}{2} I_{15} \, exp(j\varphi_{22}) + \frac{1}{4} I_4 \, exp(j\varphi_{23}) + \frac{1}{8} I_4 \, exp(j\varphi_{24}) + \frac{1}{16} I_4 \, exp(0) \quad (7)$$

$$I_{16} = \frac{1}{2} I_{16} \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{4} I_{16} \, exp(j\varphi_{20}) + \frac{1}{8} I_{16} \, exp(j\varphi_{21}) + \frac{1}{16} I_{16} \, exp(0)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} I_1 \, exp(j\varphi_1) + \frac{1}{4} I_1 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{8} I_1 \, exp(j\varphi_9) + \frac{1}{16} I_1 \, exp(0)$$

$$I_3 = \frac{1}{2} I_3 \, exp(j\varphi_4) + \frac{1}{4} I_3 \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{8} I_3 \, exp(j\varphi_{12}) + \frac{1}{16} I_3 \, exp(0)$$

• • •

$$I_9 = \frac{1}{2} I_9 \, exp(j\varphi_{13}) + \frac{1}{4} I_9 \, exp(j\varphi_{20}) + \frac{1}{8} I_9 \, exp(j\varphi_{21}) + \frac{1}{16} I_9 \, exp(0)$$

$$I_{11} = \frac{1}{2} I_{11} \, exp(j\varphi_{13}) + \frac{1}{4} I_{11} \, exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{8} I_{11} \, exp(j\varphi_{24}) + \frac{1}{16} I_{11} \, exp(0),$$

где $I_1 = I_1\, exp(j\varphi_1)$, $I_2 = I_2\, exp(j\varphi_2)$ ... $I_{16} = I_{16}\, exp(j\varphi_{16})$ - токи, подаваемые на вход системы распределения.

Для подтверждения правильности был произведен расчет фаз и моделирование матрицы с корректирующими фазами. На рисунке 6 представлена схема моделирования матрицы. В таблице 1 представлены результаты моделирования.

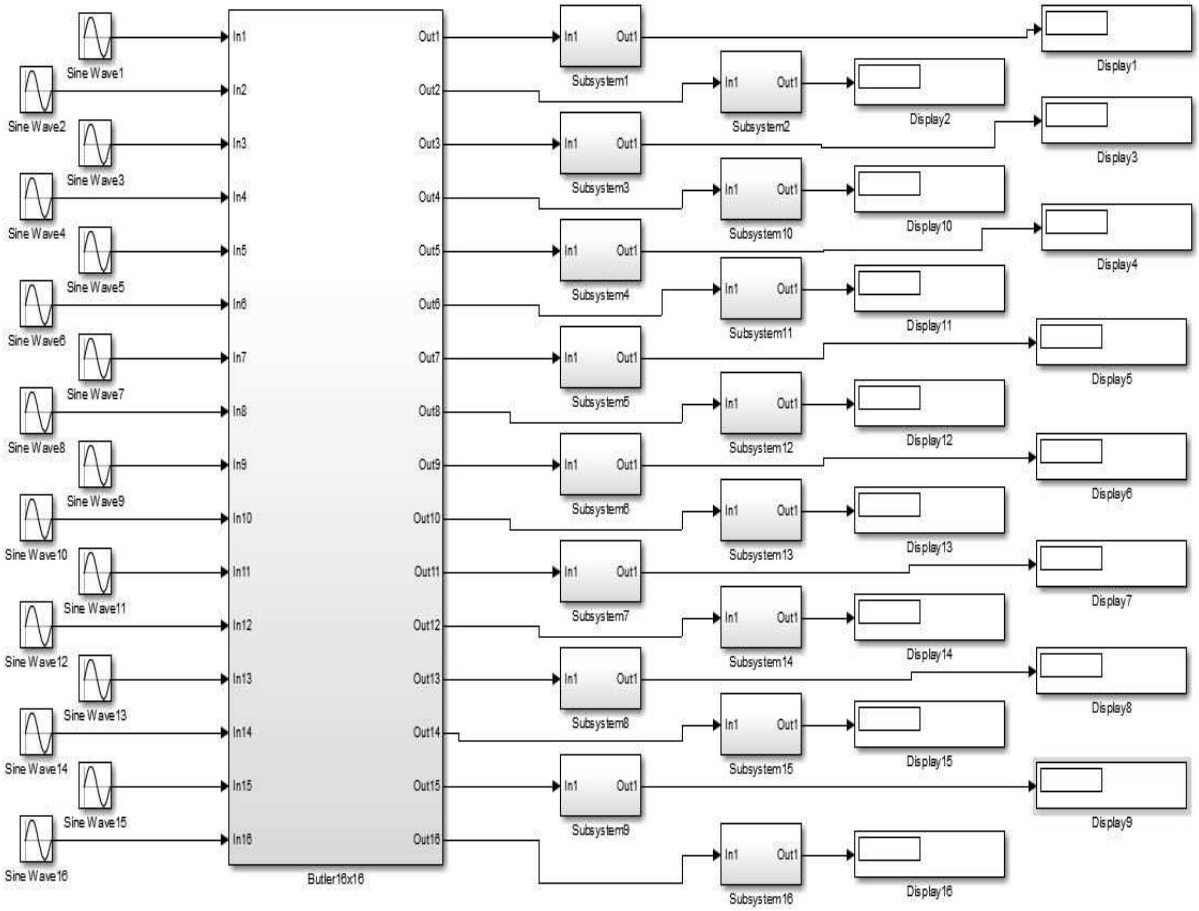


Рис. 6. Схема матрицы 16×16

Таблица 1. Результаты моделирования

Номер дисплея	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Значение фазы	0^{-8}	0^{-9}	0^{-6}	10^{-6}	0^{-7}	0^{-8}	10^{-9}	0^{-6}	0^{-6}	10^{-7}	0^{-6}	0^{-8}	0^{-8}	0^{-6}	0^{-6}	0^{-6}

3. Заключение

В данной работе была рассмотрена возможность модернизации системы транкинговой радиосвязи с помощью диаграммообразующих матриц. Оценены характеристики и возможность использования при модернизации классических диаграммообразующих матриц. При оценке характеристик выявлен ряд недостатков типовых матриц в частности:

– недостаточная надежность;

– низкий КПД;

– высокие потери в системе распределения.

На основании полученных выводов предложена и разработана система, построенная на основе матрицы Батлера. Решена проблема фазировки системы. Как видно из полученных результатов моделирования система уравнений составлена и решена правильно.

Это доказывает реализуемость метода. Заметим, что с помощью указанного метода возможно получать абсолютно любое фазовое распределение на выходе системы распределения, это позволяет говорить о возможности применения этой системы не только в базовых станциях, но и на других объектах, требующих реализации многоканальной связи управления.

Литература

1. Фельдштейн А.Л, Явим Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ М.: Связь 1971. 385 с.
2. Конструкции СВЧ устройств и экранов; под ред. А.М.Чернушенко. 1983. 396 с.
3. Малорацкий Л.Г. Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях М.: Советское радио 1998. 233 с.
4. Е.Е. Дмитриев Основы моделирования в Microwave Office, 2009. 175 с.
5. Чистюхин В.В. Антенно-фидерные устройства: учебное пособие. МГИЭЛ, 2005. 183 с.
6. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.

References

1. Feldstein A.L., Yavim L.R. Synthesis of quadripoles and eight-poles on microwave M.: Communication 1971. 385 p.
2. The design of microwave devices and screens; by ed. A.M. Chernushenko. 1983. 396 p.
3. Ivanov, A. B., Petrov B. V., Popov, I. I. The method of nonharmonic signal processing. RU 24**615 C2, stated. 15.02.2001, publ. 20.05.2002.
4. Maloratsky L.G. Yavich, L.R. Design and calculation of microwave elements on strip lines M.: Soviet radio 1998. 233 p.
5. E.E. Dmitriev, Fundamentals of Modeling in Microwave Office, 2009. 175 p.
6. Chistyukhin V.V. Antenna-feeder devices: a tutorial. MGIEL, 2005. 183 p.
7. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017/

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВОЙ ПЕЧИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТА РАДИОЗВУКА

С.Ю. Федосеев[1], И.Л. Железняк[1], В.И. Тамбовцев[2]

[1]Филиал Военно-Воздушная Академия (ВУНЦ ВВС ВВА ЧФ). Челябинск, Россия
[2]Южно-Уральский государственный университет. Челябинск, Россия

Аннотация. Рассмотрена разработка лабораторной установки для исследования эффекта спектрального преобразования микроволнового излучения в звук в активных диэлектриках. Лабораторная установка выполнена на основе бытовой микроволновой печи.

Ключевые слова: радиозвук, электромагнитный сигнал, термоупругое вещество, микроволновая печь.

THE POSSIBILITY OF USING MICROWAVE OVENS FOR RESEARCHE OF EFFECT OF RADIO SOUND

S.U. Fedoseev[1], I. L. Zheleznyak[1], V.I. Tambovtsev[2]

[1]Branch Air Force Academy (VUNTS VVS VVA BSF). Chelyabinsk, Russia
[2]South Ural State University. Chelyabinsk, Russia

Abstract. The development of a laboratory installation for the study of the effect of spectral conversion of microwave radiation into sound in active dielectrics. Laboratory installation is made on a household microwave oven.

Keywords: radio sound, electromagnetic signal, thermoplastic, microwave oven.

1. Введение

Возникновение радиозвука было обнаружено ещё в середине XX века при случайном воздействии на операторов микроволновым излучением радиолокатора. Однако, до сих пор до конца не изучен механизм возникновения звука в активном диэлектрике [1], находящемся под воздействием амплитудно-модулированного микроволнового радиоизлучения [2, 3]. Для обнаружения и исследования этого эффекта необходимо создание безопасной в обслуживании лабораторной установки достаточно большой мощности. В работе предложено создать лабораторную установку на базе бытовой СВЧ-печи. Вопросы безопасности проведения экспериментов решаются однозначно и не требуют каких-либо дополнительных устройств. По мощности печи сравнимы с мощностью аэродромного радиолокатора. Это позволило использовать их в виде мишеней для само-наводимых на источник радиоизлучение огневых средств противника в войне на Балканах в 1999 году.

В электрической схеме, обеспечивающей работу магнетрона печи, планируется выполнить подключение модуляционного трансформатора. Короткая антенна вводится в закрытый объём резонатора (жаровая камера) через вентиляционное отверстие. На короткий промежуток времени эксперимента дополнительные электромеханические устройства микроволновой печи отключаются.

2. Микроволновая печь

Изобретение микроволновой печи приписывают американскому инженеру Перси Спенсеру. На пороге Второй мировой войны его научная работа была связана с проведением экспериментов над магнетроном как источником сверх мощного микроволнового излучения, необходимого в работе радиолокаторов. По одной версии, оставленный на магнетроне и уже зажаренный бутерброд удивил экспериментатора настолько, что он решил исследовать эти кулинарные свойства. Подверг СВЧ воздействию различные водосодержащие пищевые продукты. Наконец, в 1942 году П. Спенсер заявил об изобретении микроволновой печи, которое и прославило его на весь мир. А ведь он как сирота не имел даже шанса получить среднее образование! Патент на микроволновую печь Спенсер оформил в октябре 1945 года. А в 1947 году кампания Raytheon Corporation выпускает первую в мире микроволновую печь под названием 'Radarange'. Использовали ее только военные и только для размораживания продуктов. Все изменилось в 1962 году, когда японская фирма SHARP выпустила свой образец печи, и микроволновка становится незаменимым кухонным прибором в квартирах людей по всему миру. В нашей стране микроволновка появились в начале 80-х. Было отлажено серийное производство удобных в эксплуатации и совершенно безопасных бытовых микроволновок.

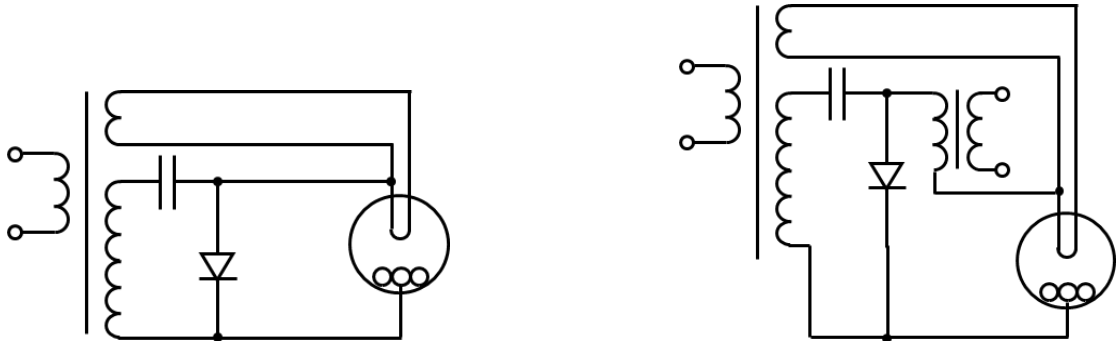
Для всех типов микроволновых печей установлена единая частота излучения, равная 2450 МГц. Данная величина является международным стандартом, которого производители бытовой техники должны строго придерживаться, чтобы их продукция не создавала помех для работы других микроволновых устройств. Длина волны λ определяется известным соотношением через частоту f: $\lambda = c/f$, где c –скорость света. Итак, длина волны $\lambda = 12{,}25$ см. Рабочая мощность излучения магнетронов W0 для микроволновой печи колеблется от 700 до 850 Вт. Мощность внутри резонатора соответствует мощности пятистах современных мобильников, работающих одновременно [4]. Закрытый объём резонатора (или жаровой камеры) микроволновки (без электрогриля) от 12 до 20 литров, а сечение – S0 =3*2 дм2. Приведённых данных достаточно, чтобы оценить амплитуду напряжённости электрического поля в резонаторе.

Итак, значение плотности потока энергии П определяется величиной вектора Пойнтинга П = ЕН, где Е и Н соответственно напряжённости электрической и магнитной компонент электромагнитного поля. Или П = Е2/377, где в знаменателе волновое сопротивление воздуха в омах – [Ом]. По определению значение П – это энергия, проходящая через единицу нормально расположенной поверхности в единицу времени. Для жаровой камеры П0 = W0/S0 = E02/377. Для напряжённости получаем: $E0 = \sqrt{(377W0/S0)}$. Или после подстановки данных: в жаровой камере $E0 = \sqrt{(377*800/0{,}06)} \sim 3$кВ/м.

3. Разработка лабораторной установки

СВЧ печь состоит из рабочей камеры, элементов управления, исполнительных и предохранительных элементов. Электрическая схема состоит из управляющей части и

исполнительной. В исполнительную входят: генератор СВЧ излучения, охлаждающий вентилятор, мотор-редуктор столика, лампа подсветки. Генератор СВЧ излучения состоит из высоковольтного трансформатора мощностью 1,5-2 кВт. первичная обмотка подключается к сети 220 В. На одной из вторичных обмоток напряжение 3,15 В служит для накала катода магнетрона, - ток достигает 10 А. Вторая вторичная обмотка, а также схема удвоения напряжения на высоковольтных конденсаторе и диоде создает постоянное напряжение в 4 кВ для питания анода магнетрона. Ток анода около 300 мА. Высокочастотное излучение магнетрона отводится в камеру резонатора через отрезок прямоугольного волновода. На рисунке 1а представлена упрощённая схема питания магнетрона [4].



а) б)

Рис. 1.
а)Упрощенная схема питания магнетрона
б) Схема питания с подключенным модуляционным трансформатором.

Остается осуществить амплитудную модуляцию. Предлагается модуляционный трансформатор включить в цепь катода, как это показано на рисунке 1б. Технически выполнить подключение не сложно. Расчёты показывают, что для обеспечения глубокой амплитудной модуляции вблизи критической точки самовозбуждения магнетрона достаточно изменять анодное напряжение на 5 – 10%.

Схема разработанной установки в общем виде представлена на рисунке 3.

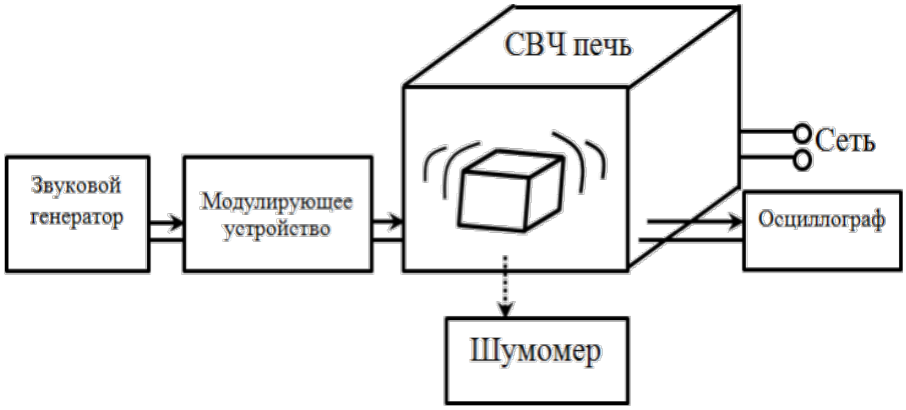


Рис. 3. Схема макета экспериментальной установки.

Для определения напряженности электрического поля в камере установили штыревую короткую антенну длиной *l*, которая посредством коаксиального кабеля соединялась со схемой измерения. Получаемую ЭДС на антенне *e* можно рассчитать

через напряжённость поля E: $e = El/2$. ЭДС на антенне в эксперименте измеряется с помощью цифрового осциллографа (ЦО). Детектирование осуществляется на высокочастотном диоде (см. рис. 5).

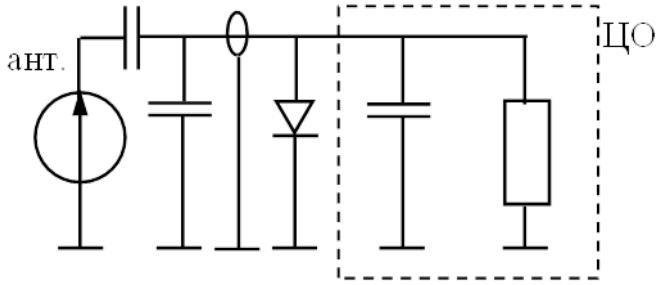


Рис. 5. Схема измерения ЭДС приемной антенны.

Звуковой эффект «радиозвука» [5] и его параметры можно определить с помощью шумомера, например, SVAN 947.

4. Заключение

На рисунке 4 показана окончательная схема установки. В настоящее время на разработанной установке ведутся пробные испытания. Измерена напряжённость поля у стенки резонатора.

Литература

1. Поплавко Ю.М., Переверзева Л.П., Раевский И.П. Физика активных диэлектриков. – Ростов н /Д. 2009. – 480 с.
2. Аллан Фрей. Реакция слуховой системы на радиочастотную энергию. Аэрокосмическая Медицина. 1961: 32. PP. 1140-1142.
3. В.И. Тамбовцев, И.Л. Железняк, А.А. Копыркин. – Микроволновый звуковой эффект преобразования модулированного радиосигнала. - Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018 г. Том 21, №3. С 110 – 117.
4. Генераторы и усилители СВЧ/ Агапов М.В., Аникин В.М. и др. М: Радиотехника, 2005, 352 с.
5. Федосеев С.Ю., Тамбовцев В.И., Железняк И.Л. Ударное воздействие модулированного сигнала на термоупругое вещество / Материалы XVI международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», Миасс. - 2018, т. 4. – С. 6-7.

References

1. Poplavko Yu.M., Pereverzeva L.P., Raevsky I.P. Physic of active dielectrics. - Rostov n / D. 2009. – 480 s.
2. Frey Allan. Auditory system response to radio frequency energy. Aerospace Med. 1961: 32. PP. 1140–1142.
3. V.I. TambovtsevI.L. Zheleznyak, A.A. Kopyrkina. – Microwave sound effect of modulated radiosignal conversion.: Journal - Physics of wave processes and radio engineering systems. 2018, Vol. 21, №3. Page. 110 - 117 s.
4. Generators and amplifiers, microwave oven/ Agapov M. V., Anikin V. M. and others – Moscow: "Radio engineering", 2005, 352 p.
5. Fedoseev S., Tambovtsev V., ZheleznyakI. Impact of a modulated signal on a thermoelastic substance / Materials of the XVI International Scientific and Technical Conference "Physics and Technical Applications of Wave Processes", Miass. - 2018, vol.4. - p. 6-7.

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

В.Д. Захарченко, А.Ф. Васильев

Волгоградский государственный университет (ВолГУ), Волгоград, Россия

Аннотация. На основании геометрической трактовки в работе вводится понятие синуса угла между двумя финитными сигналами. Это позволяет использовать для оценки в реактивном двухполюснике тангенса угла диэлектрических потерь δ негармонические сигналы ограниченной длительности. Анализируются структурные схемы измерителей малых потерь. Приводятся результаты математического моделирования для двухполюсника с $tg\delta = 10^{-4}$.

.**Ключевые слова:** тангенс угла диэлектрических потерь; ортогональные сигналы, корреляционный измеритель малых потерь.

MEASUREMENT OF DIELECTRICAL LOSSES USING BROADBAND RADIOSIGNALS

V.D. Zakharchenko, A.F. Vasilyev

Volgograd State University (VSU), Volgograd, Russia

Abstract. Notion of a sine of angle between two finite signals is introduced based on a geometrical interpretation. This allows using nonharmonic signals of limited duration for estimations of the dielectric loss angle tangent δ in reactive two-pole circuits. Structural schematics of low-loss meters are analyzed. Results of mathematical modelling are presented for a two-pole circuit with $tg\delta = 10^{-4}$.

Keywords: dielectric loss angle tangent; orthogonal signals; correlational low-loss meter.

1. Введение

Многие приборы и устройства различного назначения основаны на использовании пьезоэлектрического эффекта, создаваемого пьезокерамическими преобразователями. Широкое распространение пьезокерамических элементов обусловлено их успешным применением дальномерных системах гидролокации, системах регистрации подвижных объектов, в различных системах связи. Электрические фильтры с пьезорезонаторами обладают значительно более высокими электрическими характеристиками, чем LC-фильтры.

При производстве пьезокерамических изделий необходимо производить оперативный контроль их параметров. Одной из основных характеристик является тангенс угла диэлектрических потерь $(tg\delta)$, определяемый отношением [1]:

$$tg\delta = \left| \frac{\mathrm{Re}\,\dot{Y}(\omega)}{\mathrm{Im}\,\dot{Y}(\omega)} \right|, \qquad (1)$$

где $\dot{Y}$ - адмитанс двухполюсника на частоте ω. Значение величины $tg\delta$ в диэлектриках обычно мало ($10^{-2} \div 10^{-4}$), что приводит к определенным сложностям при ее измерении.

На фоне аддитивных гауссовых помех, которыми моделируются погрешности измерений, оптимальной процедурой является корреляционная обработка результатов измерения.

2. Корреляционный метод измерения тангенса угла диэлектрических потерь

При корреляционном методе измерения величины $tg\delta$ определяются по результатам прохождения двух квадратурных колебаний $A_0 \sin(\omega t)$ и $A_0 \cos(\omega t)$ через пьезорезонатор и эталонный резистор. На рисунке1,а представлена схема замещения пьезоэлемента в виде двухполюсника, с достаточной для практики точностью описывающая его свойства на низких частотах вдали от резонансной области.

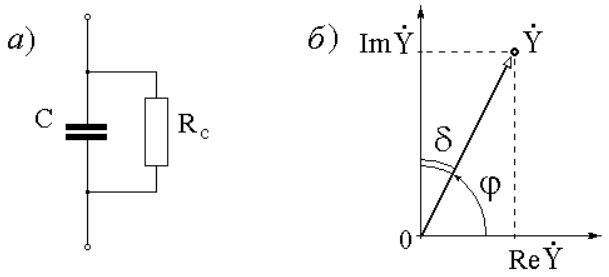


Рис.1. Схема замещения пьезоэлемента

Адмитанс этого двухполюсника имеет вид $\dot{Y} = 1/R_C + j\omega C$, а тангенс угла δ диэлектрических потерь (см. рисунок 1,б) определяется отношением:

$$tg\delta = \left|\frac{\mathrm{Re}\,\dot{Y}}{\mathrm{Im}\,\dot{Y}}\right| = \frac{1}{\omega RC}. \qquad (2)$$

В теории сигналов при геометрической трактовке вводится косинус угла между сигналами $x(t)$ и $y(t)$ [2,3]:

$$\cos\theta = \frac{(x,y)}{\|x\| \cdot \|y\|} \qquad (3)$$

Для гармонических сигналов $x(t) = A_1 \cos(\omega t + \varphi)$, $y(t) = A_2 \cos(\omega t)$ эта величина численно равна $\cos\varphi$.

Аналогично можно определить синус угла между сигналами *x* и *y*, если ввести понятие ортогонального сигнала:

$$\sin\theta = \frac{(\hat{x},y)}{\|\hat{x}\| \cdot \|y\|}, \qquad (4)$$

где $\hat{x}$ - сигнал, ортогональный *x* : $(x,\hat{x}) = 0$; $\|x\| = \|\hat{x}\|$. Такой сигнал можно получить, взяв сигнал, сопряженный по Гильберту [3]:

$$\hat{x}(t) = \mathrm{H}[x(t)] = \frac{1}{\pi}\,\mathrm{v.p.}\int_{-\infty}^{\infty} x(t')\frac{dt'}{t\text{-}t'}. \qquad (5)$$

Для гармонических сигналов $\mathrm{H}[\cos\omega t] = \sin\omega t$ [2].

Используя соотношения (3) и (4), можно ввести тангенс угла между сигналами:

$$tg\theta = \frac{\sin\theta}{\cos\theta} = \frac{(\hat{x}, y)}{(x, y)}.$$

Тангенс угла диэлектрических потерь (2) получим, полагая $\varphi \to \pi/2 - \delta$; при этом $tg(\pi/2 - \delta) = ctg\delta$ (см. рисунок1,б), откуда:

$$tg\delta = \left|\frac{(x, y)}{(\hat{x}, y)}\right| \circ \frac{\|\hat{x}\|}{\|x\|}. \qquad (6)$$

Отношение норм добавлено на тот случай, если условие ортогональности выполняется, а условие нормировки – нет, т.е. $(x, \hat{x}) = 0; \quad \|x\| \neq \|\hat{x}\|$.

Это соотношение предполагает вычисление двух корреляционных интегралов и двух норм, которые проще всего реализовать для отрезков гармонических сигналов на интервале : $t \in [0, T]$:

$$\begin{aligned} x(t) &= A_{01}\cos(\omega t); \\ \hat{x}(t) &= A_{02}\sin(\omega t); \\ y(t) &= A_0\cos(\omega t + \pi/2 - \delta). \end{aligned} \qquad (7)$$

Соответствующие нормы сигналов:

$$\|y(t)\| = A_0\sqrt{\frac{T}{2}}; \qquad \|x_{01}(t)\| = A_{01}\sqrt{\frac{T}{2}}; \qquad \|x_{02}(t)\| = A_{02}\sqrt{\frac{T}{2}}. \qquad (8)$$

Заменяя отношение амплитуд A_{02}/A_{01} отношением норм сигналов (что позволит обойтись без амплитудного детектора), получим:

$$tg\delta = \left|\frac{(x_{01}, y)}{(x_{02}, y)}\right| \circ \frac{\|x_{02}(t)\|}{\|x_{01}(t)\|}. \qquad (9)$$

Структурная схема, реализующая этот метод измерения, представленная на рисунке 2, содержит генератор тестового сигнала (Г), источники тока, управляемые напряжением (ИНУТ) и аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Управление работой схемы осуществляется персональным компьютером (ПК), взаимодействующим с центральным процессором (ЦП) измерителя.

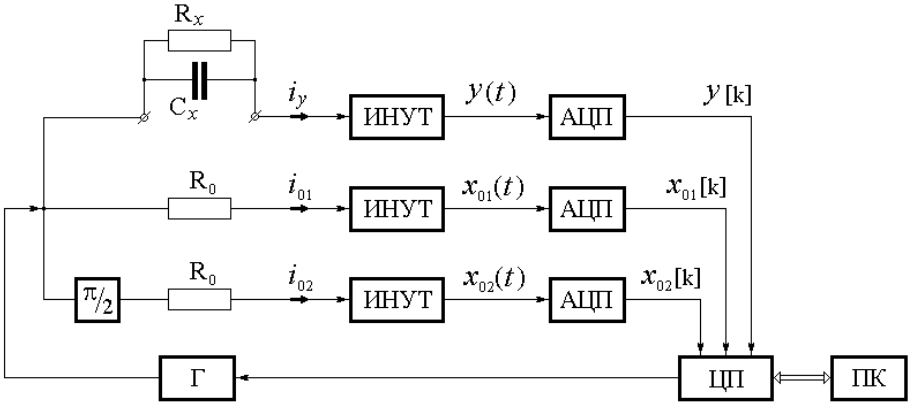


Рис.2. Структурная схема измерителя

Гармонический сигнал $u(t) = U_0 \cos(\omega t)$ с генератора (Г) подается на измеряемый двухполюсник (R_X, C_X) и на эталонный резистор R_0.

Для малых углов δ<<1 можно считать $tg\delta \approx \sin\delta$:

$$tg\delta \approx \frac{|(x_{01}, y)|}{\|y(t)\| \cdot \|x_{01}(t)\|} \tag{10}$$

и упростить схему измерителя, убрав квадратурный канал с сигналом x_{02}(t), как показано на рисунке 3.

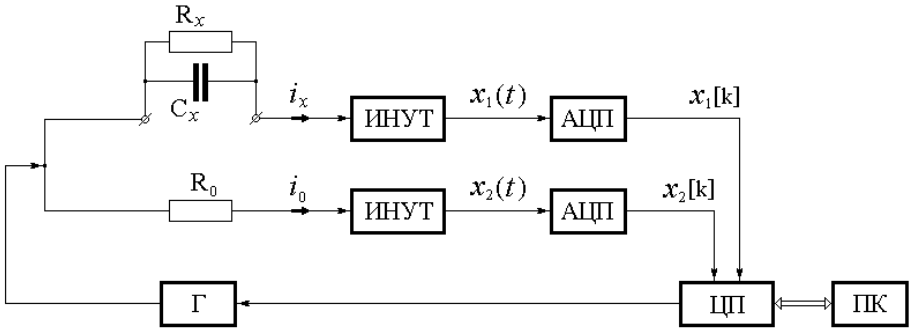


Рис.3. Структурная схема измерителя для малых углов потерь

Результаты математического моделирования показывают, что использование соотношения (6) не накладывает жестких ограничений на монохроматичность используемых сигналов для определения малых значений $tg\delta$ (~ 10^{-4}) и может быть сравнительно просто реализовано в системе с двумя квадратурными каналами [4].

При моделировании для двухполюсника C= 1 мкФ; R=50 Мом; tgδ = 10^{-4} использовались широкополосные радиосигналы с относительной полосой частот $\Delta F/F_0$ ~ 0.1 (рис.4,а) и $\Delta F/F_0$ ~ 0.3 (рис.4,б).

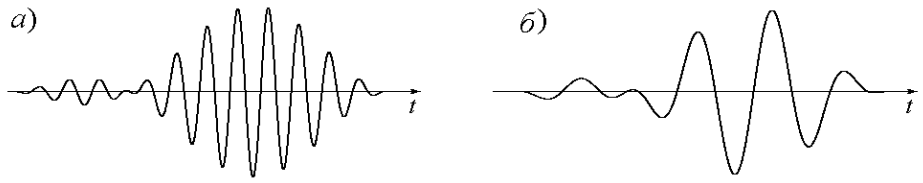


Рис.4.

При этом значения tgδ составили $1.0005 \cdot 10^{-4}$ и $0.9984 \cdot 10^{-4}$ соответственно.

3. Заключение

Корреляционный метод измерения позволяет получить высокую точность измерения тангенса угла диэлектрических потерь (~0.1% для $\delta < 10^{-3}$ град.).

С помощью преобразования Гильберта введено понятия синуса угла между квазигармоническими сигналами, что дает возможность снять жесткие ограничения на монохроматичность тестовых колебаний при измерении малых значений $tg\delta$. Это позволяет с помощью средств компьютерной обработки существенно повысить скорость измерений при производственном контроле пьезокерамических изделий.

Работа подготовлена по материалам исследования, выполненного при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области в рамках научного проекта № 19-47-340005-р_поволжье_а.

Литература

1. Кушнир Ф.В. Электрорадиоизмерения. – Л : Энергоатомиздат, 1983. - 315 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М: Высшая школа, 1988. . - 448 с.
3. Френкс Л. Теория сигналов. – М: Сов. радио, 1974. . - 344 с.
4. Глазунов Р.В., Васильев А.Ф., Захарченко В.Д. Моделирование работы корреляционного измерителя емкости и тангенса угла диэлектрических потерь в пьезокерамике // Известия ВолгГТУ. Межвузовский сборник. Сер. «Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь».- Вып.1, № 6(32), 2007 г. стр.89-93.

References

1. Kushnir F.V. Electro-radio measurements. – Leningrad: Energoatomizdat Publ., 1983. – 315 p.
2. Baskakov S.I. Radio-technical circuits and signals. – Moscow: Higher School, 1988. – 448 p.
3. Franks, L. Signal theory. – Moscow: Soviet Radio, 1974. – 344 p.
4. Glazunov R.V., Vasilyev A.F., Zakharchenko V.D. Modelling of correlational piezoceramic capacity and dielectric loss angle tangent meter operation // Izvestia VSTU. «Electronics, measurement equipment, radiotechnics and communications» series. - Issue1, № 6(32), 2007, pp.89-93.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ЯЧЕЙКИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

А. М. Бобрешов[1], И. С. Коровченко[1], А. В. Олейников[1],К. А. Прохоров[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается измерение параметров анализатора импульсных сигналов на основе акустооптической ячейки. Проводится обоснование выбора акустооптической ячейки в качестве основного компонента устройства. Приводится алгоритм определения основных параметров анализатора при помощи различных импульсных методов. В статье произведено сравнение результатов численного моделирования и экспериментальных кривых отклика регистрирующего устройства, на основе чего сделаны выводы

Ключевые слова: широкополосные сигналы, ШПС, дифракция Брэгга, акустооптическое взаимодействие, акустооптическая ячейка, приёмник.

USE OF ACOUSTIC OPTICAL CELL FOR DETERMINING THE PARAMETERS OF PULSE SIGNALS

A. M. Bobreshov[1], I. S. Korovchenko[1], A. V. Oleynikov[1], K. A. Prokhorov[1]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. Measurement of analyzer's parameters of pulsed signals based on an acousto-optic cell is considered. We validate our choice of acoustooptic cell as a main component of the analyzer. An algorithm for determining the basic parameters of a measuring device using various pulse methods is given. The article compares the results of numerical simulation and experimental response curves of the receiver, on the basis of which conclusions were made.

Keywords: broadband signals, PSS, Bragg diffraction, acousto-optic interaction, acousto-optic cell, receiver.

1. Введение

Импульсные сигналы находят все более широкое применение в современной радиоаппаратуре. Системы, использующие подобные сигналы, имеют ряд преимуществ перед прочими: сложность обнаружения и дальнейшего декодирования сигнала, лучшие характеристики электромагнитной совместимости. В то же время генерация, излучение, прием и обработка, а также разработка соответствующих блоков радиоэлектронной аппаратуры, представляет определенные трудности, для традиционной схемотехнической электроники, поскольку необходимо обеспечивать высокие требования к широкому диапазону частот, малым длительностям сигналов и скорости их обработки [1,2]. В связи с этим представляет большой интерес использовать альтернативные технические решения, в частности преимущества акустооптики, для создания анализаторов импульсных сигналов.

Целью данной работы является экспериментальное исследование параметров импульсных сигналов различной длительности при помощи акустооптической ячейки.

2. Обоснование выбора кристалла

Основной причиной выбора акустооптической ячейки для приема импульсных сигналов являются особенности акустооптического взаимодействия, которое, в общем случае, можно охарактеризовать частотой акустических колебаний, поляризацией и направлением распространения оптического излучения. Основой эффекта, с физической точки зрения, является изменение диэлектрической проницаемости и, следовательно, показателя преломления под действием возникающих в условиях волнового движения механических напряжений и деформаций (акустических волн). При этом возможно два различных режима дифракции: Рамана-Ната (характеризуется множеством боковых дифракционных максимумов) и Брэгга (только один боковой максимум). Особенностью дифракции Брэгга является возможность получения в выходной плоскости пространственно-распределенного оконного преобразования Фурье от входного сигнала [3].

В случае использования схемотехнических решений сложность согласования различных цепей влияет на импульсный сигнал, который будет претерпевать искажения – уширение спектра и увеличение длительности импульса, фильтрацию в определенных диапазонах частот и переотражения [4]. Данных недостатков лишен акустооптический кристалл, в котором отсутствует дисперсия акустической волны, поскольку скорость распространения не зависит от частоты.

3. Экспериментальное исследование параметров импульса

Согласно [3] отклик акустооптической ячейки на радиоимпульс должен иметь линейную зависимость от длительности импульса, при условии равенства амплитуд используемых импульсов. Однако, приведенные на рисунке 1 теоретическая и полученная в ходе исследования экспериментальная кривая имеют существенные расхождения в области малых длительностей. Данное несоответствие указывает на несогласованность полосы анализатора. Основными причинами расхождения являются недостаточная полоса пропускания пьезопреобразователя, селективность акустооптического преобразования по углу (недостаточная мгновенная ширина полосы при фиксированном угле), а также возможные нелинейности и шумы фотодиода.

Среди видов модуляции импульсной последовательности можно выделить следующие: изменение периода следования импульсов, манипуляция фазой прихода импульса, манипуляция длительностью импульсов. Исследование дифракционной картины в зависимости от длительности импульса представлено ниже. Структурная схема измерительной установки представлена на рисунке 2. Сигналы с генератора импульсов 1 подаются на модулирующий вход векторного генератора 2, с выхода которого сформированная последовательность радиоимпульсов подается на образец 4. Параметры импульсной последовательности определяются по зависимости интенсивности излучения лазера 3 от угла, которая представляет собой пространственный спектр исследуемой импульсной последовательности. Величина интенсивности измеряется при помощи фотодиода BPW24R с собирающей линзой.

Следует отметить, что физические размеры линзы выбираются исходя из дальности расположения экрана и минимальной длительности импульсов. Это связано с тем, что при уменьшении длительности модулирующего импульса будет расширяться полоса сигнала, что приведет к распределению мощности по спектру. Кроме того, для корректного анализа длительности сигнала необходимо, чтобы в среде распространялся только один исследуемый импульс. Это накладывает ограничение на частоту повторения[5].

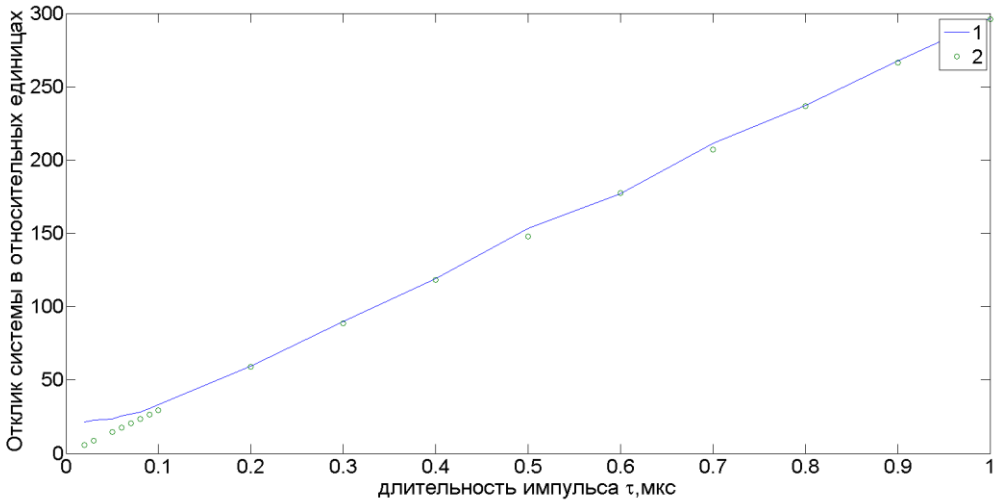


Рис.1 Зависимость отклика фотоумножителя от длительности импульса.
1) теоретическая кривая; 2) экспериментальная кривая;

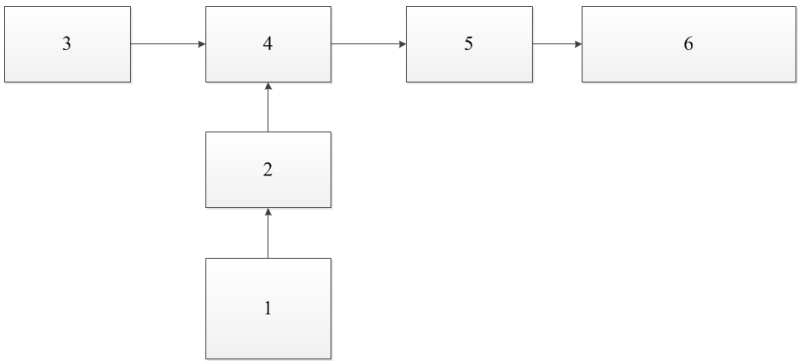


Рис. 2 Структурная схема анализатора
1) генератор импульсов, 2) векторный генератор, 3) лазер, 4) акустооптическая ячейка, 5) линза, 6) регистрирующее устройство.

С целью анализа полной энергии оптического сигнала физические размеры линзы должны быть больше, чем размер дифракционного максимума в пространстве. Полученный сигнал усиливается операционным усилителем AD8055 и подается на вход осциллографа. Данные с осциллографа анализируются в среде Matlab, где производится сравнение полученной кривой с кривой разряда конденсатора. Типовая осциллограмма сигнала представлена на рисунке 3.

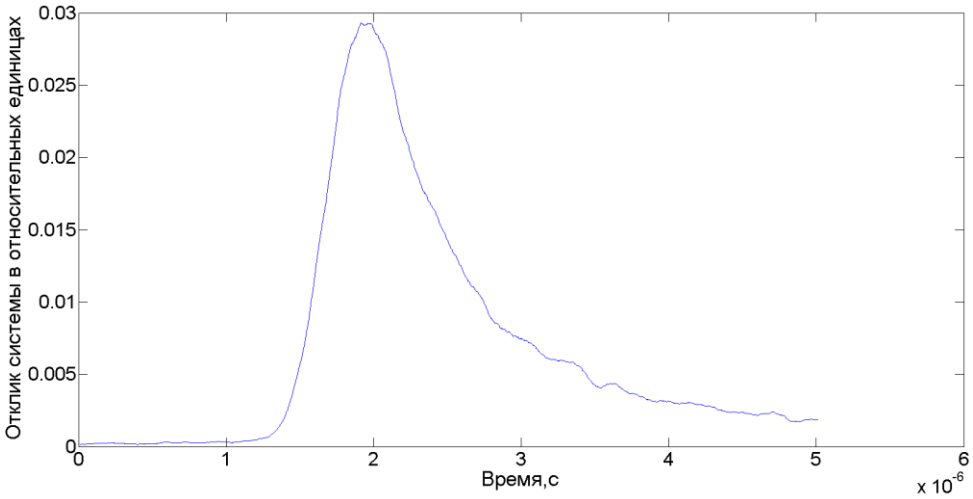


Рис. 3 Отклик системы при анализе квазирадиоимпульса длительностью 630нс

Общая схема регистрирующего устройства приведена на рисунке 4. На рисунке 5 представлена электрическая схема включения. В начальный момент распространения акустической волны интенсивность лазера, падающая на фотодиод, начинает увеличиваться. Сигнал проходит через конденсатор C_1 и усилитель и попадает на конденсатор C_5. Во время распространения импульса в среде интенсивность на диоде стабилизируется и в случае равномерного распределения интенсивности лазера ток через конденсатор C_1 становится равным нулю. В противном случае, полученная нестабильность интенсивности будет изменять напряжение на конденсаторе C_5. После того как импульс полностью пройдет среду, интенсивность на фотодиоде начнет падать и конденсатор C_5 начнет разряжаться. Именно эти контрольные точки позволяют определить параметры принимаемого импульса. Для определения точки начала разряда конденсатора C_5 следует найти точку расхождения кривой разряда и экспериментальной кривой. Далее проводится линия и рассчитывается разность точек пересечения. Получившийся временной отрезок определяется как время распространения в кристалле плюс длительность импульса. Отсюда при известной длительности импульсов можно получить скорость акустической волны в кристалле. Верно и обратное, зная время распространения в кристалле можно рассчитать длительность принимаемых импульсов.

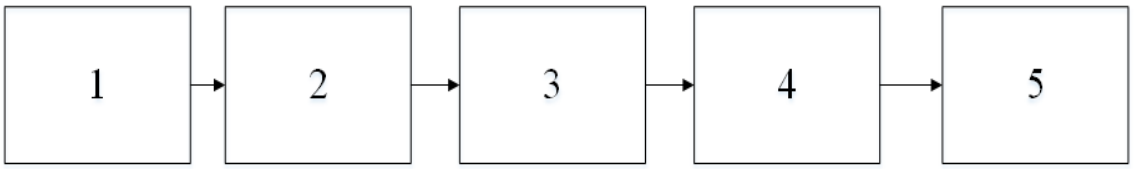


Рис. 4 Общая схема измерительного устройства

1) Фотодиод BPW24R; 2) Конденсатор C_1; 3) Усилитель AD8055 4) Конденсатор C_5; 5) Осциллограф.

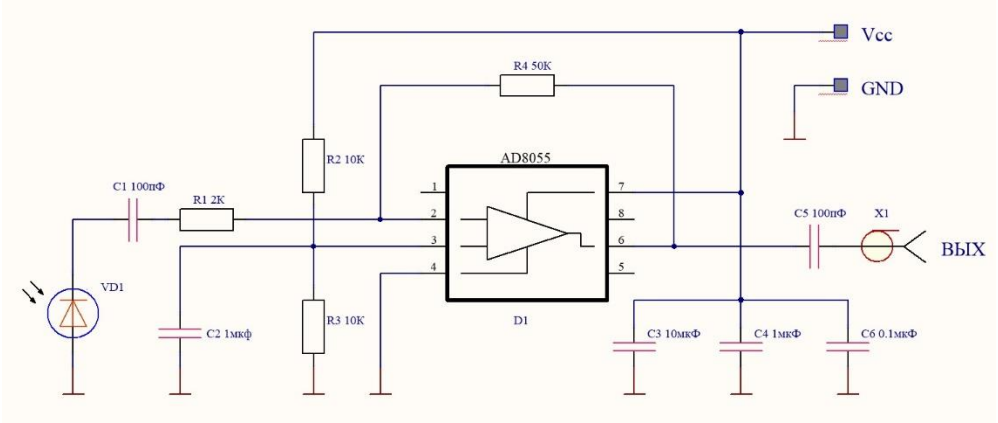


Рис. 5 Электрическая схема регистрирующего устройства

Кроме того, благодаря данному методу становится возможным оценить распределение интенсивности лазера по форме пика. Из рисунка 6 видно, интенсивность падающего излучения распределена неравномерно. В ходе работы было установлено, что это связано с неравномерностью интенсивности лазерного излучения.

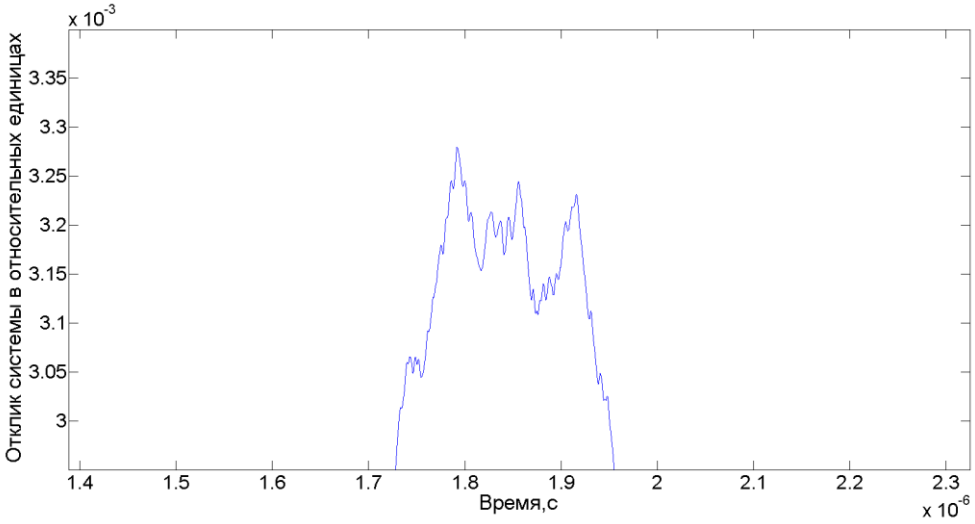


Рис. 6 Отклик, полученный при неоднородном лазерном пучке

4. Заключение

Полученные результаты однозначно характеризуют принимаемый сигнал, что позволяет сделать вывод о применимости данного метода для измерения параметров импульсных сигналов.

5. Благодарности

Работа выполнена в рамках базовой части Государственного задания (3.8122.2017/8.9).

Литература

1. Лазоренко О. В.,Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Основные понятия, модели и методы описания. // Радиофизика и радиоастрономия , 2008, Т. 13, - С.166-194.
2. Лазоренко О. В.,Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Методы анализа и применение. // Радиофизика и радиоастрономия, 2008, Т. 13, - С.270-322.
3. Балакший В. И., Парыгин В.Н., Чирков Л.И. Физические основы акустооптики М.: Радио и связь, 1985. - 278 с.
4. Ермаков Г. В., Калугин Д. С., Литовченко Д. М., Рогуля А. В. . Особенности, проблемы и возможности сверхширокополосной радиолокации. // Системы обработки информации, 2005, №4. - С. 30-42.
5. Бобрешов А.М., Коровченко И.С., Олейников А.В. Измерение акустической скорости акустооптического кристалла в широкополосных преобразователях частоты. // Радиотехника, 2018, №3. - С.70-74.

References

1. Lazorenko O. V., Chernogor L. F. The Ultrawideband Signals and Physical Processes. 1. Basic Concepts,Models and Description Methods. // Radiophysics and radioastronomy, 2008, Vol.13, - Pp. 166-194.
2. Lazorenko O. V., Chernogor L. F. The Ultrawideband Signals and Physical Processes. 2. Analysis Methods and Application. // Radiophysics and radioastronomy, 2008, Vol.13, - Pp. 270-322.
3. Balakshi V. I., Parigin V. N., Chirkov L.I. Physical Basics of Acousto-Optics M.: Radio and communication, 1985. - 278 p.
4. Ermakov G.V., Kalugin D.S., Litovchenko D.M., Rogulya A.V. Features, problems and possibilities of ultra wideband radar. // Information processing systems, 2005, №4. - Pp. 30-42.
5. Bobreshov A.M., Korovchenko I.S., Oleynikov A.V. Measurement of the acoustic velocity of an acousto-optic crystal in broadband frequency converters. // Radio Engineering, 2018, №3. - Pp.70-74.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ЕГО ИМПУЛЬСНОЙ НАКАЧКЕ

А. М. Бобрешов[1], А. Ю. Горяинова[1], А. С. Жабин[1], В. А. Степкин[1], Г. К. Усков[1]

[1] ФГБОУ ВО Воронежский государственный университет (ФГБОУ ВО ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация: В работе предложен способ управления длительностью сверхкоротких импульсов, формируемых генератором на основе диода с накоплением заряда. Для управления использовалась зависимость времени переключения диода от величины накопленного заряда, контролируемого длительностью импульса накачки. В результате предложен генератор сверхкоротких однополярных импульсов с диапазоном длительностей от 450 пс до 700 пс.

Ключевые слова: диод с накоплением заряда, сверхширокополосные сигналы, субнаносекундный импульс, генератор сверхкоротких импульсов.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF STEP RECOVERY DIODE SWITCHING WITH SMALL STORAGE TIME

A. M. Bobreshov[1], A. U. Goryainova[1], A. S. Zhabin[1], V. A. Stepkin[1], G. K. Uskov[1],

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The new method of the ultra-short pulse width tuning produced by the generator based on a step recovery diode was proposed in the paper. The method is based on the dependence of the diode switching time on the amount of the stored charge. The amount of the stored charge was controlled by the storage time variation. As a result, the ultra-short pulse generator with a duration range from 450 ps to 700 ps has been proposed.

Keywords: step recovery diodes, ultra-wide band signals, ultrashort pulses, ultrashort pulse generator.

1. Введение

Сверхкороткие импульсы (СКИ) получили широкое применение в качестве сигналов для радиосистем различного назначения [1, 2]. Требования, предъявляемые к полосе частот используемого сигнала, зависят от конкретной задачи и условий эксплуатации. Так как длительность и полоса частот сверхкороткого импульса взаимно-однозначно определяют друг друга, производители современных генераторов предусматривают функцию перестройки длительности выходного сигнала. [1, 4]. Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) являются, пожалуй, наиболее часто используемыми полупроводниковыми приборами для генерации СКИ, а длительность формируемого импульса зависит от времени переключения диода. Экспериментально было показано [5], что при увеличении прямого тока через диод наблюдается рост времени его переключения в закрытое состояние. В работе [4] управление длительностью осуществлялось при помощи изменения режима работы генератора. Однако, скорость изменения длительности генерируемого сигнала при таком подходе ограничивается инертностью работы источников питания.

Затягивание времени переключения, которое имеет место при росте прямого тока, обусловлено увеличением величины заряда, накопленного в активной области ДНЗ. В

данной работе предложен новый способ управления длительностью генерируемых сверхкоротких импульсов путем контроля времени накопления заряда в ДНЗ. В результате экспериментально удалось получить управляемое изменение длительности формируемого сигнала в диапазоне от 450 пс до 700 пс.

2. Переключение диода с накоплением заряда

Диоды с накоплением заряда обладают P^+-I-N^+ структурой, в которой I область (активная область) собственного типа проводимости находится между сильнолегированными областями P^+ и N^+ типа. В формирователях СКИ ДНЗ выполняет функцию размыкателя тока [6]. При этом можно выделить три стадии в работе диода с накоплением заряда. В начале ДНЗ смещен в прямом направлении (стадия накопления), и имеет место инжекция основных носителей заряда из легированных областей в I область. Рост концентрации дырок и электронов в активной области ограничивается их рекомбинацией и утечкой носителей заряда в легированные области. Заполнение I области диода носителями заряда позволяет ему проводить ток в обоих направлениях. В случаях, когда продолжительность стадии накопления в несколько раз превышает время жизни неосновных носителей заряда, процессы инжекции, утечки и рекомбинации компенсируют друг друга, и наступает состояние динамического равновесия. При этом, величина накопленного заряда пропорциональна значению прямого тока через диод:

$$Q_0 = I_f \tau \,, \tag{1}$$

где Q_0 – величина накопленного заряда, I_f – прямой ток через диод, τ – время жизни неосновных носителей заряда. Если время накопления соизмеримо или меньше времени жизни неосновных носителей заряда [3], справедлива формула:

$$Q_0 = I_f \tau (1 - \exp(-\frac{t}{\tau})) \,. \tag{2}$$

Вторая стадия работы ДНЗ начинается, когда напряжение смещения на диоде меняется с положительного на отрицательное. При этом ток через диод начинает протекать в обратном направлении. В течение этой стадии концентрация накопленного заряда в активной области уменьшается за счет экстракции и рекомбинации. В этом случае, утечку носителей заряда в легированные области можно не рассматривать, так как продолжительность второй стадии соизмеримо со значением τ. Третья стадия (стадия переключения) начинается, когда концентрация накопленного заряда уменьшается до нуля и обратное сопротивление диода резко восстанавливается. При этом обратный ток через диод стремительно убывает до токов пренебрежимо малой величины.

3. Исследование переключения ДНЗ при кратковременной накачке

Экспериментально было показано [5], что увеличение накопленного заряда в активной области ДНЗ приводит к росту времени восстановления его запирающих свойств. В основе предлагаемого способа управления длительностью генерируемого импульсного сигнала лежит зависимость величины накопленного заряда от времени накачки, описываемая выражением (2).

В результате анализа измеренных переходных характеристик ДНЗ были рассчитаны значения величины накопленного заряда Q_0. Измерение переходных характеристик производилось с помощью схемы, представленной на рисунке 1. В качестве исследуемого прибора был выбран отечественный диод с накоплением заряда 2А609Б. Согласно технической документации время жизни неосновных носителей заряда для него составляет 30 нс. В эксперименте продолжительность стадии накопления заряда изменялась в диапазоне от 10 нс до 70 нс с шагом 10 нс. Напряжение источника питания V_2 задавалось равным -5, -10 и -15 В. Напряжение источника питания V_1 равнялось 10В. На рисунке 2 представлены рассчитанные значения величины накопленного заряда для различных длительностей стадии накопления. Сплошными линиями изображены кривые, рассчитанные по формуле (2). На графике можно видеть, что с увеличением продолжительности стадии накопления в диоде накапливается больше заряда. Кроме того, стоит отметить, хорошее соответствие экспериментально измеренных данных и зависимостей, рассчитанных согласно выражению (2).

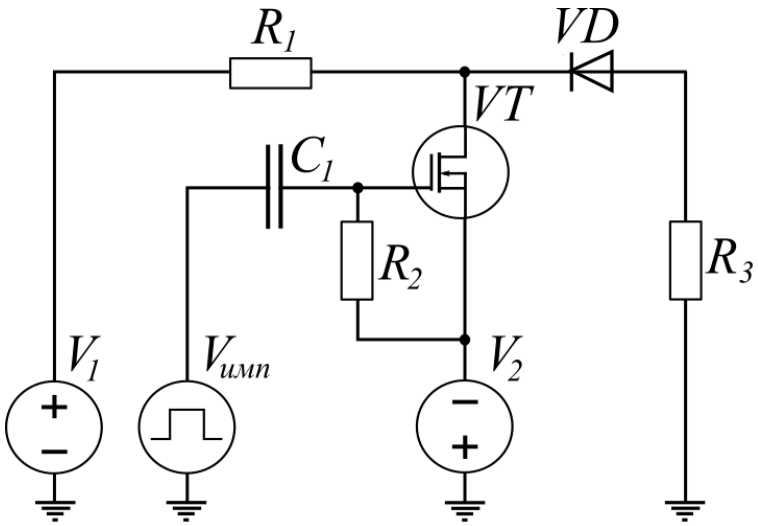


Рис. 1. Схема устройства для измерения переходных характеристик ДНЗ

На рисунке 3 представлены зависимости времени переключения диода с накоплением заряда в закрытое состояние от длительности запускающего импульса. В экспериментах значение последней изменялось в диапазоне от 10 нс до 70 нс. Измерения времени переключения проводились по уровням 0.9 и 0.1 относительно максимального значения обратного тока. Как видно из рисунка, восстановление обратного сопротивления диода замедляется с увеличением времени накопления заряда. Наиболее заметное изменение времени переключения соответствует диапазону длительностей запускающего импульса от 10 до 30 нс. В этом случае продолжительность накачки заряда соизмерима со временем жизни неосновных носителей заряда. При дальнейшем увеличении времени накачки происходит незначительное увеличение времени переключения, которое по-видимому связано с утечкой дырок в базу диода.

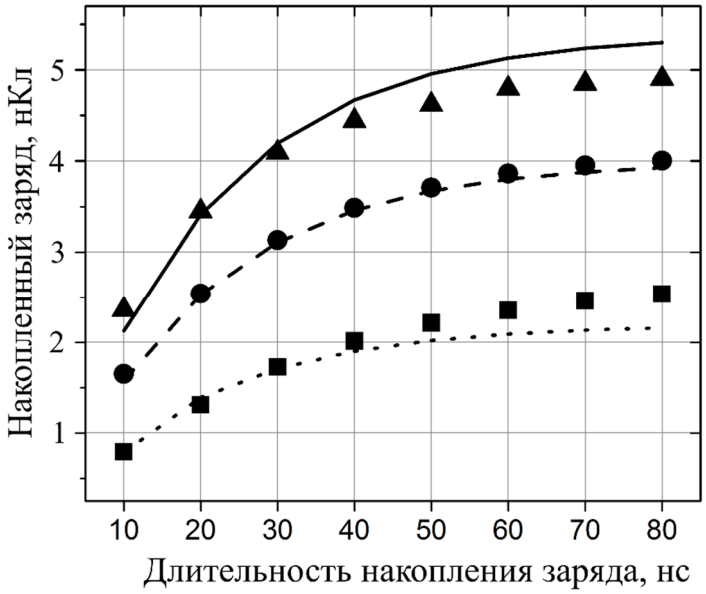


Рис. 2. Зависимость величины заряда от длительности накопления.
Эксперимент: квадраты – 100 мА; круги – 200 мА; треугольники – 300 мА.
Расчет: кривая-точки – 100мА; пунктирная линия – 200 мА; сплошная линия – 300 мА

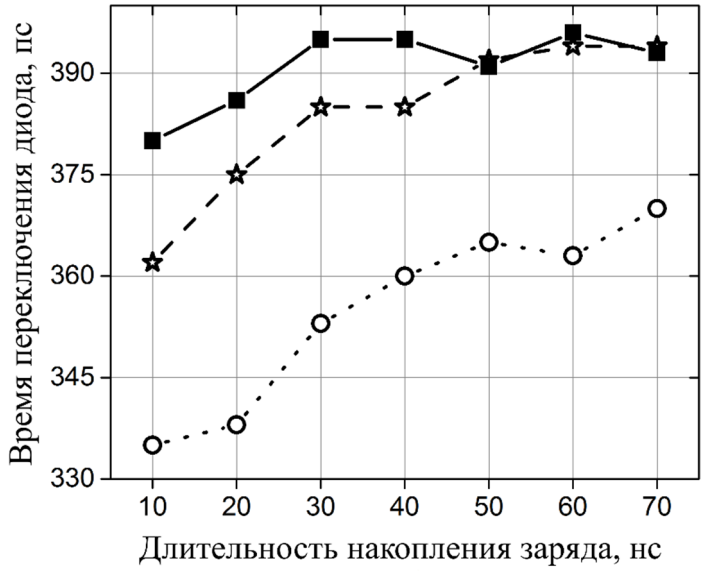


Рис. 3. Зависимость времени переключения от длительности накопления заряда.
Кривая-точки – 100мА; пунктирная линия – 200 мА; сплошная линия – 300 мА

4. Управление длительностью формируемого СКИ

Используя выявленные закономерности был предложен генератор СКИ с перестраиваемой длительностью, схема которого представленная на рисунке 4. Рабочий цикл генератора состоит из трех стадий. Первая стадия начинается, когда запускающий импульс открывает транзистор *VT* и диод VD_1 смещается в прямом направлении. При этом в активной области VD_1 происходит накопление носителей заряда, и ДНЗ переходит в проводящее состояние. Вторая стадия работы генератора начинается при закрытии транзистора *VT*. Диод VD_1 смещается в обратном направлении и имеет место экстракция носителей заряда из его активной области. Третья стадия рабочего цикла генератора

начинается, когда весь накопленный заряд покидает активную область диода VD_1. Высокое обратное сопротивление диода VD_1 стремительно восстанавливается и ток, который до этого протекал через индуктивность L, переключается в цепь нагрузки с формированием на ней импульса субнаносекундной длительности.

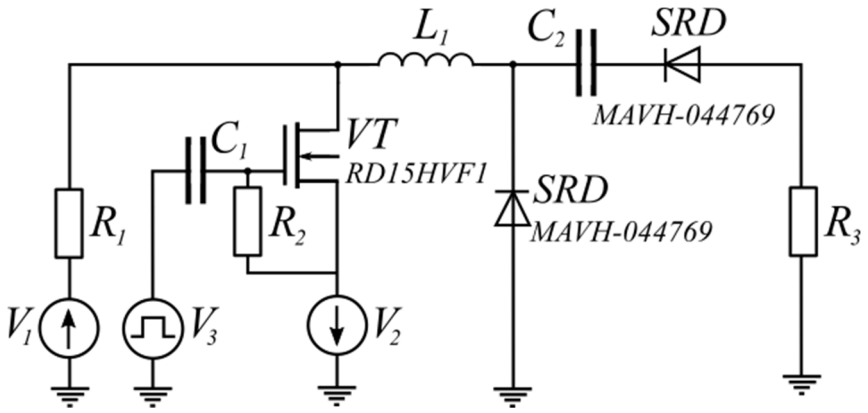


Рис. 4. Схема генератора сверхкоротких импульсов

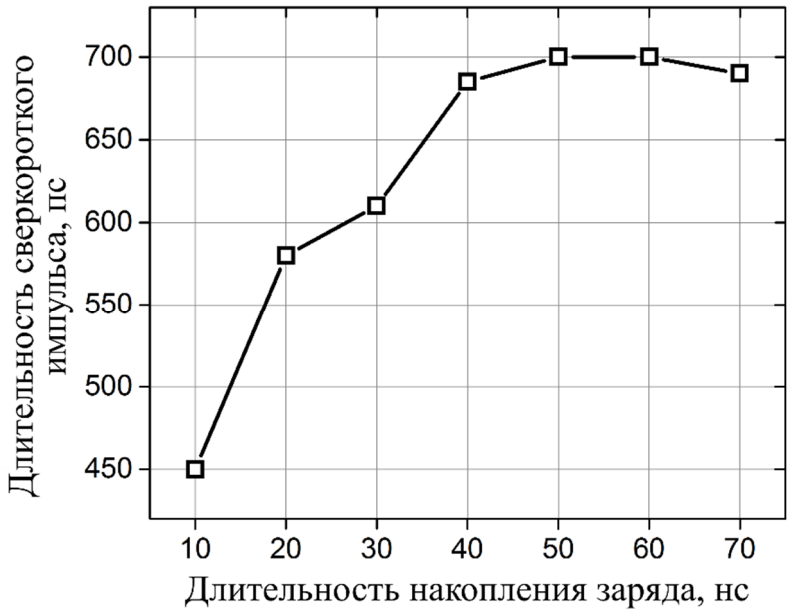


Рис. 5. Зависимость длительности СКИ от длительности стадии накопления заряда

На рисунке 5 представлены экспериментально измеренные длительности формируемого сверхкороткого импульса для различных значений продолжительности первой стадии рабочего цикла генератора. Длительность генерируемого импульса определялась относительно уровня 0,5 амплитуды. При увеличении ширины запускающего сигнала до 40 нс заметен рост длительности формируемого СКИ. Дальнейший рост времени накопления не приводит к существенным изменениям длительности выходного сигнала генератора. Таким образом, контролируя время накачки заряда, удалось добиться изменения длительности формируемого импульсного сигнала в диапазоне от 450 пс до 700 пс.

5. Заключение

В результате экспериментального исследования в работе были получены зависимости времени переключения ДНЗ от продолжительности стадии накопления заряда. Показано, что путем изменения ширины запускающего импульса возможен контроль величины времени переключения ДНЗ и управление длительностью формируемого сверхкороткого импульсного сигнала. На основе исследованных зависимостей предложен способ управления длительностью выходного сигнала генератора сверхкоротких импульсов на ДНЗ. Для исследуемой схемы генератора импульсов на базе диодов с накоплением заряда 2А609Б реализовано управление длительностью выходного сигнала в пределах от 450 пс до 700 пс.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. J. Han, C. Nguyen. Ultra-Wideband Electronically Tunable Pulse Generators. // IEEE Microwave Wireless Component Letters, 2004, Т. 3, № 3. - С. 112-114.
2. A. D. Pitcher, J. J. McCombe, E. A. Eveleigh, N. K. Nikolova. “Compact Transmitter for Pulsed-Radar Detection of On-Body Concealed Weapons.” // 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, 10-15 June 2018, С. 919–922.
3. J. L. Moll, S. Krakauer, R. Shenii. P-N Junction Charge-Storage Diodes. // Proc. of the IRE, 1962, Т. 50, № 1. - С. 43-53.
4. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin, G. K. Uskov. Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, Т. 27, №. 11. - С. 1013 - 1015.
5. А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, В.А. Степкин, Г.К. Усков. Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением длительностью. // Успехи современной радиоэлектроники №11, 2015г. – С.24-28.
6. И. В. Грехов, Г. А. Месяц. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // Успехи физических наук, 2005. – т. 175. – №7. – С. 735-744.

References

1. J. Han, C. Nguyen. Ultra-Wideband Electronically Tunable Pulse Generators. // IEEE Microwave Wireless Component Letters, 2004, Vol. 3, No 3. - Pp. 112-114.
2. Aaron D. Pitcher, Justin J. McCombe, Eric A. Eveleigh, Natalia K. Nikolova. “Compact Transmitter for Pulsed-Radar Detection of On-Body Concealed Weapons.” // 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, 10-15 June 2018, Pp. 919–922.
3. J. L. Moll, S. Krakauer, R. Shenii. P-N Junction Charge-Storage Diodes. // Proc. of the IRE, 1962, Vol. 50, No 1. - Pp. 43-53.
4. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin, G. K. Uskov. Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, Vol. 27, No. 11. - Pp. 1013 - 1015.
5. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin, G. K. Uskov. Ultrashort pulse generator with electronically tuneable duration. // Achievements of Modern Radioelectronics No11, 2015г. – Pp.24-28.
6. I. V. Grekhov, G. A. Mesyats. Nanosecond semiconductor diodes for pulsed power switching // Uspekhi Fizicheskikh Nauk, 2005. – Vol. 175. – №7. – Pp. 735-744.

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС «УНИВЕРСАЛЬНАЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМАЯ РАДИОСИСТЕМА»

Д.В. Журавлев, М. А. Сиваш, О. В. Бойко

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, РФ

Аннотация. В данной работе объектом исследования является возможность построения универсальной программно-определяемой радиосистемы сравнительно малых размеров и широкими возможностями по выполнению. В процессе работы проводились экспериментальные исследования передачи сигналов программно-определяемым модулем микрокомпьютера Raspberry Pi модели 3B, подробно были изучены принципы передачи сигналов в широком частотном диапазоне, исследовались его максимальные возможности на базе технологии программно-определяемого радио. Эффективность комплекса определяется его малыми размерами, быстрым развертыванием, высоким быстродействием, точностью вычисления частоты работы источников сигналов.

Ключевые слова: лабораторный комплекс, мобильность, система мониторинга, связь, прием, передача.

LABORATORY COMPLEX «UNIVERSAL SOFTWARE-DEFINED RADIO SYSTEM»

D.V. Zhuravlev, M.A. Sivash, O.V. Boyko

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia Federation

Abstract. In this paper, the object of the study is the possibility of building a universal software-defined radio system of relatively small size and wide possibilities for implementation. In the course of work, experimental studies of signal transmission by the software-defined module of the Raspberry Pi model 3B microcomputer were carried out, the principles of signal transmission in a wide frequency range were studied in detail, its maximum capabilities were investigated on the basis of the software-defined radio technology. The efficiency of the complex is determined by its small size, rapid deployment, high speed with round-the-clock operation, the accuracy of calculating the frequency of signal sources.

Keywords: laboratory complex, mobility, monitoring system, communication, reception, transmission.

1. Введение

Начало XXI века ознаменовалось бурным развитием новых технологий в радиотехнике. Очередной научно-технический прогресс вывел радиоэлектронику на совершенно новый уровень, переведя ее практически полностью в цифровой вид. Современные технологии позволяют создавать радиоэлектронные устройства с

широчайшими возможностями, позволяющими применять их в самых различных сферах деятельности цивилизации. Как база XX века послужила для разработок XXI, так и технология, о которой пойдет речь в данной работе, появилась в результате хорошо изученных и активно используемых методов передачи и приема радиоволн. Речь идет об SDR (Software-defined radio – программно-определяемом радио), которая включает в себя как привычное использование радиоволн, так и новые технологии, а также способы обработки радиосигналов, позволившие выйти на новый уровень качества и визуализации итоговых результатов. Она позволяет организовать достаточно мощную радиоэлектронную систему широкого спектра применения за счет разработки специального программного обеспечения для нее и, что особенно важно, при минимальных затратах на аппаратную часть, никоим образом не ухудшая технические характеристики разрабатываемой РЭС. Использование в данной технологии микроконтроллера как достаточного мощного вычислительного устройства с широкими возможностями, построенного на одной микросхеме вместо целого набора, значительно снижает размеры, энергопотребление и стоимость построенных на его базе устройств. В данной работе будет рассмотрено построение универсальной программно-определяемой радиосистемы для комплекса «УПОР». В рамках лабораторного проекта, возможности комплекса направлены на исследовательские и учебные цели. В основе проекта лежит вышеупомянутая технология, позволяющая разработать требуемый комплекс достаточно компактным и мобильным, в то же время обладающим достаточно хорошими техническими характеристиками, за счет чего будет организовано успешное выполнение требуемых задач обнаружения источников радиоизлучения, проведения анализа принимаемых радиосигналов. На этом возможности разработанного изделия не заканчиваются – данный комплекс, за счет применяемой в нем технологии, имеет огромный потенциал для дальнейшего развития и модернизации, постоянного наращивания его функционала, как аппаратного, так и программного. Некоторые из них применены в данной работе и будут наглядно представлены.

2. Описание лабораторной установки

Изделие имеет возможность выполнять следующие требуемые задачи как автономно, так и в составе дополнительных единиц комплекса: обеспечение автономного электропитания при работе всех составных частей комплекса; минимальное потребление электроэнергии составными частями комплекса при использовании автономных источников электропитания; мобильность комплекса, его быстрое развертывание и минимальное время подготовки к работе; широкий частотный диапазон работы радиоприемных и радиопередающих устройств всех составных частей комплекса, возможность мониторинга в радиочастотном эфире сразу нескольких источников радиоизлучения; проведение анализа принимаемых радиосигналов сразу от нескольких источников радиоизлучения, исследование различных современных протоколов цифровой связи; мощные вычислительные возможности (аппаратная составляющая) составных частей анализа для обеспечения минимального времени

обработки принимаемых радиосигналов; использование нескольких антенно-фидерных систем (далее – АФС) для организации работы комплекса в различных радиочастотных диапазонах (ДВ, СВ, КВ, УКВ).

Далее на рисунке 1 представлена общая структурная схема комплекса «УПОР».

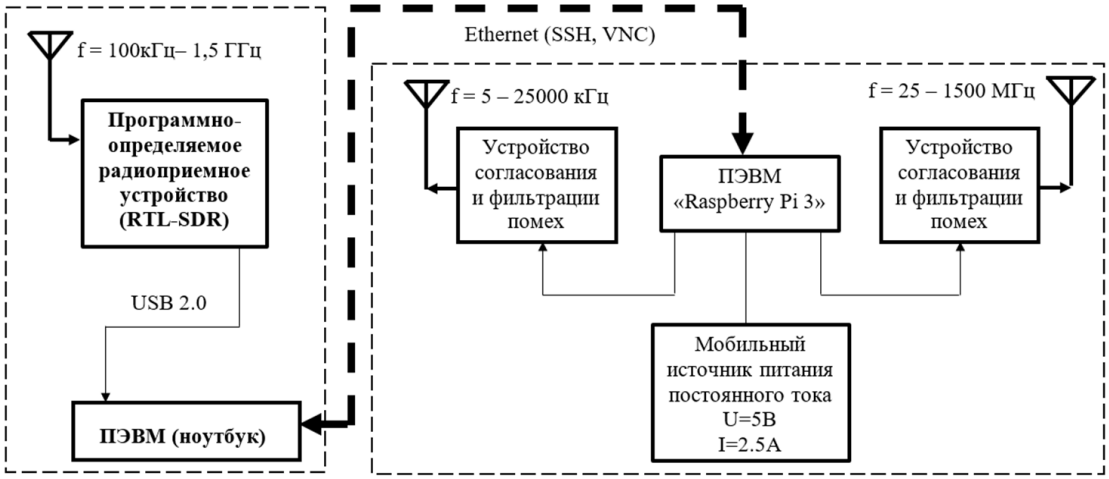


Рис. 1.

Система связи между единицами комплекса организована как по радиоканалу протокола IEEE 802.11n (Wi-fi 2.4 ГГц), а также по широкополосному радиоканалу с частотным диапазоном 1.5 кГц – 1.5 ГГц протокола Bell различных модификаций со скоростью 300, 700, 2100, 2400 и 4800 бит в секунду, а также RTTY со скоростью 45 бит в секунду.

3. Испытания прототипа

Далее были проведены лабораторные испытания комплекса. На рисунке 2 представлен общий внешний вид прототипа лабораторного комплекса «УПОР».

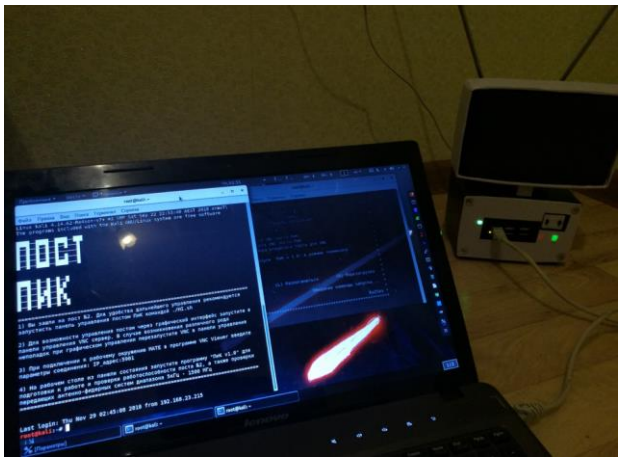


Рис. 2

На рисунке 3 представлена меню утилиты анализа, приема, декодирования и мониторинга.

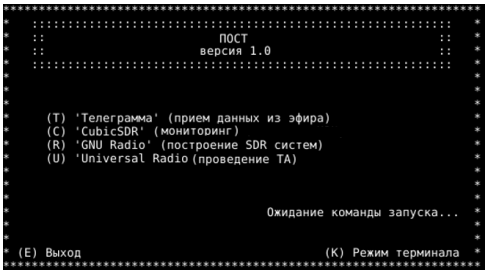
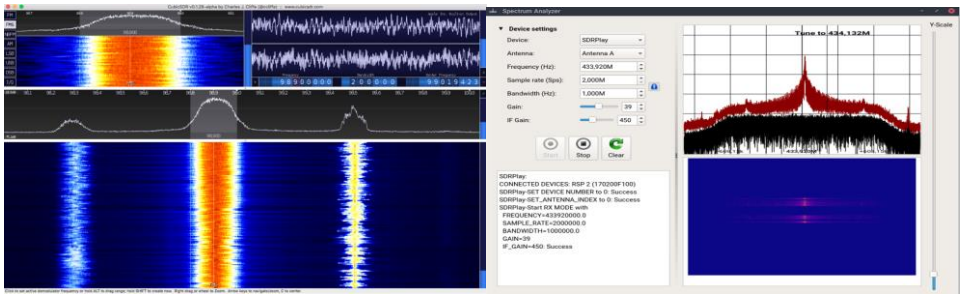


Рис. 3.

Ниже приведены примеры работы некоторых из режимов утилиты анализа, приема, декодирования и мониторинга (рис. 4-6).



а) б)

Рис. 4. Внешний вид программы «CubicSDR» (а) и «URH» (б)

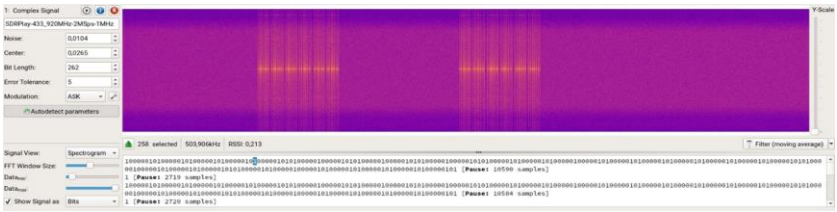


Рис. 5. Демодуляция ранее записанного радиосигнала и преобразование его в битовые последовательности.

Произвели поиск и в результате были найденные требуемые нам станции в количестве трех штук (рис. 6.). Источники работают на частотах 98.1 МГц, 99.1 МГц и 99.5 МГц с хорошим качеством стерео звучания.

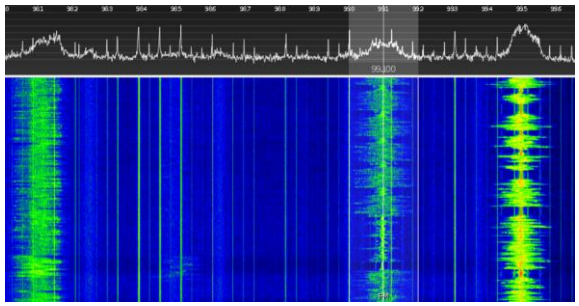


Рис. 6. Найденные вещательные станции гражданского FM диапазона.

На рисунке 7 представлен процесс подавления. Видим, что ширина спектра сигнала, обеспечивающего подавление работающих источников радиосигналов, около 1300 кГц. Однако, это не предел, и заметим, что в ходе проведения в дальнейшем

дополнительных исследований для модернизации прототипа и комплекса «УПОР» в целом в будущем, это значение будет увеличено.

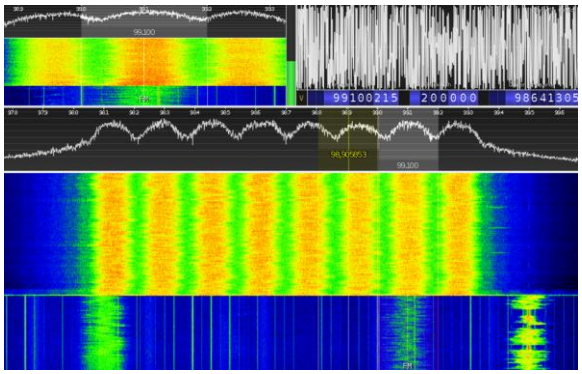


Рис. 7.

Проведенные исследования в пределах лаборатории показали, что комплекс «УПОР» удовлетворяет поставленным задачам. Интерфейс программного обеспечения интуитивно понятен и прост. Данный комплекс имеет возможность модернизации и дальнейшего аппаратного и программного обеспечения.

4. Заключение

Разработанный лабораторный комплекс показал высокую эффективность при изучении и исследовании студентами принципов работы программно-определяемого радио, отличия современного подхода к построению радиоприемных и радиопередающих устройств от классического. Изделие позволяет организовать систему радиомодемной связи по нескольким протоколам, что дает студентам в дальнейшем понять способы и методы кодирования информации в радиоканале.

Литература

1. Бойко О. В., Журавлев Д. В., Сафонов И. А. Исследование возможности построения системы мониторинга 2G-5G сетей на основе коммерческой SDR платформы / Бойко О.В. // RLNC 2018 «Радиолокация, навигация, связь»: материалы XXIV междунар. науч.-техн. конф. в 5-ти томах, Воронеж. 2018, - Т. 5, – С. 37-45;
2. Robert W. Stewart, Kenneth W. Barlee, Dale S. W. Atkinson, Louise H. Crockett «Software Defined Radio using MATLAB® & Simulink® and the RTL-SDR» / Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde Glasgow, Scotland, UK, 1st Edition (revised);

References

1. Boiko O. V., Zhuravlev D. V., Safonov I. A. Research of the possibility of building a monitoring system of 2G-5G networks on the basis of a commercial platform / Boiko O. V. / / RLNC 2018 "Radar, navigation, communication": materials XIV mezhdunarod. scientific.- techne. Conf. in 5 volumes, Voronezh. 2018, - Vol. 5, - P. 37-45;
2. Robert W. Stewart, Kenneth W. Barlee, Dale S. W. Atkinson, Louise H. Crockett «Software Defined Radio using MATLAB® & Simulink® and the RTL-SDR» / Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde Glasgow, Scotland, UK, 1st Edition (revised);

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БИФУРКАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИСН

А. А. Вороной[1], Д. Л. Мясников[1], А. А. Кузьменко[1]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. В данной статье рассмотрены бифуркации в нелинейных динамических системах и уделяется особое внимание бифуркациям – кризисам, которые отождествляются с катастрофами в системах. Качественное изменение фазового портрета, происходящее при изменении параметра системы μ, называется бифуркацией фазового портрета. Значение параметра системы $\mu=\mu_0$, при котором происходит бифуркация, называется бифуркационным значением параметра (или точкой бифуркации).

Ключевые слова: катастрофа; бифуркации; нелинейные системы; фазовый портрет.

A MATHEMATICAL MODEL OF THE BIFURCATION PROCESSES IN PULSE VOLTAGE REGULATOR

A. A. Voronoy[1], D. L. Myasnikov[1], A. A. Kuzmenko[1]

[1]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. In this article bifurcations in nonlinear dynamical systems are considered and special attention is paid to bifurcations-crises, which are identified with catastrophes in systems. The qualitative change in the phase portrait that occurs when the parameter μ of the system changes is called the bifurcation of the phase portrait. The value of the system parameter $\mu=\mu_0$, at which bifurcation occurs, is called the bifurcation value of the parameter (or bifurcation point).

Keywords: catastrophe; bifurcations; nonlinear systems; phase portrait**.**

1. Введение

Слово «бифуркация» означает «раздвоение» и употребляется как название любого скачкообразного изменения, происходящего при плавном изменении параметров в любой системе описываемой системой дифференциальных уравнений. В данной работе изучаются бифуркации фазовых портретов систем дифференциальных уравнений на примере импульсного стабилизатора напряжения (ИСН).

2. Математическая модель в ненасыщенном режиме

Запишем уравнения состояния для системы импульсного регулятора в течение двух интервалов включения: импульса DT и паузы $D'T$. В течение каждого интервала имеет место система линейных дифференциальных уравнений:

в течение интервала DT_S (ключевой транзистор включен)

$$K\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u, \qquad (1)$$

в течение интервала $D'T_S$ (ключевой транзистор выключен)

$$K\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u\ , \qquad (2)$$

где D - коэффициент заполнения импульсов, $D' = 1 - D$, T - время одного периода ШИМ;

$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_L \\ V_C \end{pmatrix}$ - вектор переменных состояния, являющийся током в индуктивности и напряжением на емкости регулятора;

u – входное воздействие, $u = V$ (входное напряжение);

A_1, A_2 – квадратные матрицы переменных состояния силовой части регулятора, составленные на основании законов Кирхгофа.

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_H C} \end{pmatrix};\quad A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_H C} \end{pmatrix}.$$

B_1, B_2 – прямоугольные матрицы коэффициентов внешнего источника (входного напряжения), составленные на основании законов Кирхгофа для его силовой части.

$$B_1 = B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Найдем решение системы (1) на интервале DT

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u\ .$$

$\varphi(t) = e^{\mathbf{A_1}t}$ - фундаментальное решение системы (1).

$x(t) = e^{\mathbf{A}_1 t} x_0 + \int_0^t e^{\mathbf{A}_1 (t-s)} B_1 u ds$ - формула вариации произвольных постоянных, где значение матричного экспоненциала:

$$e^{\mathbf{A}_1 t} \approx I + \mathbf{A_1}t + \frac{\mathbf{A_1^2}t^2}{2!} + \frac{\mathbf{A_1^3}t^3}{3!} + \ldots .$$

В виду малости величины t $\left(t < T = \frac{1}{f_k}\right)$ по абсолютной величине, значение матричного экспоненциала принимается равным:

$e^{\mathbf{A}_1 t} \approx I + \mathbf{A_1}t$ или $e^{\mathbf{A}_1 t} - I \approx \mathbf{A_1}t$, где $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ - единичная матрица.

$$e^{\mathbf{A}_1 (t-s)} \approx I + \mathbf{A_1}(t-s)\ .$$

Следовательно

$$x(t) = (I + \mathbf{A_1}t)x_0 + \int_0^t \left[B_1 u + B_1 u \mathbf{A_1}(t-s)\right] ds = (I + \mathbf{A_1}t)x_0 + B_1 u t + \frac{B_1 u \mathbf{A_1} t^2}{2}\ .$$

$$x(t) = (I + A_1 t)x_0 + B_1 u t\ .$$

Решение системы (1) на интервале $0 \le t \le DT_S$ примет вид:

$$x(t) = (I + A_1 t)x(0) + B_1 ut \,, \tag{3}$$

Аналогично найдем решение системы (2) на интервале $DT_S \le t \le T_S$

$$x(t) = (I + A_1(t - DT_S))x(DT_S) + B_1 u(t - DT_S) \,. \tag{4}$$

Комбинируя уравнения, (1), (2) в моменты времени $t = DT_S$ и $D'T_S$ соответственно, с учетом $D'T_S = t - DT_S$ получаем:

$$x(T_s) = \left[I + T_s (DA_1 + D'A_2) \right] x(0) + T_s (DB_1 + D'B_2) u \,. \tag{5}$$

Перенося полученное соотношение на n+1 интервал включения ключевого элемента, получим следующее итерационное выражение.

$$x((n+1)T_S) = x_{n+1} = [I + T_S (D_n A_1 + D'_n A_2)] x_n + T_S (D_n B_1 + D'_n B_2) u \,. \tag{6}$$

Это уравнение является основным уравнением, которое описывает переходный процесс системы; это итерация значений $x(T_S)$ и $x((n+1)T_S)$.

Желаемая точка покоя

$$x_{n+1} = x_n = x_0 \,, \; D_{n+1} = D_n = D_0 \,. \tag{7}$$

На рисунке 1 представлен график функции x_{n+1}.

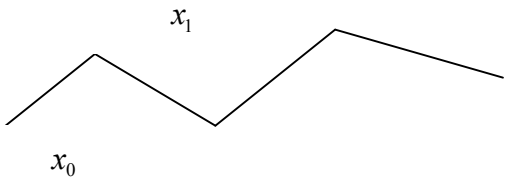


Рис. 1 График функции x_{n+1}

Функция x_{n+1} получается из функции x_n (Рис. 1).

Подставляя значения (7) в уравнение (6) и решая его относительно x_0, находим положение равновесия.

$$x_{n+1} = x_n = x_0 = [I + T_s (D_0 A_1 + D'_0 A_2)] x_0 + T_s (D_0 B_1 + D'_0 B_2) u \,,$$

$$x_0 = -\frac{(D_0 B_1 + D'_0 B_2) u}{D_0 A_1 + D'_0 A_2} \,. \tag{8}$$

Удобно для анализа перенести оси координат так, чтобы точка покоя (точка, в которой выходные величины регулятора являются номинальными) находилась в начале координат. Это возможно с помощью замены переменных.

$$x_n = x_0 + \bar{x}_n \,, \; D_n = D_0 + d_n \,. \tag{9}$$

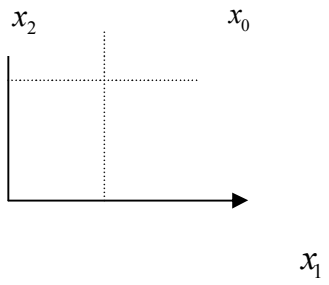


Рис. 2 Перенос точки покоя в начало координат

Подставляя выражения формулы (9) в уравнение (6), получим дискретное уравнение, которое описывает работу импульсного регулятора в нормальном, ненасыщенном режиме.

$$D_n' = 1 - D_n = 1 - D_0 - d_n = D_0' - d_n$$

$$x_0 + \bar{x}_{n+1} = \left[I + T_s\left(\left(D_0 + d_n\right)A_1 + \left(D_0' - d_n\right)A_2\right)\right]\left(x_0 + \bar{x}_n\right) + T_s\left(\left(D_0 + d_n\right)B_1 + \left(D_0' - d_n\right)B_2\right)u$$

$$\bar{x}_{n+1} = \left[I + T_s\left(D_0A_1 + D_0'A_2\right)\right]\bar{x}_n + T_s\left[\left(A_1 - A_2\right)x_0 + \left(B_1 - B_2\right)u\right]d_n + T_s d_n\left(A_1 - A_2\right)\bar{x}_n . \quad (10)$$

Где

$$d_n = -f^T\bar{x}_n , \quad (11)$$

f^T - матрица-строка коэффициента усиления цепи обратной связи,

$\bar{x}_n$ - матрица-столбец векторов состояния.

От дискретного уравнения (10) перейдем к дифференциальному уравнению с помощью аппроксимации разностного оператора дифференциальным (формула Эйлера).

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \frac{\bar{x}_{n+1} - \bar{x}_n}{T_S} , \quad (12)$$

где T_S - шаг.

В результате

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \left(D_0A_1 + D_0'A_2\right)\bar{x}(t) + \left[\left(A_1 - A_2\right)x_0 + \left(B_1 - B_2\right)u\right]d(t) + d(t)\left(A_1 - A_2\right)\bar{x}(t) . \quad (13)$$

Где

$$d(t) = -f^T\bar{x}(t) .$$

Уравнение (13) – непрерывное уравнение, которое описывает работу импульсного регулятора в нормальном, ненасыщенном режиме.

Анализ уравнения (13) будет рассмотрен в дальнейшем.

Уравнение (13), описывающее динамику процесса в ненасыщенном режиме, может иметь положения равновесия (“виртуальные”), расположенные в физически нереализуемой области или области насыщения.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

Рассмотрим выражение для коэффициента заполнения импульсов

$$D(t) = D_0 + d(t)$$

$$d(t) = -f_1 I_L - f_2 V_c = -f^T \bar{x} \quad (14)$$

Где

$$f^T = (f_1, f_2);$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_L \\ V_C \end{pmatrix};$$

D_0 - коэффициент заполнения импульсов в номинальном режиме (точке покоя);

f_1 - коэффициент усиления цепи обратной связи по току;

f_2 - коэффициент усиления цепи обратной связи по напряжению.

$$D_{\min} < D(t) < D_{\max}.$$

$$D_{\min} < D_0 - f^T \bar{x} < D_{\max}.$$

Это иллюстрирует рисунок 3.

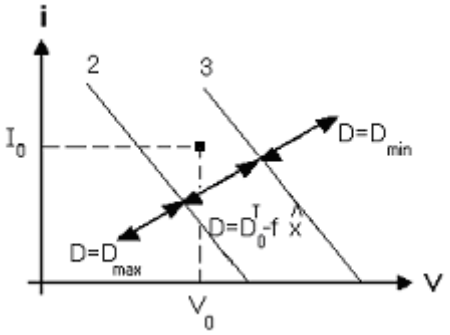


Рис. 3 Насыщенные и ненасыщенный участки ШИМ регулятора на плоскости векторов состояния

I_0 и V_0 – номинальный ток (ток покоя) в индуктивности, и номинальное напряжение (напряжение покоя) на конденсаторе.

$$x_{n+1} = \left[I + T_s \left(D_{sat} A_1 + D'_{sat} A_2\right)\right] x_n + T_s \left(D_{sat} B_1 + D'_{sat} B_2\right) u. \quad (15)$$

Где

$$D'_{sat} = 1 - D_{sat}.$$

Уравнение (15) линейно, так как

$$D_{sat} = const \text{ (или } D_{sat} = D_{\min} \text{ или } D_{sat} = D_{\max}\text{).} \quad (16)$$

Уравнение (15) дискретное уравнение, которое было получено подстановкой замены (16) в уравнение (6).

От дискретного уравнения (15) перейдем к дифференциальному уравнению с помощью аппроксимации разностного оператора дифференциальным (формула Эйлера).

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \left[D_{sat}A_1 + D'_{sat}A_2\right]\bar{x}(t) + \left(D_{sat}B_1 + D'_{sat}B_2\right)u \quad (17)$$

Подставим значения из формулы (7) в уравнение (15) и решая его относительно x_0, находим положение равновесия

$$x_0 = -\frac{\left(D_{sat}B_1 + D'_{sat}B_2\right)u}{D_{sat}A_1 + D'_{sat}A_2} \quad (18)$$

4. Определение количественных соотношений

Выполним преобразования в уравнении (13)

$$\frac{dx(t)}{dt} = (D_0A_1 + D'_0A_2)x(t) + [(A_1 - A_2)x_0 + (B_1 - B_2)u]d(t) + d(t)(A_1 - A_2)x(t)$$

Где

$$d(x) = -f^T x = -f_1x_1 - f_2x_2$$

Где

$$f^T = (f_1, f_2)$$

Обозначения

$$\widetilde{A} = D_0A_1 + D_0{}'A_2 + (A_1 - A_2)x_0f^T + (B_1 - B_2)uf^T$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix};\ A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix};\ x_0 = \begin{pmatrix} I_0 \\ V_0 \end{pmatrix};$$

$$\widetilde{A} = D_0\begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix} + D_0{}'\begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix} - \left[\begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix}\right]\begin{pmatrix} I_0 \\ V_0 \end{pmatrix}(f_1, f_2)$$

$$\widetilde{A} = \begin{pmatrix} \frac{-(R_L + V_0f_1)}{L} & -\frac{(D_0{}' + V_0f_2)}{L} \\ \frac{D_0{}' + I_0f_1}{C} & \frac{I_0f_2R_H - 1}{R_HC} \end{pmatrix};$$

$$B_1 = B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix};\ B = A_1 - A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_HC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix}.$$

В результате обозначения получим систему следующего вида

$$\frac{dx(t)}{dt} = (\widetilde{A} + dB)x(t) \quad (19)$$

Введем нормированную матрицу К равенством:

$$K = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{pmatrix};$$

$$K^{-1} = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix};$$

$$K\frac{dx(t)}{dt} = (\widetilde{A} + dB)x(t).$$

Тогда система примет вид

$$\frac{dx(t)}{dt} = (K^{-1}\widetilde{A} + K^{-1}dB)x(t)$$

.

Где

$$K^{-1}\widetilde{A} = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix}\begin{pmatrix} -\frac{(R_L + V_0 f_1)}{L} & -\frac{(D_0^{'} + V_0 f_2)}{L} \\ \frac{D_0^{'} + I_0 f_1}{C} & \frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H C} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(R_L + V_0 f_1) & -(D_0^{'} + V_0 f_2) \\ D_0^{'} + I_0 f_1 & \frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} \end{pmatrix};$$

$$K^{-1}B = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Обозначим

$$R_1 = R_L + V_0 f_1;$$
$$N_1 = D_0' + V_0 f_2;$$
$$N_2 = D_0' + I_0 f_1;$$
$$R_2 = \frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H}.$$

В результате получим следующую систему:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \left[\begin{pmatrix} -R_1 & -N_1 \\ N_2 & R_2 \end{pmatrix} + \left(-f_1 x_1 - f_2 x_2\right)\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}\right]\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}.$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -R_1 x_1 - N_1 x_2 - f_1 x_1 x_2 - f_2 x_2^2 \\ \dot{x}_2 = N_2 x_1 + R_2 x_2 + f_1 x_1^2 + f_2 x_1 x_2 \end{cases}. \qquad (20)$$

Вычислим матрицу системы (20), линеаризованную в окрестности нулевой точки покоя.

$$A = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial F_2}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2}{\partial x_2} \end{pmatrix}; x_1 = 0, x_2 = 0;$$

$$A = \begin{pmatrix} -R_1 & -N_1 \\ N_2 & R_2 \end{pmatrix}.$$

Составим характеристическое уравнение матрицы A:

$$|A-\lambda E| = \begin{vmatrix} -R_1-\lambda & -N_1 \\ N_2 & R_2-\lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + (R_1 - R_2)\lambda + N_1 N_2 - R_1 R_2 = 0 .$$

Или, что тоже самое:

$$|A-\lambda E| = \lambda^2 + \left(R_L + V_0 f_1 - \left(\frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} \right) \right) \lambda + (D_0' + V_0 f_2)(D_0' + I_0 f_1) - \\ - \frac{(R_L + V_0 f_1)(I_0 f_2 R_H - 1)}{R_H} = 0. \qquad (21)$$

Найдём корни характеристического уравнения (21):

$$D = b^2 - 4ac = \left(R_L + V_0 f_1 - \left(\frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} \right) \right)^2 - \\ - 4\left((D_0' + V_0 f_2)(D_0' + I_0 f_1) - \frac{(R_L + V_0 f_1)(I_0 f_2 R_H - 1)}{R_H} \right);$$

$$\lambda_1 = -\frac{1}{2}\left(R_L + V_0 f_1 - \left(\frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} \right) + \sqrt{D} \right);$$

$$\lambda_2 = -\frac{1}{2}\left(R_L + V_0 f_1 - \left(\frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} \right) - \sqrt{D} \right).$$

Приведём достаточные условия, при выполнении которых имеет место бифуркация Андронова – Хопфа.

μ - параметр:

1. $\lambda_1(\mu)$, $\lambda_2(\mu)$ - корни характеристического уравнения (21) оказываются чисто мнимыми при $\mu = \mu_0$;

2. $\mathrm{Re}\,\lambda_1(\mu) = \mathrm{Re}\,\lambda_2(\mu) = 0$, при $\mu = \mu_0$;

3. $\frac{d(\mathrm{Re}\,\lambda_1(\mu))}{d\mu} \neq 0$, при $\mu = \mu_0$;

$\Rightarrow$ при $\mu = \mu_0$ система (20) обладает однопараметрическим семейством периодических решений.

Значение $\mu = \mu_0$ является точкой бифуркации для системы (20).

Будем считать все параметры системы фиксированными, кроме R_H. Исследуем условия, при которых при изменении R_H (бифуркационный параметр) в системе имеет место бифуркация Андронова – Хопфа.

Введем числовые значения параметров для системы (20):

$f_1 = 0{,}1$; $R_1 = R_L + V_0 f_1 = 5{,}75$; $f_2 = 1$; $N_1 = D_0' + V_0 f_2 = 37{,}9$; $R_L = 2$;

$N_2 = D_0' + I_0 f_1 = 0{,}4 + \frac{3{,}75}{R_H}$; $V_0 = 37{,}5$; $R_2 = \frac{I_0 f_2 R_H - 1}{R_H} = \frac{36{,}5}{R_H}$; $D_0 = 0.6$;

$D_0' = 1 - D_0 = 0{,}4$; $I_0 = \dfrac{V_0}{R_H} = \dfrac{37{,}5}{R_H}$.

Система (20) примет следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -5{,}75x_1 - 37{,}9x_2 - 0{,}1x_1x_2 - x_2^2 \\ \dot{x}_2 = \left(0{,}4 + \dfrac{3{,}75}{R_H}\right)x_1 + \dfrac{36{,}5}{R_H}x_2 + 0{,}1x_1^2 + x_1x_2 \end{cases}. \qquad (22)$$

$x \in R^2, R_H \in R$, R_H - параметр.

5. Заключение

В результате качественного описания проблемы устойчивости и бифуркаций ИСН можно, тем не менее, сделать определенные выводы. Эволюция динамических систем сопровождается потерей устойчивости одними режимами функционирования и бифуркационными переходами их в новые. Эти “фазовые переходы” могут осуществляться плавно, мягко, а могут происходить скачкообразно, в виде катастроф. Строгий математический анализ устойчивости и бифуркаций позволяет сегодня практически рассматривать широкий спектр проблем, связанных с исследованиями бифуркационных переходов в динамических системах импульсных стабилизаторов напряжения. Но при этом необходимо опираться на строгие математические результаты и использовать обоснованные методы теоретического и качественного анализа.

Литература

1. Антипов О.И., Неганов В.А. Анализ и прогнозирование поведения временных рядов: бифуркации, катастрофы, синергетика, фракталы и нейронные сети. – М.: Радиотехника, 2011. – 350с.
2. Белых В.Н. Элементарное введение в качественную теорию и теорию бифуркаций динамических систем // Соросовский Образовательный Журнал. – 1997. - №1. – С.115-121.
3. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания / М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.
4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Основные научные проблемы построения отечественных агрегатированных (сложных) приборов и распределенных систем вторичного электропитания и причины отставания их характеристик от современных зарубежных аналогов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21. № 3. С. 7-11.

References

1. Antipov O.I., Neganov V.A. Analysis and prediction of the behavior of time series: bifurcation, catastrophe, synergetics, fractals, and neural networks. – M.: Radiotechnics, 2011. – 350p.
2. Belih V.N. Elementary introduction to the qualitative theory and bifurcation theory of dynamical systems // Soros Educational Journal. – 1997. - №1. – pp.115-121.
3. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. Stability and electromagnetic compatibility of power supply devices and systems / M.: Gorjachaja Linia – Telecom, 2018. 540 p.
4. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. The main scientific problems of construction of domestic aggregated (complex) devices and distributed systems of secondary power supply and the reasons for the lag of their characteristics from modern foreign analogues // Physics of wave processes and radio engineering systems. 2018. T. 21. № 3. pp. 7-11.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРИЙ ПОЛЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ИНТЕРЕСАХ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА

А.В. Богословский, А.В. Усков, М.И. Крутов

Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Разработаны математические модели траекторий полета беспилотного летательного аппарата, обеспечивающих требуемую точность оценки дальности до цели за минимальное время, а также полет в заданное положение с требуемой точностью при равноточных и неравноточных оценках угловых координат объектов. Разработаны предложения по построению маршрута полета беспилотного летательного аппарата «Орлан-10» с целевыми нагрузками радиомониторинга.

Ключевые слова: математическая модель, беспилотный летательный аппарат, траектория полета, радиомониторинг.

MATHEMATICAL MODELS OF THE FLIGHT PATHS OF THE UNMANNED AIRCRAFT IN THE INTERESTS OF RESOLVING THE TASKS OF RADIO MONITORING

A.V. Bogoslovskiy, A.V. Uskov, M.I. Krutov

Air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. Mathematical models of unmanned aerial vehicle flight trajectories providing the required accuracy of distance estimation to the target in the minimum time, as well as flight to the specified position with the required accuracy at equal and unequal estimates of angular coordinates of objects are developed. Proposals have been developed for the construction of the flight route of the unmanned aerial vehicle "Orlan-10" with target loads of radio monitoring.

Keywords: mathematical model, unmanned aerial vehicle, flight trajectory, radio monitoring.

1. Введение

Эффективное оценивание при ведении пеленгования триангуляционным способом с борта БЛА возможно при условии улучшения точности оценки дальности до цели, а также обеспечения прибытия БЛА в заданную точку с требуемой точностью.

Способы применения БЛА определяются подвижностью, размерами, заметностью и плотностью размещения интересующих объектов [1].

Основными из них являются:

- поиск цели в заданной исполнительной зоне;
- барражирование в исполнительной зоне;
- облет заданного рубежа;
- выход в заданную точку на территории и ее облет;
- поиск цели в заданном угловом секторе;
- поиск цели на заданном маршруте полета.

Цель работы – разработка математических моделей маршрутов БЛА для достижения требуемой точности оценки дальности до цели за минимальное время, а также обеспечения полета в заданную точку пространства с требуемой точностью при равноточной и неравноточной оценке угловых координат.

Разработка предложений по построению траекторий движения БЛА с целевыми нагрузками радиомониторинга.

2. Математическая модель траектории полета БЛА с требуемой точностью оценки дальности до цели за минимальное время при равноточной оценке угловых координат

В общем случае получение аналитических выражении для решения задачи достижения требуемой точности за минимальное время сводится к нахождению геометрического места точек равной дисперсии D_R, описываемого уравнением в полярных координатах [2]

$$R_2 = \sqrt{\frac{D_R \sin^2 \alpha}{D_\varphi} - R_1^2}, \tag{1}$$

где D_R и D_φ – дисперсии определения дальности до цели и ошибки пеленгации, и R_1 и R_2 — дальность до цели от 1 и 2 точек пеленгации, α – угол между двумя пеленгами в декартовой системе координат.

При движении летательного аппарата с фиксированной скоростью минимизация времени соответствует минимизации пути L

$$L^2 = \frac{D_R}{D_\varphi}\sin^2 \alpha - R_1\sqrt{\frac{D_R}{D_\varphi}\sin^2 2\alpha - 4R\cos^2 \alpha}. \tag{2}$$

Обозначим $m = \dfrac{D_R}{D_\varphi R_1^2}$ – параметр, показывающий во сколько раз требуемая дисперсия D_R больше минимально возможной. Для $m \geq 1$

$$L^2 = R^2\left(m\sin^2 \alpha - \sqrt{m\sin^2 2\alpha - 4\cos^2 \alpha}\right). \tag{3}$$

Для минимизации (3) приравняем к нулю производную по α и после несложных алгебраических преобразований получим

$$\cos 2\alpha = -\frac{1}{m} + \frac{1-\dfrac{1}{m}}{\sqrt{1+\dfrac{4}{m}}}. \tag{4}$$

Курсовой угол находится из выражения

$$\gamma = \pi - \theta - \alpha, \tag{5}$$

где θ определяется из соотношения

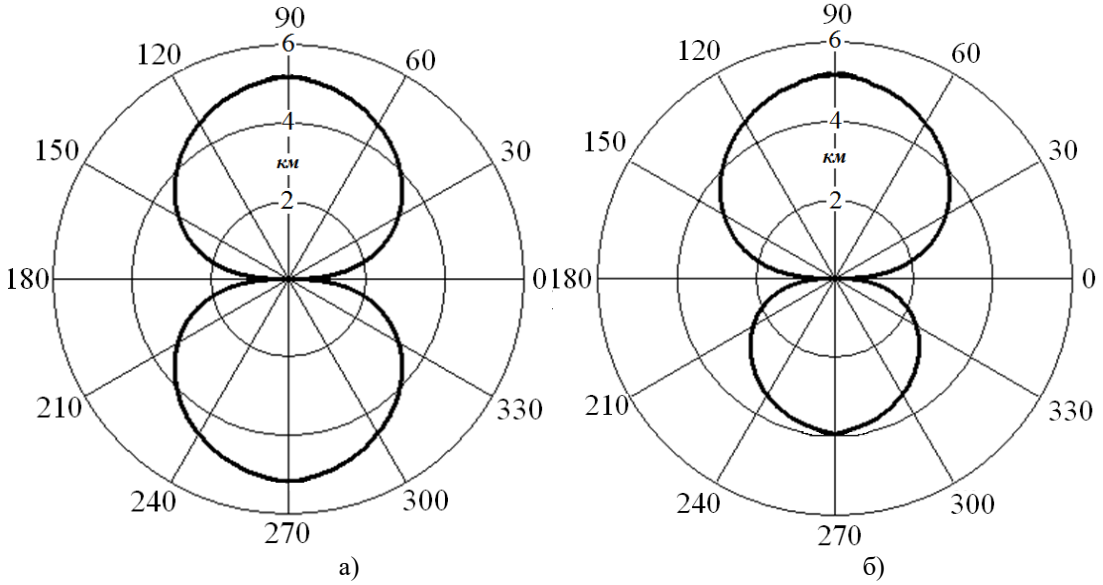
$$\sin\theta = \frac{R_1}{L}\cdot\sin\alpha. \tag{6}$$

Обозначим $q = R_1/L$, тогда его максимальное значение должно удовлетворять условию

$$q_{\max} \le \frac{1}{\sin\alpha}. \qquad (7)$$

В этом случае θ будет иметь действительные значения, так как $\theta = \arcsin\left(q \cdot \sin\alpha\right)$.

На рисунке 1(а) изображен маршрут летательного аппарат в полярных координатах, рассчитанный по критерию минимума времени движения при заданной точности дальности до цели при равноточном оценивании угловых координат для $D_\varphi = 1^\circ$, на рисунке 1(б) – траектория полета при $D_\varphi = 1^\circ$ в верхней полуплоскости, и $D_\varphi = 10^\circ$ в нижней полуплоскости.



а) б)

Рис. 1. Маршруты БЛА при равноточном оценивании угловых координат

Из (5),(6) с учетом (7) следует, что для достижения требуемой точности определения дальности до цели летательный аппарат должен осуществлять барражирование в заданном районе по траектории в виде плоской замкнутой кривой, имеющей вид «восьмерки», состоящей из дуг одинакового радиуса при равноточных оценках и различаться при изменении D_φ. Локальный радиус дуги будет тем больше, чем меньше дисперсия ошибки пеленгования. Так, исследования показали, чтобы уменьшить D_φ в 10 раз, необходимо увеличить радиус полета в 2 раза при фиксированном $L = 1\,\text{км}$. Кроме того, требуемую точность за минимальное время обеспечит полет по маршруту максимально приближенному к направлению на цель.

3. Математическая модель траектории полета БЛА с требуемой точностью оценки дальности до цели за минимальное время при неравноточной оценке угловых координат.

В общем случае аналитическое выражение при неравноточной оценке угловых координат получается из (1) с учетом того, что $D_{\varphi 1}$ и $D_{\varphi 2}$ принимают случайные значения в каждой точке пеленгования [3]

$$R_2^2 = \frac{D_R \sin^2 \alpha}{D_{\varphi 2}} - \left(\frac{D_{\varphi 1}}{D_{\varphi 2}} \right) R_1^2, \qquad (8)$$

где D_R и D_φ – дисперсии определения дальности до цели и ошибки пеленгации, и R_1 и R_2 — дальность до цели от 1 и 2 точек пеленгации, α – угол между двумя пеленгами в декартовой системе координат.

Результаты математического моделирования для случаев когда $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} = 1$, $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} > 1$ и $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} < 1$ представлены на рисунке 2.

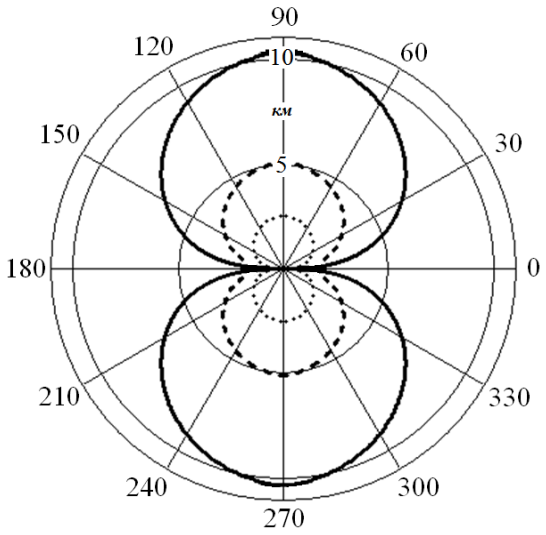


Рис. 2. Маршруты БЛА при неравноточном оценивании угловых координат

Пунктиром выделен маршрут, полученный при $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} = 1$, сплошной линией для случая $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} = 4$, точками показана траектория при $D_{\varphi 1}/D_{\varphi 2} = 0,25$. Исследования показали, что при увеличении ошибки пеленгования маршрут должен проходить ближе к объекту разведки, тогда, как при ее уменьшении – средство разведки может располагаться дальше и, соответственно, дуги траекторий будут иметь больший радиус. Так при увеличении ошибки пеленгования в 2 раза радиус дуги увеличивается в 1,4 раза.

4. Математическая модель траектории полета БЛА, обеспечивающих его выход в конечное положение с требуемой точностью относительно цели.

Информация о местоположении цели необходима для сближения с ней в целях достоверного распознавания и передачи этих данных на наёмный пункт управления для принятия решения по ее доразведке или уничтожению. Возникает задача вывода летательного аппарата в заданное положение с требуемой точностью, которая в том числе, будет определять качественные показатели оценки местоположения разведываемого излучающего объекта. Дисперсия определения дальности до цели имеет вид [4, 5]

$$D_R = D_\varphi \frac{R_1^2 + R_2^2}{\sin^2 \alpha}, \qquad (9)$$

тогда получаем

$$L^2 = R_1^2 + R_2^2 - 2R_1^2R_2^2\sqrt{1-\frac{D_\varphi}{D_R}\left(R_1^2 - R_2^2\right)}. \qquad (10)$$

Выражение для требуемого курсового угла имеет вид

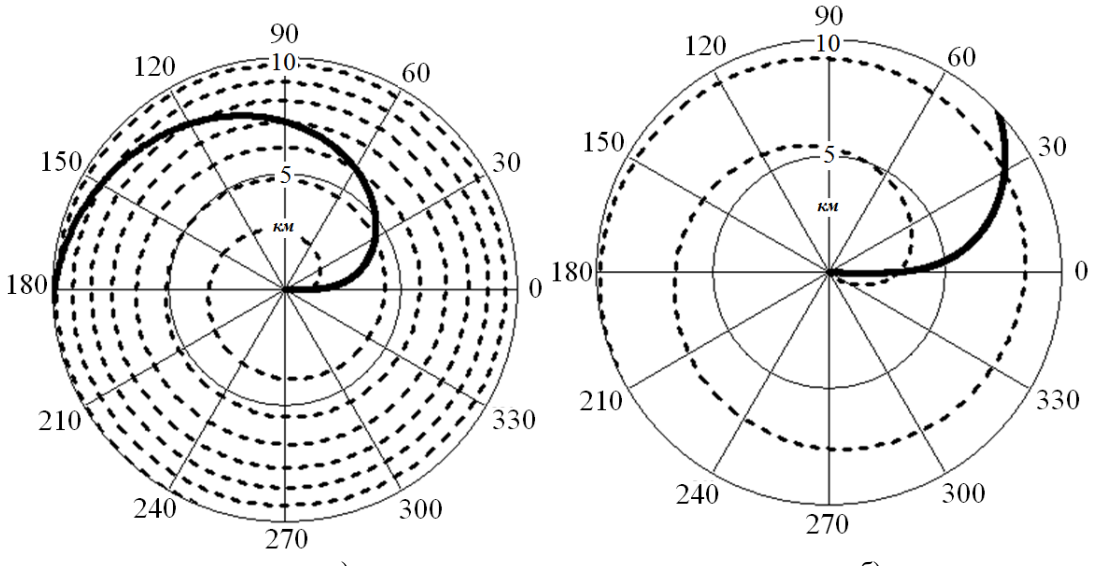
$$\sin\varphi = \frac{R_2\sqrt{\frac{D_\varphi}{D_R}\left(R_1^2 - R_2^2\right)}}{\sqrt{R_1^2 + R_2^2 - 2R_1^2R_2^2\sqrt{1-\frac{D_\varphi}{D_R}\left(R_1^2 + R_2^2\right)}}}. \qquad (11)$$

При числе точек пеленгации $N>1$, дисперсия оценки местоположения цели становится функцией многих переменных, и условие минимума может быть получено численным методом. Выражение (10) может быть упрощено при выполнении условия

$$\frac{D_\varphi}{D_R}\left(R_1^2 - R_2^2\right) \ll 1, \qquad (12)$$

Тогда оно примет вид $L^2 = R_1^2 + R_2^2 - 2R_1^2R_2^2 = \left(R_1 + R_2\right)^2$ или $L = \left(R_1 - R_2\right)$.

На рисунке 3 показаны два маршрута летательного аппарата, полученные для $D_\varphi = 1^{\text{O}}$ (показан сплошной линией) и при $D_\varphi = 3^{\text{O}}$ (показан пунктиром).



а) б)

Рис. 3. Маршруты вывода БЛА в заданное положение с требуемой точностью
а) при L=1 км, б) при L=3 км

Анализ результатов показал, что при увеличении расстояния между точками пеленгования в 3 раза (увеличении базы пеленгования) точность оценки угловых координат возрастает, а маршрут становится короче в 2 раза. При увеличении $D_\varphi = 1^{\text{O}}$ до $D_\varphi = 3^{\text{O}}$ маршрут становится длиннее в 6 раз. Кроме того, расчеты численным методом показали, что результаты полученные по упрощенной формуле и с применением (9) различаются не более чем на 1-2%. Вид маршрута в значительной степени зависит от начальных оценок дисперсии ошибки пеленгования и, несмотря на различную точность в «полуокружностях», спираль трассы не ассиметрична.

5. Экспериментальные исследования

Оценка эффективности разработанных моделей проверялась математическим моделированием и полунатурными испытаниями. При математическом моделировании исследования выполнялись применительно к БЛА «Орлан-10», который согласно международной классификации является многоцелевым, многоразового использования, без аэродромного базирования, большой продолжительности полета с точечной посадкой и малой массой. По классификации, принятой в Российской Федерации, БЛА «Орлан-10» относится к аппаратам малой дальности.

Маршрут движения БЛА создавался на этапе подготовки к полету и представлял собой набор поворотных пунктов маршрута (ППМ) (характерных точек траектории (ХТТ) [6]), соединенных между собой прямыми линиями с указанием в средней точке кратчайшего расстояния между пунктами. ППМ разделяют на типы: маршрутная точка, точка прохода по высоте (совпадение фактической высоты БЛА с заданной), точка посадки. При этом оператор указывал местоположение точки, задав ее географические координаты, высоту БЛА в точке, удержание БЛА в точке на определенное время, программировал включение целевой нагрузки при прибытии БЛА в указанную точку. Управление взлетом и посадкой БЛА производилось с наземного пункта управления. На борт БЛА передавались команды «подготовка», «полет», «старт», «режим ожидания», «выполнение полетного задания», «посадка» в последовательности, предусмотренной программой полета.

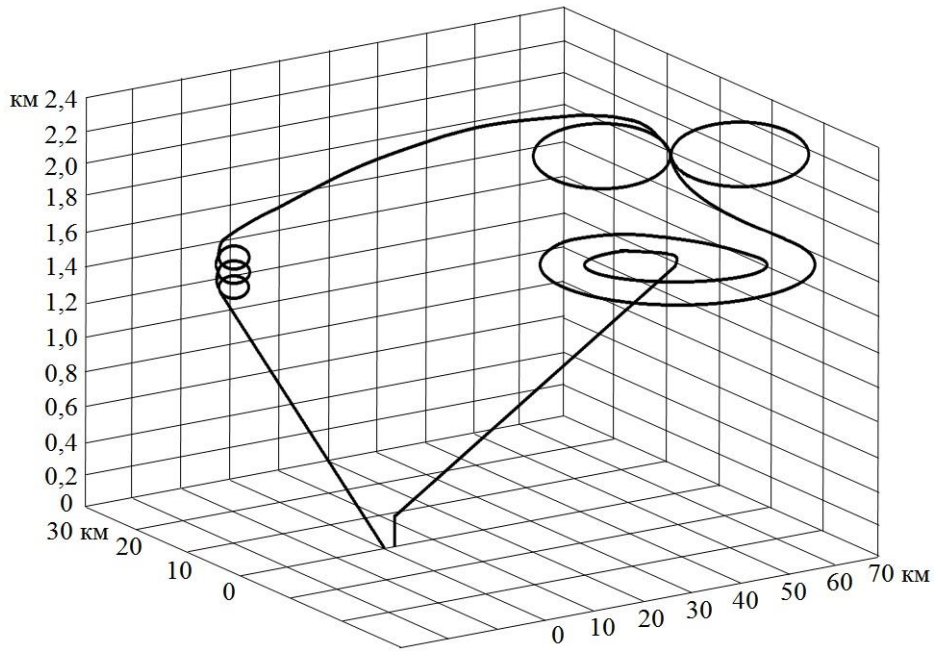


Рис. 4. Маршрут полета БЛА «Орлан-10» при решении задач радиомониторинга

Математическое моделирование каждого этапа полета БЛА «Орлан-10» проводилось с использованием среды MATLAB/Simulink. По результатам проведенного анализа предлагается полетное задание формировать так, чтобы траектория, обеспечивающая выход в район выполнения задания за минимальное время строилась в

виде «восьмерки», а уточнение местоположения объектов радиомониторинга обеспечивалось полетом по маршруту в виде «спирали».

Из построенных траекторий видно, что маршрут БЛА имеет вид сложной совокупности отрезков между ППМ, которые проведены от начальной точки к конечной с перепадами по высоте.

6. Заключение

Таким образом, в работе получены аналитические выражения для оценки параметров траектории перемещения БЛА, осуществляющего местоопределение объектов триангуляционным способом при равноточной и неравноточной оценке угловых координат. Разработаны математические модели и проведены исследования зависимости конфигурации воздушных трасс от величин дисперсии ошибки пеленгации, расстояний между точками пеленгования.

Разработаны предложения и представлен вариант формирования маршрута полета БЛА «Орлан-10» с целевыми нагрузками радиомониторинга.

Литература

1. Гулевич С.П., Александровский Б.В., Веселов Ю.Г. Обоснование основных требований к характеристикам движения беспилотных летательных аппаратов двойного назначения // Проблемы безопасности полетов. – 2008. – №8. – С. 25–39.
2. Богословский А.В., Разиньков С.Н. Оптимизация маршрутов полета беспилотных летательных аппаратов при местоопределении источника радиоизлучения про оценкам угловых координат с их бортов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2015. Т.18.№4. С. 60-66.
3. Богословский А.В., Катруша А.Н.. Математическая модель маршрутов летательного аппарата при неравноточных оценках угловых координат объекта. Сборник статей по материалам V Международной научно-практической конференции «Академические жуковские чтения» 22-23 ноября 2017 года : 2-х ч. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017 г. Ч.1. – с 45-49.
4. Богословский А.В., Разиньков С.Н.. Оценка параметров оптимальных траекторий перемещения летательного аппарата. Физика волновых процессов и радиотехнические системы – 2017. – Т.23. №3. – С.66-69.
5. Богословский А.В., Репин А.М.. Математическая модель автогенератора на полевом транзисторе для расчета траекторий движения беспилотных летательных аппаратов радиотехнической разведки // Вестник ВВА. – 2018. Т. 1. – Вып. 29. – С. 120-124.
6. Моисеев В.С. Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами // Казань: ГБУ «Республиканский центр мониторинга качества образования», – 2015. – 768 с.

References

1. Gulevich S.P., Aleksandrovsky B.V., Veselov Yu.G. Reasons for the main requirements to characteristics of movement of UAVs of dual purpose//Security concern of flights. – 2008. – No. 8. – Pp. 25-39.
2. Bogoslovskiy A.V., Razinkov S.N. Optimization of routes of flight of UAVs in case of a radio-frequency radiation source fixing about estimates of angular data from their boards//Physics of wave processes and radio engineering systems, – 2015. –T.18.№4. – Pp. 60-66.
3. Bogoslovskiy A.V., Katrusha A.N. A mathematical model of routes of the aircraft in case of not uniformally precise estimates of angular data of an object. The collection of articles on materials V of the International scientific and practical conference "Academic Zhukovsky Readings" on November 22-23, 2017: 2 h – Voronezh: VUNTs Air Force "VVA", – 2017 of Ch.1. – Pp. 45-49.

4. Bogoslovskiy A.V., Razinkov of S.N. Otsenk of parameters of optimum paths of relocation of the aircraft. Physics of wave processes and radio engineering systems – 2017. – T.23. No. 3. – Pp. 66-69.
5. Bogoslovskiy A.V., Repin A.M. A mathematical model of the self-oscillator on the field transistor for calculation of paths of movement of UAVs of radio engineering investigation//the VVA Bulletin. – 2018. T. 1. – Issue 29. – Pp. 120-124.
6. Moiseyev V.S. Application-oriented theory of control of UAVs//Kazan: State Budgetary Institution Respublikansky center monitoringa kachestva obrazovaniya, – 2015. – 768 p.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАНИЯ ФАЗОВОГО И РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО СПОСОБОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ПОДВИЖНЫМ И ОДИНОЧНЫМ СРЕДСТВОМ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

И. В. Коликов[1], В. В. Уткин[1], С. В. Клинков[1]

[1]Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники (ЧВВИУРЭ), Череповец, Россия

Аннотация. В работе предложен комбинированный метод определения местоположения источника радиоизлучения подвижным и одиночным средством радиотехнического контроля. Произведен расчет зон относительной ошибки определения координат и рассмотрен способ повышения точности определения местоположения в направлениях, при которых ошибки принимают критически большие значения. Приводится обобщенная структурно-логическая схема средства радиотехнического контроля, в котором может реализован рассматриваемый метод.

Ключевые слова: определение местоположения; радиотехнический контроль; источник радиоизлучения; эффект Доплера.

METHOD FOR DETERMINING LOCATION OF SOURCE OF RADIO EMISSION BASED ON PHASE AND DIFFERENCE DOPPLER METHODS FOR DETERMINING COORDINATES BY MOBILE AND SINGLE RADIO ENGINEERING CONTROL

I. V. Kolikov[1], V. V. Utkin[1], S. V. Klinkov[1]

[1] Cherepovets Higher Military Engineering School of Radioelectronics, Cherepovets, Russia

Abstract. Combined method for determining the location of a radio source by a mobile and single means of radio control is proposed in the article. The calculation of zones of relative error in the determination of coordinates was made and a method for increasing the accuracy of positioning in the directions in which errors take on critically large values is considered. A generalized block diagram of a radio engineering control means is given, in which the method can be implemented.

Keywords: location determination; radio engineering complexes; radio emission source; Doppler effect.

1. Введение

Проблема повышения точности определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) является крайне актуальной при решении задач радиотехнического контроля (РТК), что обусловлено уменьшением объема информации, которую можно извлечь из сигнала, вследствие применения все более совершенных средств закрытия (кодирование, шифрование и т.д), увеличением удельного веса информации о местоположении ИРИ в общем объеме информации, извлекаемой из принимаемого сигнала.

В средствах РТК наибольшее распространение получили пеленгационные методы определения координат. Использование разностно-дальномерных методов не получило столь широкого распространения и является скорее исключением, чем правилом.

Основной причиной слабой распространенности данных методов является необходимость наличия в комплексах РТК каналов связи с большой пропускной способностью для ретрансляции сигналов в аналоговом или цифровом видах с периферийных приемных пунктов на центральный пункт обработки.

В качестве потенциально применимых для целей РТК можно назвать доплеровские методы определения местоположения и варианты их комбинирования с другими способами.

2. Метод определения местоположения источника радиоизлучения

Рассматриваемый в данной работе метод определения местоположения источника подвижным средством РТК является комбинацией разностно-доплеровского [1-3] и фазового способов [2] определения координат неподвижного ИРИ и реализуется путем измерения разности фаз и значений доплеровских сдвигов частот сигнала ИРИ, принимаемого на две разнесенные антенны.

На рисунке 1 представлена схема расположения средства РТК и ИРИ. Средство РТК на базе летно-подъемного средства, с двумя антеннами, разнесёнными на расстояние B, перемещается со скоростью V, α – угол между вектором скорости и антенной системой средства РТК, θ – угол между антенной системой и направлением на ИРИ.

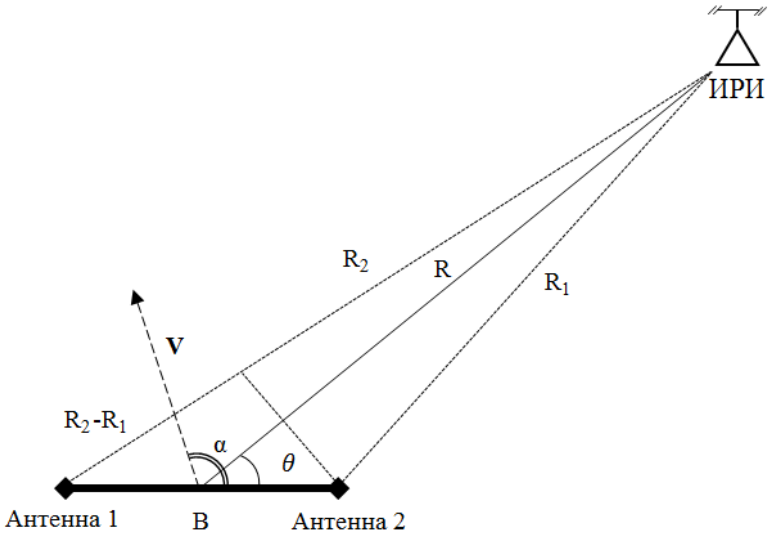


Рис. 1. Схема расположения средства РТК и ИРИ.

Рассмотрим способ оценки дальности до ИРИ.

Перемещение средств РТК на базе летно-подъемного средства вдоль траектории движения, будет приводить к изменению угла направления на ИРИ. При этом скорость изменения угла направления на ИРИ $\dot{\theta}$ зависит от радиальной составляющей скорости средства РТК и от расстояния от средства РТК до ИРИ и будет определяться следующим выражением:

$$\dot{\theta} = \frac{V\sin(\alpha-\theta)}{R}. \quad (1)$$

Расстояние может быть выражено из (1):

$$R=\frac{V\sin(\alpha-\theta)}{\dot{\theta}}. \quad (2)$$

Значения угла прихода сигнала и скорость его изменения остаются неопределенными.

Угол прихода θ может быть получен путем измерения разности фаз сигнала, принятого на две разнесенные антенны (рисунок 2).

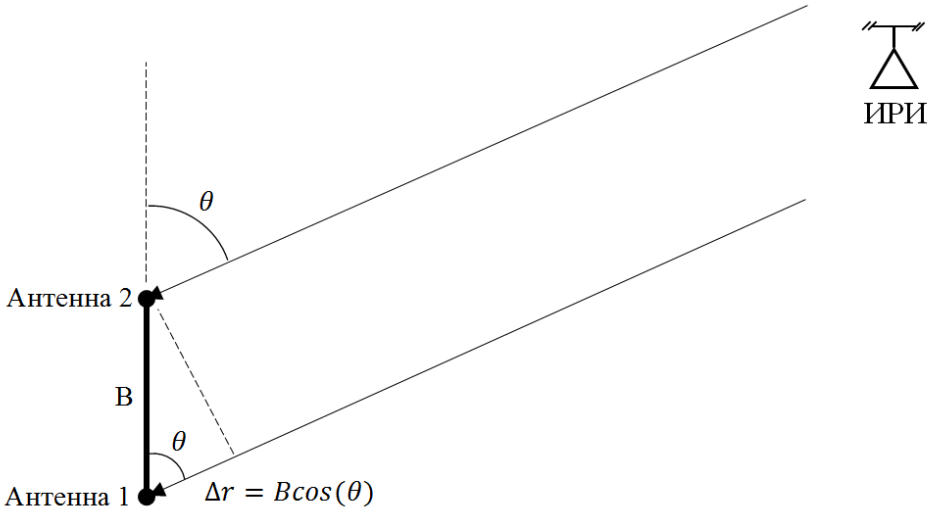


Рис. 2. Оценка угла направления на ИРИ.

Расстояние от средства РТК до ИРИ много больше по сравнению с базой B, следовательно, угол направления на ИРИ определяется как:

$$\theta=\cos^{-1}\left(\frac{c\,\Delta r}{B}\right). \quad (3)$$

Скорость изменения угла направления на ИРИ $\dot{\theta}$ может быть получено путем измерения ΔF_d – разности доплеровских сдвигов частот сигнала, принимаемого на две разнесённые антенны, и будет равна:

$$\Delta F_d=f_{d1}-f_{d2}=\frac{1}{\lambda}\frac{dR_1}{dt}-\frac{1}{\lambda}\frac{dR_2}{dt}=\frac{1}{\lambda}\frac{d}{dt}[R_1-R_2], \quad (4)$$

где f_{d1} и f_{d2} - соответственно значения доплеровских сдвигов частот на двух антеннах, λ - длина волны излучателя. Когда $R \gg B$ имеет место следующее выражение:

$$\Delta F_d=-\frac{1}{\lambda}\frac{d}{dt}[B\cos(\theta)]=\dot{\theta}\frac{B\sin(\theta)}{\lambda}. \quad (5)$$

Из (5) выражаем $\dot{\theta}$:

$$\dot{\theta}=\Delta F_d\frac{\lambda}{B\sin(\theta)}. \quad (6)$$

Учитывая (2) и (5) расстояние от средства РТК до ИРИ может быть определено как:

$$R=\frac{BfV\sin(\theta)\sin(\alpha-\theta)}{c\,\Delta F_d}. \quad (7)$$

Выражения (7) и (3) позволяют оценить угол направления на ИРИ и расстояние до него, таким образом определить местоположение ИРИ на плоскости.

Дисперсия ошибки измерения расстояния, учитывая, что параметры некоррелированы и не смещены, определяется как:

$$R\sigma_R^2 = \left(\frac{\partial R}{\partial \theta}\right)^2 \sigma_\theta^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial \Delta F_d}\right)^2 \sigma_{\Delta F_d}^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial f}\right)^2 \sigma_f^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial V}\right)^2 \sigma_v^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial \alpha}\right)^2 \sigma_\alpha^2, \quad (8)$$

где частные производные выражаются:

$$\left(\frac{\partial R}{\partial \theta}\right)^2 = \frac{R\sin(\alpha\text{-}2\theta)}{\sin(\theta)\sin(\alpha\text{-}\theta)}, \quad \frac{\partial R}{\partial \Delta F_d} = -\frac{R}{\Delta F_d},$$
$$\frac{\partial R}{\partial f} = \frac{R}{f}, \quad \frac{\partial R}{\partial V} = \frac{R}{V}, \quad \frac{\partial R}{\partial \alpha} = \frac{R}{\tan(\alpha\text{-}\theta)}. \quad (9)$$

С помощью преобразований из (8) и (9) может быть выражено отношение:

$$\left(\frac{\sigma_R}{R}\right)^2 = \frac{\sin^2(\alpha\text{-}2\theta)}{\sin^2(\theta)\sin^2(\alpha\text{-}\theta)}\ \sigma_\theta^2 + \frac{\sigma_{\Delta F}^2}{\Delta F_d^2} + \frac{\sigma_f^2}{f^2} + \frac{\sigma_V^2}{V^2} + \frac{1}{\tan^2(\alpha\text{-}\theta)}\ \sigma_\alpha^2. \quad (10)$$

Ошибка измерения пеленга σ_θ определяется следующим выражением

$$\sigma_\theta = \frac{c\sigma_{\Delta TOA}}{B|\sin(\theta)|\sqrt{N}}, \text{ где } \sigma_{\Delta TOA} = \frac{T_r}{\sqrt{2SNR}}, \quad (11)$$

где T_r и SNR в (11) представляют собой время нарастания огибающей и отношение сигнал/шум принятого сигнала [2]. N – количество импульсов, по которым усредняется измерение.

Ошибка измерения разности доплеровских сдвигов частот $\sigma_{\Delta F}$:

$$\sigma_{\Delta F_d} = \frac{2\sqrt{3}}{2\pi}\ \frac{1}{T_m}\sqrt{\frac{1}{M\ SNR}}. \quad (12)$$

Значение $\sigma_{\Delta F}$, использованное для (12), было получено в [4] для оценки одиночной частоты в течение непрерывного интервала длительности T_m, в которой собирается M выборок.

Ошибкой измерения частоты излучателя σ_f, нормированным относительно самой частоты, также σ_V и σ_α можно пренебречь. И выражение (10) можно переписать следующим образом:

$$\left(\frac{\sigma_R}{R}\right)^2 \cong \left(\frac{c\sin(\alpha\text{-}2\theta)\ \sigma_{\Delta TOA}}{B\sin(\theta)\sin(\alpha\text{-}\theta)\sqrt{N}}\right)^2 + \left(\frac{c\ R\ \sigma_{\Delta F_d}}{BfV\sin(\theta)\sin(\alpha\text{-}\theta)}\right)^2. \quad (13)$$

В случае, когда система двух антенн ориентирована ортогонально относительно линии корпуса летно-подъемного средства, выражение (13) может быть упрощено:

$$\left(\frac{\sigma_R}{R}\right)^2 \cong \left(\frac{c\cos(2\theta)\ \sigma_{\Delta TOA}}{B\sin(\theta)\cos(\theta)\sqrt{N}}\right)^2 + \left(\frac{c\ R\ \sigma_{\Delta F_d}}{BfV\sin(\theta)\cos(\theta)}\right)^2. \quad (14)$$

Согласно выражению (14), относительная ошибка определения местоположения имеет две компоненты: радиальную и поперечную. Радиальные и поперечные ошибки определяют эллипс ошибок вокруг истинного положения ИРИ. Относительные ошибки, радиальные и поперечные, определяются соответственно выражениями (13) и (11). Ошибка оценки расстояния является определяющей, в связи с тем, что она пропорциональна R^2.

На рисунке 5 приводятся результаты расчета относительной точности определения местоположения ИРИ рассматриваемым методом. Расчет производился при следующих условиях: B = 10 м, V = 200 м/с.

Как видно из рисунка 5 особенностью определения местоположения источника рассматриваемым методом является наличие двух направлений на ИРИ, при которых

ошибка определения местоположения возрастает многократно: направление «вдоль траектории» и «ортогонально траектории».

В обоих случаях значение ΔF_d стремится к нулю: для направления вдоль траектории значения доплеровского сдвига частот на двух антеннах одинаковы, т.е. ΔF_d равна нулю, а во втором случае – значения доплеровского сдвига частот на антеннах равны нулю, соответственно и разность ΔF_d также равна нулю.

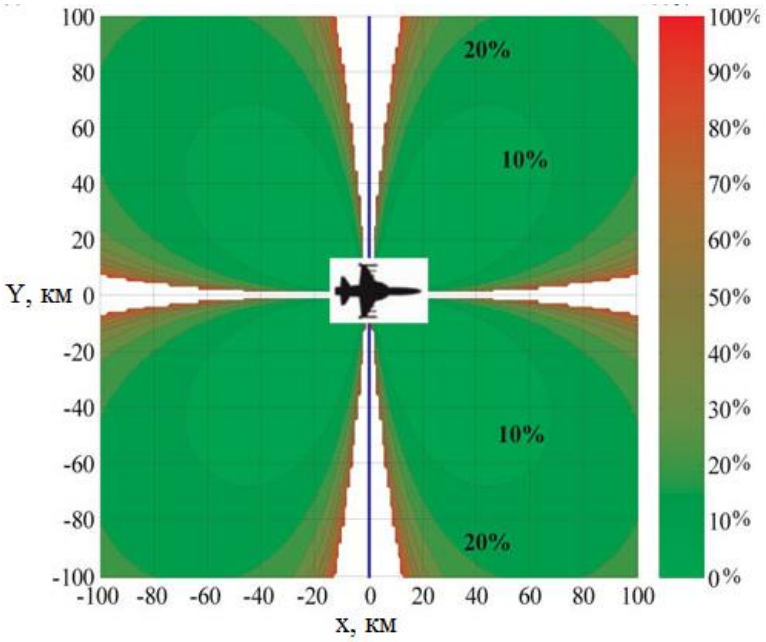


Рис. 5. Зависимость относительной ошибки определения местоположения от направления и дальности до ИРИ.

Значения ошибок имеют зависимость от скорости перемещения средства РТК, поэтому размещение средств РТК на платформе искусственных спутников Земли позволит существенно увеличить точность определения координат источника.

Рассмотрим практическое предложение по устранению недостатка метода, которое заключается в размещении дополнительной пары антенн, смещенных на 45º от основной пары антенн, таким образом, рабочие направления дополнительной пары антенн совпадут с направления первой пары антенн, при которых ошибки определения местоположения источника являются критическими (рисунок 6).

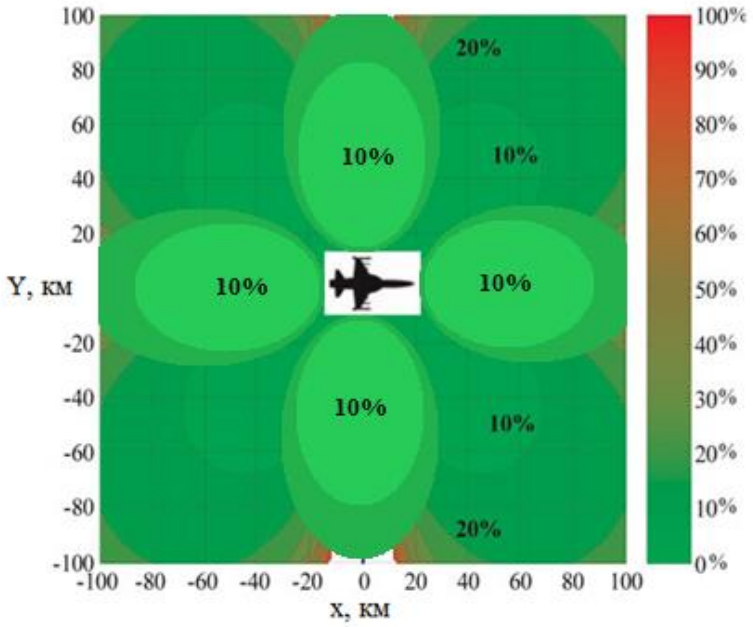


Рис. 6. Зависимость относительной ошибки определения местоположения от направления и дальности до ИРИ при наличии дополнительной пары антенн.

3. Структурно-логическая схема средства радиотехнического контроля

Рассмотрим обобщенную структурно-логическую схему средства РТК, в котором может реализован рассматриваемый метод определения местоположения (рисунок 7).

Рис. 7. Обобщенная структурно-логическая схема средства РТК.

Двухканальный приемник осуществляет прием, первичную фильтрацию и перенос на промежуточную частоту для дальнейших преобразований. В модуле цифровой обработки сигналов производится основные процедуры по оцифровке сигнала, вычисления преобразования Фурье и др. Далее осуществляются необходимые

измерения фазовой задержки сигналов и разности доплеровских сдвигов частот. Полученная информация поступает на модуль, где осуществляется вычисление координат ИРИ, с учетом текущего положения средства РТК и его ориентации в пространстве.

4. Заключение

В статье рассмотрен комбинированный метод определения местоположения источника радиоизлучения на основе фазового и разностно-доплеровского способа определения координат источника, сущность которого заключается в том, что, перемещая средство РТК и принимая сигнал на две разнесенные антенны, вычисляется направление на ИРИ на основе разности фаз сигналов и оценивается дальность до ИРИ с учетом разности значений доплеровских сдвигов частот сигналов.

Приведен вариант расчета зон относительной ошибки определения координат ИРИ. Наглядно показаны ограничения работы метода, заключающиеся в наличии направлений на ИРИ, при которых ошибки определения местоположения становятся критически большими. Предложен способ повышения точности определения местоположения ИРИ при данных направлениях.

Предложена обобщенная структурно-логическая схема средства РТК, в котором может реализован рассматриваемый метод.

Литература

1. Becker, K. An efficient method of passive emitter location. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1992, Vol. 28. Pp. 1091–1256.
2. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008. - 432 с.
3. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986. - 264 с.
4. Rife, D.C. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations. // IEEE Trans. Inf. Theory, 1974, Vol. 20, Pp. 591–598.

References

1. Becker, K. An efficient method of passive emitter location. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1992, Vol. 28. Pp. 1091–1256.
2. Melnikov Yu.P., Popov S.V. Radio Intelligence. Methods for assessing the effectiveness of the positioning of radiation sources. M.: Radio Engineering, 2008. - 432 p.
3. Kondratyev B.C., Kotov A.F., Markov L.N. Multipoint radio systems. M.: Radio and communication, 1986. - 264 p.
4. Rife, D.C. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations. // IEEE Trans. Inf. Theory, 1974, Vol. 20, Pp. 591–598.

МЕТОД ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

А.А. Головков[1], В.А. Головков

[1]Федеральное государственное казенное 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. Обоснована актуальность темы и представлено краткое содержание написанной авторами монографии. Приведено краткое описание развитого в монографии метода параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем (усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов, согласующих и фильтрующих устройств, сумматоров и делителей мощности, управляемых слоистых неоднородных структур) на элементах с сосредоточенными и распределёнными параметрами. Сформулированы основные результаты.

Ключевые слова: параметрический синтез радиотехнических устройств и систем, заданные формы основных характеристик

METHOD OF PARAMETRICAL SYNTHESIS RADIO ENGINEERING DEVICES AND SYSTEMS

A.A.Golovkov[1], V.A.Golovkov.

[1]Federal state military educational institution of higher professional education "Military educational scientific center Military air force " Military air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh), the Ministry of defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA») Voronezh, Russia

Abstract. The urgency of a theme is proved and the summary of the monography written by authors is presented. The short description of the method of parametrical synthesis of radio engineering devices developed in the monography and systems (amplifiers and generators, modulators and demodulators, matching by and filtering devices, adders and dividers of the capacity, operated layered non-uniform structures) on elements with the concentrated and distributed parametres is resulted. The basic results are formulated.

Keywords: parametrical synthesis of radio engineering devices and the systems, the set forms of the basic characteristics.

1. Введение

Настоящее и будущее человечества наиболее полно можно охарактеризовать необходимостью проведения глобальной оптимизации параметров (средств и ресурсов) по критерию обеспечения заданных показателей, характеристик и целей во всех сферах его деятельности (планирование и организация семьи, производства, социальных, товарно-денежных, производственно-экономических и межгосударственных отношений, управление самолётами, проектирование зданий, сельскохозяйственных, военных и других машин, станков, роботов и т.д. и т.п.). Всё это можно отнести к задачам оптимального управления. Несмотря на глубокие различия между сферами деятельности человека, можно показать, что существуют общие закономерности, которые удаётся выявить путём тщательного рассмотрения хотя бы одной из них.

Монография [1] посвящена систематизированному изложению метода параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем, ранее фрагментарно развиваемого авторами только в периодических изданиях и изобретениях. Список используемой литературы составляет 443 наименования, из которых 350 трудов написаны авторами или с основным участием авторов книги. Среди этих работ-189 изобретений, 147 статей в центральных изданиях, 14 трудов в других изданиях.

Анализ известной литературы показывает, что возможности улучшения характеристик радиоустройств любого диапазона частот с помощью только схемных решений (без оптимизации значений параметров схемы) в настоящее время практически исчерпаны. Оптимизация значений параметров по выбранному критерию может быть проведена различными численными и аналитическими методами. Достоинство численных методов состоит в их универсальности, определяемой практической независимостью от критерия синтеза, а недостаток характеризуется потерей физической наглядности в понимании процессов формирования и преобразования сигналов в радиотехнических цепях, а также невозможностью оценки роли отдельных параметров, узлов и блоков цепи в обеспечении выбранного критерия. Достоинство аналитических методов состоит в сохранении понимания этой роли в обеспечении процессов формирования и преобразования сигналов в радиотехнических цепях, а недостаток связан с тем, что определение оптимальных значений параметров схемы с помощью специальных математических выражений возможно только по критерию совпадения заданных и реализуемых характеристик на конечном количестве значений выбранного аргумента. При использовании любого метода оптимизации параметров требуется знание математических моделей нелинейных элементов. В настоящее время многие фирмы – производители нелинейных элементов (диодов, транзисторов, интегральных схем) указывают в технических паспортах своей продукции зависимости элементов матриц различных параметров (для двухполюсных нелинейных элементов – сопротивления или проводимости, для многополюсных нелинейных элементов – матриц рассеяния, передачи и т.д.) от внешнего воздействия (температуры, влажности, частоты, амплитуды высокочастотных и низкочастотных сигналов и т.д.), то есть, по существу, рассматривают нелинейные элементы как четырёхполюсники. Это стало возможным благодаря появлению и широкому распространению коаксиальных и волноводных измерителей полных сопротивлений. Знание таких (полных, общих или универсальных) характеристик освобождает проектировщика от необходимости самостоятельной разработки математических моделей нелинейных элементов, учитывающих их внутренние параметры в виде межэлектродных ёмкостей, индуктивностей выводов, сопротивлений потерь и т. д. Такие модели всегда носят приближённый характер и поэтому их использование для расчёта схем с заданными характеристиками ограничено некоторым узким кругом решаемых задач. Можно с уверенностью утверждать, что учёт полных характеристик нелинейных элементов как четырёхполюсников при разработке радиотехнических цепей неизбежно приведёт к повышению точности решения задач параметрического

синтеза радиоустройств по различным критериям, например, по критерию увеличения полосы рабочих частот или избирательности, формированию заданных квазилинейных участков модуляционных и демодуляционных характеристик в интересах уменьшения частотных и нелинейных искажений, обеспечения стационарного режима генерации в пределах увеличенного участка зависимости частоты генерируемых колебаний от изменения параметров управляемых элементов в интересах формирования заданной частотной или временной формы сигнала и т.д.. В общем случае выбор критерия синтеза осуществляется в зависимости от выполняемых устройством функций преобразования входного сигнала, генерирования колебаний или формирования радиосигналов.

2. Основные положения метода параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем

В монографии предлагается метод параметрического синтеза радиотехнических цепей и систем, базирующийся на совместном использовании численных методов и усовершенствованного (развитого) авторами аналитического алгоритма синтеза «двухимпедансных» управляющих устройств СВЧ, предложенного S.Kavakami, путём решения ряда задач параметрического синтеза типовых структурных схем радиотехнических устройств и систем. Суть разработанного им алгоритма состоит в использовании в качестве исходных данных значений сопротивлений (или проводимостей) двухполюсного нелинейного элемента в двух состояниях, определяемых двумя уровнями амплитуды управляющего сигнала, на фиксированной частоте, определении комплексного коэффициента отражения устройства СВЧ, состоящего из согласующего реактивного четырёхполюсника, нагруженного на двухполюсный нелинейный элемент, формировании системы уравнений, удовлетворяющих предъявляемым требованиям к коэффициенту отражения, решении полученной системы уравнений относительно элементов классической матрицы передачи четырёхполюсника, использовании полученного решения для отыскания значений параметров определённой части двухполюсников выбранной типовой схемы четырёхполюсника.

Объектами параметрического синтеза в книге [1] являются согласующие устройства различных радиотехнических устройств (модуляторов и демодуляторов, усилителей и генераторов, фильтров и т.д.) с учётом выбора необходимого для конкретного устройства критерия, полных характеристик двухполюсных или трёхполюсных нелинейных элементов, комплексных сопротивлений источника сигнала и нагрузки. При этом предполагается, что исчерпывающей характеристикой двухполюсного нелинейного элемента является зависимость его комплексного сопротивления или проводимости от выбранного аргумента. Исчерпывающими характеристиками многополюсных нелинейных элементов (транзисторов или интегральных схем) являются зависимости элементов их матриц параметров (сопротивлений или проводимостей, смешанных матриц H или F, передачи или рассеяния) от выбранного аргумента. В качестве аргумента могут быть использованы

следующие физические величины: частота, модулируемый параметр, амплитуда низкочастотного управляющего электрического сигнала, механическое давление, температура, напряжённость внешнего магнитного поля и т. д. В качестве управляемых элементов используются варикапы, пьезоэлектрические элементы, термочувствительные элементы, магниточувствительные элементы и прочие двухполюсные и многополюсные нелинейные элементы, параметры и характеристики которых изменяются при соответствующем низкочастотном внешнем воздействии. В общем случае тип управляемого элемента выбирается в зависимости от назначения радиотехнического устройства, а внешнее воздействие на управляемый элемент называется низкочастотным управляющим сигналом. Поэтому в частном случае радиотехнические устройства выполняют роль датчиков, обеспечивающих измерение электрических и неэлектрических величин электрическими способами.

Согласующие устройства (СУ), характеризуемые четырёхполюсниками, могут быть выполнены на различных пассивных радиоэлементах (резистивных, реактивных или комплексных) с сосредоточенными параметрами или на электродинамических элементах (диэлектрических слоях, отрезках линий передачи (коаксиальных, полосковых и волноводных), решётках, диафрагмах, перфорированных экранах, штырях и т.д.) с распределёнными параметрами. Значения параметров первой группы элементов реализуются параметрами типа R,L,C (резисторов, индуктивностей, ёмкостей), а второй группы– неуправляемыми слоями с малыми потерями (толщинами слоёв, длиной линии передачи и геометрическими размерами решёток, диафрагм, экранов и штырей), из которых возможно формирование различных электродинамических систем, например, управляемых слоистых неоднородных сред (СНС), в литературе называемые иногда управляемыми слоистыми покрытиями, управляемыми плоскослоистыми средами и т.д. Управляемые слои выполнены в виде двумерно-периодических решёток проводящих элементов, в разрывы которых включены управляемые нелинейные элементы. Управляемые СНС могут быть использованы в линии передачи (волноводной, микрополосковой и т.д.) и в свободном пространстве. Показано, что изменение базиса согласующих по заданному критерию четырёхполюсников изменяет область физической реализуемости выбранного критерия в пространстве исходных данных (полоса, частот, тип нелинейного элемента, комплексные сопротивления нагрузки и источника сигнала, величина и крутизна квазилинейного участка модуляционной, демодуляционной характеристик и т. д.). В книге синтезированы типовые схемы четырёхполюсников - Г-образное звено, обратное Г-образное звено, Т-образное звено, П-образное звено, перекрытое Т-образное звено, СУ из двух Г-образных звеньев, СУ из двух обратных Г-образных звеньев, СУ из Г-образного и П-образного звеньев. Двухполюсники реактивных четырёхполюсников построены только на базисе L,C, двухполюсники резистивных четырёхполюсников - только на базисе R, а все двухполюсники комплексных четырёхполюсников - на базисе R,L,C. Радиоустройства, построенные на элементах с сосредоточенными параметрами, предназначаются для работы в диапазоне частот до верхней границы, лежащей примерно в районе 800–1000 МГц, а радиоустройства на элементах с

распределёнными параметрами – в диапазоне частот, расположенном выше этой границы. Синтезированы также десятки структур СНС, отличающиеся количеством управляемых и неуправляемых слоёв и их расположением относительно друг друга. Указанная граница является условной. В книге большое внимание уделено управляемым СНС, выполняемым на основе элементов второй группы. С помощью этих сред возможна реализация способа радиосвязи без собственного источника несущего сигнала путём использования в качестве такового отражённого сигнала стороннего источника (радиолокационной станции или телевизионного передатчика). Этот способ является радиотехническим аналогом известного способа получения информации человеком об окружающем мире в отражённом и преобразованном естественном (солнечном, лунном) или искусственном свете. В общем случае, исследуемые в данной работе устройства и системы, могут быть использованы в любых смежных областях радиоэлектроники, например, в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Например, они эффективны при создании помех каналам обнаружения и сопровождения цели по скорости, угловым координатам и дальности, а также при определении навигационных показателей движущегося объекта.

Основным результатом излагаемого подхода к синтезу радиотехнических цепей и систем является реализация возможности формирования практически любого заданного отклика радиотехнической системы при любом известном воздействии с учётом областей физической реализуемости. В частности, возможно формирование отклика, полностью соответствующего воздействию в определённой полосе частот. Последнее не означает, что искажения сигнала при его прохождении по радиотехнической цепи исчезают. Они остаются, но благодаря указанному выбору параметров цепи, в одну из её частей, называемой согласующим четырёхполюсником, вносятся такие дополнительные искажения, которые компенсируют искажения сигнала в остальной части цепи. Области физической реализуемости определены в книге как области изменения параметров участков цепи без согласующего устройства, в пределах которых обеспечиваются выбранные критерии. Границы этих областей представляют собой годографы на диаграмме Смита, которые подобны годографам, полученным им для согласующих два сопротивления устройств по критерию обеспечения минимума отражённого сигнала.

Замечательным свойством предлагаемого метода параметрического синтеза является то, что предельно достижимые показатели (полоса частот, девиация частоты, девиация фазы, глубина амплитудной модуляции, величина квазилинейного участка модуляционной и демодуляционной характеристик и т.д.) радиотехнических устройств с одним каскадом типа «источник сигнала с сопротивлением z_0 –СУ–нелинейная часть (НЧ)– нагрузка с сопротивлением $z_н$» (рисунки 1, 3а,б) или «источник сигнала –НЧ – СУ–нагрузка» (рисунки 2, 3в,г) определяются так называемыми качествами отдельных участков цепи. Нелинейная часть состоит из цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС). Понятия качества, используемые в книге, – это мера различия

входного комплексного сопротивления в двух состояниях части устройства, расположенной справа от согласующего по выбранному критерию четырёхполюсника, и мера различия выходного сопротивления в двух состояниях части устройства, расположенной слева от согласующего четырёхполюсника. Распространение понятия качества на радиотехнические устройства и системы означает, что рассматриваемые в монографии объекты синтеза можно назвать «двухимпедансными» по аналогии с уже устоявшимся названием «двухимпедансных» управляющих устройств СВЧ.

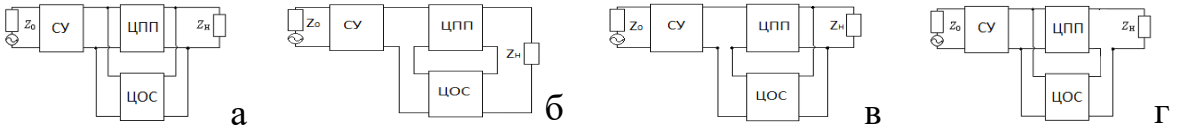


Рис. 1. Примеры структурных схем высокочастотных частей исследуемых устройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и НЧ, включёнными между СУ и нагрузкой.

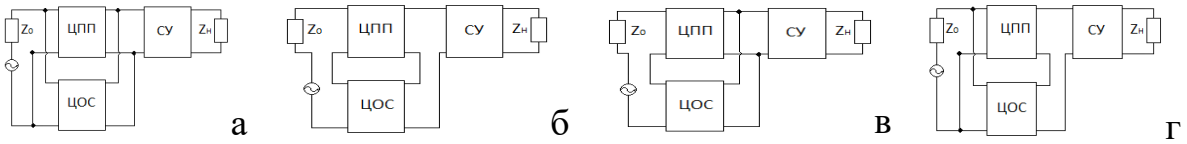


Рис. 2. Примеры структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и СУ, расположенным между НЧ и нагрузкой.

На рисунках 1,2 НЧ состоит из цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), а на рисунке 3-из двухполюсного нелинейного элемента. Состояния определяются заданными значениями аргумента или нескольких аргументов. Следствием этого свойства является создание обширного справочного материала по оценке предельно достижимых характеристик различных радиотехнических устройств, отличающихся друг от друга не только назначением, но и структурными и принципиальными схемами. При проектировании радиоустройств с учётом этого материала целесообразно использовать пакеты математических программ типа «MathCad». В книге показано, что дальнейшее улучшение этих показателей возможно двумя путями. Первый основан на совместном использовании предлагаемого метода параметрического синтеза указанных одиночных каскадов для аналитического определения параметров части двухполюсников типовых схем согласующих четырёхполюсников и известных численных методов для варьирования параметров остальной части двухполюсников в интересах увеличения рабочей полосы частот. При этом время оптимизации параметров уменьшается в десятки и сотни раз, поскольку на каждом шаге оптимизации, включая первый, на конечном числе частот обеспечиваются заданные значения модулей и фаз передаточной функции в заданных состояниях нелинейного элемента.

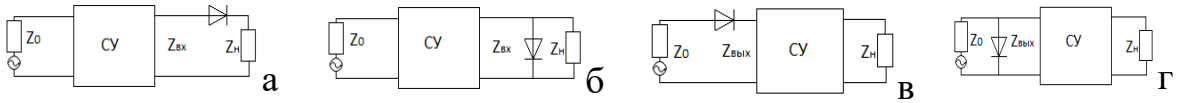


Рис. 3. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых устройств при включении двухполюсного нелинейного элемента в продольную (а) и в поперечную (б) цепи между СУ и нагрузкой, в продольную (в) и в поперечную (г) цепи между сопротивлением источника сигнала и СУ.

Улучшение всех показателей обеспечивается с помощью реализации второго пути, состоящего в увеличения числа каскадов типа «СУ – НЧ» или «НЧ – СУ», параллельно или каскадно–соединённых между собой и включённых между источником сигнала и нагрузкой. При параллельном соединении каскадов их передаточные функции складываются, а при каскадном соединении - перемножаются. В результате получаются многокаскадные схемы, каждый каскад которых содержит согласующий четырёхполюсник, оптимальный по критерию обеспечения заданных характеристик в прилегающих друг к другу диапазонах изменения выбранного аргумента. После подсоединения каскадов к источнику сигнала и нагрузке требуется некоторая корректировка (экспериментальная или с помощью численных методов) параметров, которая обычно не вызывает трудностей. Второй подход к улучшению всех характеристик в области высоких частот подобен использованию системы связанных колебательных контуров для увеличения полосы частот в области низких частот. Примерами систем алгебраических уравнений, исходных для синтеза радиотехнических устройств и систем, могут быть определённые требования к системным операторам:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2;\ S_{11}^{I} = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)S_{11}^{II}; \qquad (1)$$

$$H_n = m_n(\cos\varphi_n + j\sin\varphi_n);\ S_n = m_n(\cos\varphi_n + j\sin\varphi_n);\ Z_H = 0;\ Z_S = 0,$$

где $m = \frac{m_1}{m_2}$, $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ -заданные зависимости отношения модулей и разности фаз передаточной функции $H_{1,2}$ или коэффициента отражения $S_{11}^{I,II}$ выбранного устройства в двух состояниях, определяемых двумя уровнями амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, от частоты; m_n, φ_n - заданные зависимости модулей и фаз передаточной функции H_n или коэффициента отражения S_{11}^{n} от частоты в заданном количестве состояний; Z_H, Z_S -знаменатели передаточных функций и коэффициентов отражения в заданном количестве состояний (аргументы опущены).

Первые две пары уравнений –это модели амплитудно-фазовых модуляторов и манипуляторов, амплитудных, фазовых и частотных демодуляторов (в зависимости от физического характера выбранного аргумента) проходного и отражательного типов. Третья пара уравнений (характеристических) соответствует всем известным критериям устойчивости (Ляпунова, Найквиста, Гурвица, балансу амплитуд и фаз, иммитансному критерию и т.д.) и характеризует частотные модуляторы и манипуляторы, одночастотные и многочастотные автогенераторы. Схемы автогенераторов соответствуют схемам, показанным на рисунках 1-3, у которых источник сигнала заменён короткозамыкающей перемычкой при сохранении сопротивления источника

сигнала. В режиме усиления и генерации в схемах рисунка 3 используются активные двухполюсные нелинейные элементы (диоды Ганна, лавинно-пролётные диоды, туннельные диоды и т.д.). Существуют и другие уравнения, например, уравнения, соответствующие предъявляемым требованиям к входным и (или) выходным сопротивлениям в выбранных сечениях радиотехнической цепи. Задача синтеза состоит в определении минимального количества элементов СУ и значений их параметров, при которых обеспечивается (1) в заданной полосе частот или в определении количества элементов СУ и значений их параметров, при которых обеспечивается (1) в максимальной или минимальной полосе частот. Это означает, что понятие согласование используется в более широком смысле (1). В частном случае $S_n=0$ имеем согласование по критерию обеспечения минимума отражённого сигнала.

Таким образом, развиваемый авторами метод синтеза позволяет полностью использовать реально существующие возможности радиоустройств по обеспечению формирования и преобразования радиосигналов. Возможность формирования любого заданного отклика при любом известном воздействии в пределах областей физической реализуемости носит фундаментальный характер и относится к любым системам, математические модели которых могут быть представлены с помощью некоторых системных операторов, однозначно связывающих воздействие и отклик (причину и следствие, входной и выходной сигналы, инвестиции и прибыль и т. д.). При установлении системных операторов и требований к ним типа (1) путём решения соответствующей системы уравнений всегда можно определить значения параметров системы, оптимальные по критерию обеспечения заданного отклика в одном или нескольких состояниях. Например, в книге показано, что это явление имеет место в антенных системах, к которым можно также отнести упоминаемые выше управляемые СНС. Можно показать также, что аналогичные процессы возможны в упругих средах. Более того, при определённых условиях такая возможность существует в промышленности, в военной стратегии и тактике, экономических, финансовых, политических и других социально-гуманитарных и технических системах. В частности, это означает, что никакие рыночные или плановые производственно-экономические отношения принципиально не могут дать необходимый результат, состоящий в повышении уровня жизни народа, без заранее определённых оптимальных, контролируемых и корректируемых по этому критерию параметров рынка или плана, а также условий их физической реализуемости. Однако алгоритмы определения таких условий и выбора соответствующих значений параметров этих систем выходят за рамки содержания данной книги.

3. Основные результаты параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем

В монографии получены результаты, которые в кратком виде можно сформулировать следующим образом:

- сформирована совокупность исходных систем алгебраических уравнений, удовлетворяющих предъявляемым требованиям к системным операторам

(передаточным функциям, коэффициентам отражения, входным и выходным сопротивлениям в заданном сечении) радиотехнических устройств и систем, отличающихся функциональным назначением и структурными схемами с использованием различных видов цепей обратной связи и вариантов включения управляемой и неуправляемых частей относительно друг друга;

- показано, что задачи параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем по критерию обеспечения заданных характеристик можно свести к задачам обеспечения специально определённых входных и (или) выходных сопротивлений (проводимостей) в выбранном сечении радиотехнической цепи, которые являются более простыми;

- решения исходных систем алгебраических уравнений получены в виде новых взаимосвязей между элементами матриц одних и тех же параметров реактивных, резистивных и комплексных СУ, оптимальных по критериям типа (1), а также по иммитансному критерию устойчивости и по критериям обеспечения специально определённых входных и выходных сопротивлений;

- на основе этих взаимосвязей составлены уравнения, решения которых получены в виде зависимостей сопротивлений двухполюсников реактивных, резистивных и комплексных типовых схем четырёхполюсников и параметров неуправляемых частей СНС от частоты; оптимальных по указанным критериям (количество этих решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников каждой типовой схемы СУ);

- на основе метода интерполяции и зависимостей, полученных на предыдущем этапе синтеза, определены выражения для отыскания значений сосредоточенных параметров квазиоптимальных двухполюсников и распределённых параметров неуправляемых частей СНС, оптимальных по указанным критериями в ограниченной полосе частот;

- на основе полученных теоретических результатов предложены и обоснованы схемотехнические решения в виде кольцевых схем из параллельно соединённых шести каскадов типа «управляемая часть– неуправляемая часть» или «неуправляемая часть – управляемая часть» в интересах обеспечения предельно достижимых рабочей полосы частот и квазилинейных участков модуляционных, демодуляционных и других характеристик радиотехнических устройств;

- сформированы и решены обобщённые характеристические уравнения автогенераторов, структурные схемы которых учитывают комплексный характер входного сопротивления последующего каскада, выходного сопротивления предыдущего каскада и параметров нелинейной части (НЧ), варианты включения реактивного, резистивного или комплексного СУ перед НЧ, после НЧ или в цепь обратной связи;

- предложены способы радиосвязи и создания помех радиолокационным системам управления оружием, основанным на использовании управляемых СНС отражательного, смешанного и проходного типов;

- получены выражения, однозначно связывающие предельно достижимые значения модулей (отношение модулей) и фаз (разность фаз) системных операторов и качеств управляемых и неуправляемых частей радиоустройств и систем как мер различия их входных или выходных сопротивлений в двух состояниях;

- проведены математическое и схемотехническое моделирования макетов модуляторов, демодуляторов, усилителей и автогенераторов, синтезированных с использованием разработанных математических моделей, которые показали удовлетворительное совпадение теоретических и экспериментальных результатов – параметров и характеристик.

4. Заключение

Полученные результаты расширяют возможности проектировщиков радиотехнических устройств и систем различного назначения (радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы и т.д.) в направлении повышения их эффективности. С достаточно высокой долей уверенности можно предположить, что разработанный в монографии метод параметрического синтеза радиотехнических устройств и систем может быть использован при решении многих задач оптимального управления в интересах оптимизации параметров систем и процессов других сфер человеческой деятельности. Это возможно при соответствующей интерпретации физических смыслов основных понятий этого метода – параметров, характеристик, аргументов, состояний, качеств управляемых и неуправляемых частей, системных операторов, входных и выходных сопротивлений, согласования, откликов и воздействий в процессах и системах выбранной области исследований.

Материал книги может быть использован при расширенном изучении соответствующих разделов дисциплин «Основы теории цепей», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Устройства приёма и обработки сигналов», «Устройства СВЧ и антенны», «Моделирование систем и процессов».

Дальнейшее развитие данного направления связано с разработкой алгоритмов параметрического синтеза различных радиотехнических устройств и систем с использованием согласующих смешанных четырёхполюсников, одна часть двухполюсников которых выполнена только на резистивных элементах, а вторая часть - только на реактивных элементах [2,3]. К таким четырёхполюсникам относятся, например, динамические звенья радиоэлектронных систем управления. Использование реактивных, резистивных, комплексных и смешанных согласующих по критериям (1) четырёхполюсников для технического проектирования радиотехнических устройств и систем с заданными характеристиками даёт проектировщику широкие возможности для расширения областей физической реализуемости заданных характеристик.

Авторы хорошо понимают, что предпринятая ими попытка создания математической теории цепей, обеспечивающих требуемое формирование и преобразование заданных детерминированных сигналов, в излагаемом виде имеет

много недостатков. Поэтому они будут благодарны заинтересованным читателям, которые сочтут возможным направить свои замечания и предложения по адресу: 394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 а, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж). По всем вопросам, в том числе и по приобретению книг можно также обращаться по телефонам: 8-950-752-61-04; 8-920-439-11-35.

Литература

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. – 588 с.
2. Головков А.А., Головков В.А. Алгоритм параметрического синтеза каскадно-включённых согласующих смешанных четырёхполюсников для автогенераторов на активных двухполюсных нелинейных элементах. В данном сборнике.
3. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов для вариантов включения согласующих смешанных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. В данном сборнике.

References

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: MESC MAF «AFA», 2018. - 588 p.
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Algorithm of parametrical synthesis in cascade-included matching by the mixed two-port networks for oscillators on active bipolar nonlinear elements. In this digest.
3. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators for inclusion variants matching by the mixed two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. In this digest.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРА С ДРОБНЫМ ДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ

А. В. Леньшин[1], А. Н. Голубинский[2], В. Н. Тихомиров[2], М. В. Матуразов[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация.С использованием MATLAB получены соотношения для расчета спектров шумов на выходе синтезаторов частот с дробно-переменными делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами. Учтены неидентичные значения токов заряда и разряда зарядовой накачки, подключаемой на вход активного фильтра нижних частот сигналами рассогласованияс выхода частотно-фазового детектора с тремя устойчивыми состояниями.

Ключевые слова: синтезатор частот; фазовая автоподстройка частоты; частотно-фазовый детектор; зарядовая накачка; дисперсия; дробный делитель, фазовый шум; вариация Аллана; джиттер; спектральная плотность.

METHOD OF DETERMINING PHASE NOISE SYNTHESIZER WITH FREQUENCY DIVISION OF FREQUENCYIN AUTO ADJUSTMENT SYSTEM

A.V. Lenshin[1], A.N. Golubinsky[2], V. N. Tikhomirov[2], M. V. Maturazov[2]

[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]JSC «Sozvezdie «Concern», Voronezh, Russia

Abstract. Using MATLAB, relations have been obtained for calculating the noise spectra at the output of frequency synthesizers with fractional variable frequency dividers controlled by delta-sigma modulators. The non-identical values of charge and discharge currents connected to the input of the active low-pass filter by the error signals of the output of the frequency-phase detector with three stable states are taken into account.

Keywords: frequency synthesizer; phase locked loop; frequency phase detector; charge pumping; dispersion; fractional divider; phase noise; Allan variation; jitter spectral density.

1. Введение

Синтезаторы частот (СЧ), построенные на основе фазовой автоподстройки частоты с зарядовой накачкой (ФАПЧ$_{ЗН}$) и дробно-переменными делителями частоты (ДДПКД) в цепи обратной связи находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах.

Одним из основных требований, предъявляемых к СЧ$_{ФАПЧзн}$, является обеспечение необходимых шумовых характеристик выходного сигнала, таких как дисперсии фазы и частоты, дисперсия набега фазы, вариации Аллана,джиттер и другие. Все эти характеристики можно получить из анализа спектральной плотности фазы выходного сигнала СЧ$_{ФАПЧзн}$ [1, 2].

2. Постановка задачи исследования

Решение задачи нахождения спектральной плотности фазы, когда на нее влияет большое количество факторов, можно значительно упростить, используя современные методы анализа динамических систем, применяя математический аппарат MATLAB с подсистемами Simulink, SimPowerSystems, SimElectronics и ControlSystemToolbox.

В [3] с помощью этих подсистем разработана методика определения спектральной плотности фазовых шумов выходного сигнала в линейной системе ФАПЧ$_{ЗН}$ по известным значениям фазовых шумов ее функциональных элементов.

В настоящей работе с использованием подсистем Simulink, SimElectronics и ControlSystem разработана более простая методика определения тех же шумовых характеристик систем ФАПЧ$_{ЗН}$, что и в работе [3]. Блок-схема исследуемой системы ФАПЧ$_{ЗН}$ показана на рис. 1.

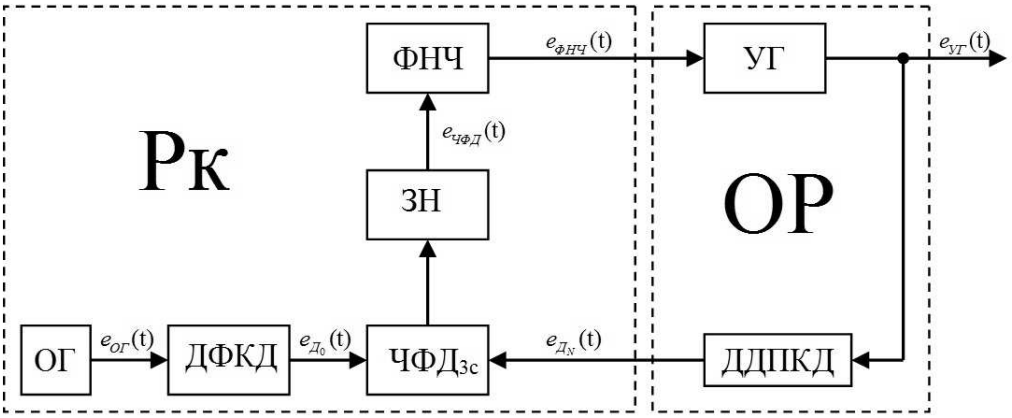


Рис. 1. Блок-схема системы ФАПЧ$_{ЗН}$

На рис. 1 обозначено: ОР – объект регулирования; Рк–регулятор-корректор; ОГ – опорный генератор, формирующий сигнал вида $e_{ОГ}(t) = V_{ОГ}\sin(\omega_{ОГ}t + \varphi_{ОГ}(t))$, где $V_{ОГ}$ – амплитуда сигнала; $\omega_{ОГ}$ – номинальная (средняя) частота сигнала; $\varphi_{ОГ}(t)$ – отклонение фазы сигнала ОГ; ДФКД ($Д_R$) – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления, выходной сигнал которого $e_{Д_R}(t)$ имеет частоту $\omega_{Д_R} = \omega_{ОГ}/R$, где R – коэффициент деления делителя $Д_R$ (в частном случае R=1); ЧФД$_{3с}$ – частотно-фазовый детекторс тремя устойчивыми состояниями, который вырабатывает с помощью зарядовой накачки (ЗН) сигнал $e_{ЧФД}(t)$, пропорциональный разности фаз сигналов $e_{Д_R}(t)$ и $e_{Д_N}(t)$ с выхода $Д_N$.

В современных СЧ$_{ФАПЧзн}$, реализованных интегральных микросхемах (ИМС$_{СЧ}$), сигнал рассогласования (ошибки) $e_{ЧФД}(t)$ имеет вид двухполярного широтно-импульсного сигнала с токами заряда и разряда $+ifd(1+di)$ и $-ifd$, где di – величина, характеризующая неравенство значений токов ЗН. Передаточная функцияЧФД$_{3с}$с ЗН имеет вид $G_{ЧФД} = ifd(1+di/2)/2\pi$. $Д_N$ – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), сигнал на выходе которого $e_{Д_N}(t)$ имеет частоту

$\omega_{Д_N}$, связанную с частотой $\omega_{УГ}$ соотношением $\omega_{Д_R} = \omega_{УГ} / N$, где N – коэффициент деления делителя $Д_N$. В состав $Д_N$ входит дельта-сигма модулятор (ДСМ) порядка dsm_order для уменьшения уровня помех с частотами, кратными шагу сетки частот в составе выходного сигнала. УГ – управляемый по частоте генератор, формирующий сигнал вида $e_{УГ}(t) = V_{УГ}\sin(\omega_{УГ}t + \varphi_{УГ}(t))$, где $V_{УГ}$ – амплитуда сигнала, $\omega_{УГ} = N \cdot \omega_{Д_R} + \Delta\omega_{УГ}$ – частота сигнала, $\Delta\omega_{УГ}$ – отклонение частоты от номинала, $\varphi_{УГ}(t)$ – отклонение фазы сигнала. Величина $\Delta\omega_{УГ}$ связана с $e_{ФНЧ}(t)$, соотношением $G_{УГ}(s) = \dfrac{\Delta\omega_{УГ}(s)}{e_{ФНЧ}(s)} = sug$, где sug – крутизна характеристики управления УГ.ФНЧ – фильтр нижних частот, предназначенный для фильтрации сигнала $e_{ЧФД}(t)$ и имеющий передаточную функцию $G_{ФНЧ}(s) = \dfrac{e_{ФНЧ}(s)}{e_{ЧФД}(s)}$.

3. Линейная модель системы автоподстройки с источниками шумов

Для расчета фазовых шумов на выходе системы ФАПЧ$_{ЗН}$, рассмотрим более подробно ее линейную модельс источниками шумов, разработанную на основе рис. 1 и приведенную на рис. 2.

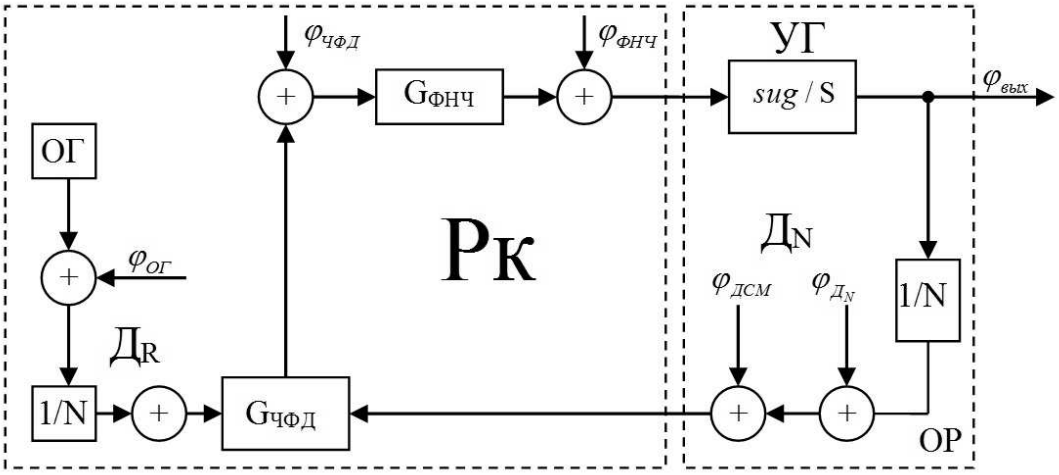


Рис. 2. Линейную модель системы ФАПЧ$_{ЗН}$ с источниками шумов

На рис. 2 приведены передаточные функции основных элементов ФАПЧ$_{ЗН}$, а также сумматоры, на которые подаются шумы соответствующих элементов системы: $\varphi_{Д_R}$ – фазовые шумы делителя $Д_R$; $\varphi_{Д_N}$ – фазовые шумы делителя $Д_N$; $\varphi_{ДСМ}$ – фазовые шумы ДСМ; $\varphi_{ЧФД}$ – фазовые шумы ЧФД$_{3с}$с ЗН; $\varphi_{ФНЧ}$ – шумы ФНЧ; $\varphi_{ОГ}$, $\varphi_{УГ}$ – фазовые шумы опорного и управляемого генераторов соответственно; $\varphi_{вых}$ – фазовые шумы выходного сигнала.

С использованием выражения для передаточной функции замкнутой системы ФАПЧ$_{ЗН}$

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{\text{ЧФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N)}{1 + G_{\text{ЧФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N)} \quad (1)$$

и для передаточной функции ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ по ошибке

$$G_e(s) = \frac{1}{1 + G_{\text{ЧФД}}(s) \cdot G_{\text{ФНЧ}}(s) \cdot sug / (s \cdot N)} \quad (2)$$

из рис. 2 следует выражение для спектральной плотности фазы выходного сигнала

$$S_{\varphi\text{вых}}(f) = [\frac{S_{\varphi\ \text{ОГ}}(f)^2}{R^2} + S_{\varphi\ \text{Д}_\text{R}}(f) + S_{\varphi\ \text{Д}_\text{N}}(f) + S_{\varphi,\text{ДСМ}}(f) + \frac{S_{\varphi\ \text{ЧФД}}(f)}{G^2_{\text{ЧФД}}}] \times$$
$$N^2 \cdot \left|G_{cl}(j2\pi f)\right|^2 + [S_{\varphi\ \text{УГ}}(f) + S_{\varphi\ \text{ФНЧ}}(f) \cdot \left|S_{\text{УГ}} / j2\pi f\right|^2] \cdot \left|G_e(j2\pi f)\right|^2, \quad (3)$$

где $S(f)$ – спектральные плотности фазовых шумов соответствующих элементов, f – частота в Гц. Из этого соотношения следует, что для шумов ОГ, Д_R, Д_N, $\text{ЧФД}_{3\text{с}}$ с ЗН и ФНЧ – система ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ представляет собой фильтр нижних частот, а для шумов УГ – фильтр верхних частот.

Из соотношения (3) следует, для того чтобы найти спектр фазы выходного сигнала ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ необходимо знать спектральные плотности шумов элементов ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ и передаточные функции от этих элементов до выхода ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$. Некоторые модели в виде $S(f)$ элементов ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ представлены в таблице 1 и таблице 2.

Таблица 1

Элемент ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$	Спектральная плотность шума $S(f)$
ОГ, УГ	$S_{\varphi_{\text{ОГ, УГ}}}(f) = a_0 + a_1 / f + a_2 / f^2 + a_3 / f^3 + a_4 / f^4$
Д_R, Д_N, $\text{ЧФД}_{3\text{с}}$	$S_{\varphi_{\text{Д}_R, \text{Д}_N, \text{ЧФД}}}(f) = a_0 + a_1 / f$
ДСМ	$S_{\varphi,\text{ДСМ}}(f) = \frac{(2\pi)^2 \cdot T_0 \cdot \left|2 \cdot \sin(\pi f T_0)\right|^{2 \cdot (dsm_order - 1)}}{12N^2}$ $+(di-1)^2 \frac{\pi}{3} T_0 \cdot K_{adsm_order} \cdot \frac{1}{N^2}$
ФНЧ	$S_{U_i\text{ФНЧ}, I_i\text{ФНЧ}}(f) = a_0 + a_1 / f$

Таблица 2

dsm_order	K_{adsm_order}
2	0,750
3	2,916
4	11,550

В таблице 1 коэффициенты a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 для $S_{\varphi_{\text{ОГ, УГ}}}(f)$ определяются на основе данных, предоставляемых фирмой производителем ОГ и УГ.

Синтезаторы частот, как правило, проектируются на ИМС$_{\text{СЧ}}$, которые содержат в своем составе Д_R, Д_N и ЧФД$_{\text{ЗС}}$ с ЗН. Спектральные плотности шумов этих элементов $S_{\varphi\ \text{Д}_R}(f), S_{\varphi\ \text{Д}_N}(f)$ и $\dfrac{S_{\varphi\ \text{ЧФД}}(f)}{G^2_{\text{ЧФД}}}$ можно объединить и представить как

$$S_{\varphi\text{вх}}(f) = S_{\varphi\ \text{Д}_R}(f) + S_{\varphi\ \text{Д}_N}(f) + \frac{S_{\varphi\ \text{ЧФД}}(f)}{G^2_{\text{ЧФД}}} = a_{0\varphi\text{вх}} + a_{1\varphi\text{вх}} / f. \quad (4)$$

Величину $a_{0\varphi}$ можно определить из следующего выражения

$$10\log a_{0\varphi} = L_0 + 10\log(f_{OГ}), \quad (5)$$

где L_0 – некоторая базовая константа, соответствующая частоте опорного сигнала фазового детектора $f_{OГ} = 1$ Гц и которая нормируется фирмами-производителями ИМС$_{\text{СЧ}}$. Коэффициент $a_{1\varphi\text{вх}}$, как правило, не нормируется фирмами-производителями ИМС$_{\text{СЧ}}$и определятся экспериментальным путем.

Спектральная плотность шумов $S_{\varphi,\text{ДСМ}}(f)$ дробного делителя Д_N, обусловленная функционированием ДСМ со структурой (в терминологии [4, 5]) MASH (MultitagenoiseShaping), зависит от порядка ДСМ dsm_order и di – величины, характеризующей неравенство значений положительных и отрицательных амплитуд импульсов токов заряда и разряда ЗН [6, 7], коэффициент K_{adsm_order} в таблице 2 зависит от dsm_order [8].

Шумы ФНЧ складываются из шумов его пассивных и активных элементов $S_{U_i\text{ФНЧ},I_i\text{ФНЧ}}(f)$ в виде шумовых генераторов тока и напряжения. Так шумы резистора моделируются генератором напряжения со спектральной плотностью $S_{U_iR}(f) = 4kTR$ (k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, R – величина резистора), включаемого последовательно с резистором, шумы операционного усилителя (ОУ) моделируются шумовыми генераторами тока $S_{I_i\text{ФНЧ}}(f)$ и напряжения $S_{U_i\text{ФНЧ}}(f)$, включаемыми на его вход. Коэффициенты a_0, a_1 для $S_{U_i\text{ФНЧ}}(f)$ и $S_{I_i\text{ФНЧ}}(f)$ определяются на основе данных, предоставляемых фирмой-производителем ОУ.

4. Технология проведения исследований

Для решения поставленной задачи определения спектра сигнала на выходе ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ воспользуемся пакетом прикладных программ ControlSystemToolbox, входящим в систему MATLAB. В качестве источников шумов элементов ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ со спектральной плотностью $S_i(f)$ будем использовать одномерные линейные модели типа FRD, которые формируются оператором $SYS_i = frd(resp, freq, units)$, где $freq$ –

реальный вектор частоты *f* длиной *Nf*, *resp* – вектор значений $\sqrt{S_i(f)}$ длиной *Nf*, *units* – опция, задающая размерность *f* в rad/s или в Hz.

Для промежуточных вычислений $S_{\varphi\text{вых}}(f)$ от *i*-х источников шумов воспользуемся функцией MATLAB $H_i = freqresp(SYS_i \cdot SYS_Gi, 2\pi f)$, которая рассчитывает частотные характеристики для линейной модели $SYS_i \cdot SYS_Gi$, являющейся результатом умножения (или последовательного соединения SYS_i и SYS_Gi) модели SYS_i – *i*-го источника шума на SYS_Gi – модель линейного объекта, соответствующего передаточной функции $G_i(s)$ от *i*-го источника шума до выхода системы ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$, $2\pi f$ – вектор частот (в рад/с), в которых вычисляется H_i. При этом H_i – является трехмерным массивом, для одномерных моделей $SYS_i \cdot SYS_Gi$ массив $H_i(1,1,k)$ является функцией от частоты $2\pi f(k)$, где $k = 1.2..Nf$.

В соответствии с (3) и вышеизложенным

$$S_{\varphi\text{вых}}(k) = \sum_{i=1}^{l} \{abs[H_i(1,1,k)]\}^2, \qquad (6)$$

где *l* –число источников шумов ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$.

Определение частотных характеристик H_i для всех источников, за исключением ФНЧ при известном $G_{\text{ФНЧ}}(s)$, не представляет труда с помощью (1), (2), (3). Однако при сложной схеме ФНЧ вычисления H_i представляют собой довольно громоздкую задачу. Покажем, как эти трудности можно преодолеть с использованием MATLAB. Для этого обратимся к модели на рис. 3, где в подсистемах Simulink, SimElectronics и Simscape представлена линейная ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ с активным ФНЧ на ОУ B-L Op-Amp.

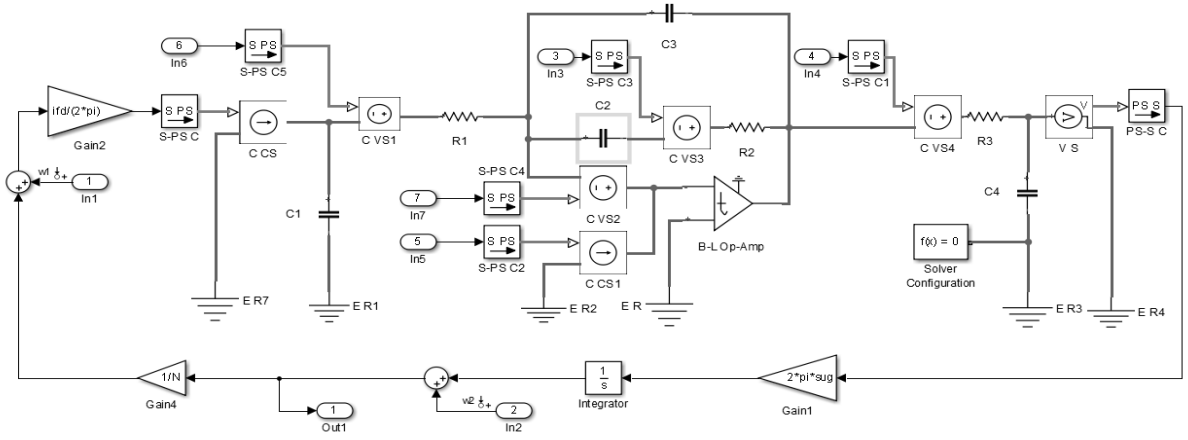


Рис. 3. Линейная модель ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ с активным ФНЧ на ОУ

Шумы ОГ, $Д_R$, $Д_N$, ЧФД$_{\text{3с}}$ с ЗН и ДСМ подаются через порт In1, шумы УГ – через порт In2. Фазовые шумы выходного сигнала вычисляются в точке, соответствующей порту Out1. ЭлементыФНЧ (S-PSC ... S-PSC5), (CVS1... CVS4),

(CCS...CCS1), (C1...C4), (R1..R3), ОУ – B-LOp-AmpиVS представлены в подсистемах SimElectronics и Simscape, порты (In3...In7) представлены в подсистеме Simulink. Такой ФНЧ с идеальным ОУ имеет передаточную функцию

$$G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{e_{c4}(s)}{i_{ccs}(s)} = \frac{t1s+1}{s(C2+C3)(t2s+1)(t3s+1)(t4s+1)},$$

где $e_{c4}(s)$ – преобразованное по Лапласу напряжение на C4, $i_{ccs}(t)$ – преобразованный по Лапласу ток CCS, $t1 = C2 \cdot R2$, $t2 = C1 \cdot R1$, $t3 = \frac{C2 \cdot C3}{C2+C3} R2$, $t4 = C4 \cdot R3$.

Поясним назначение элементов ФНЧ: S-PS C – конверторы сигналов Simulink в «физические» сигналы SimElectronics, C VS – управляемые напряжением генераторы с коэффициентом усиления 1, CCS – управляемые напряжением генераторы тока с коэффициентом усиления 1, VS – сенсор напряжения на C4, через порты (In3...In7) подаются напряжения, отражающие тепловые шумы резисторов R1, R2, R3 и шумовые генераторы тока и напряжения соответственно, моделирующие шумы ОУ. Для определения передаточных функций от входов через порты (In1...In7) шумовых генераторов (на рис. 3 не показаны) до выхода СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$ воспользуемся функцией *linmod* системы Simulink*[A,B,C,D]=linmod ('Noise_PLL')*, где *Noise_PLL* – имя slx файла, соответствующего рис. 3. **A, B, C, D** – четверка матриц, которая описывает дифференциальное векторное уравнение ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ в системе Simulink в явной форме Коши.

Для получения многомерной модели (семь входов и 1 выход) в пакете ControlSystemToolbox запишем оператор *SYS_Gi=ss(A,B,C,D),* который создает ss – модель системы ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ с использованием четверки матриц **A, B, C, D**. Таким образом *SYS_Gi (1, Ini)* – одномерная ss – модель, определяющая прохождение сигналов от порта с номером Ini к порту с номером Out1.

На основе изложенного найдем, например, выражение для спектральной плотности фазы выходного сигнала ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ $S_{\varphi\text{вых_R1}}(k)$ от шумового генератора напряжения, обусловленного тепловыми шумами резистора R1 и подключенного к порту In6

$$S_{\varphi\text{вых_R1}}(k) = \{abs[H_6(1,1,k)]\}^2, \quad (7)$$

где $H_6 = freqresp(SYS_6 \cdot SYS_Gi(1,6), 2\pi f)$, $SYS_6 = sqrt(4KT \cdot R1)$.

Аналогично вычисляются составляющие спектральной плотности фазы выходного сигнала от других источников шумов.

5. Пример расчета по предложенной методике

Используя приведенную выше методику, рассмотрим пример расчета спектральной плотности фазы выходного сигнала ФАПЧ$_{ЗН}$ (рис. 3) конкретного синтезатора частот с параметрами: T_0 =2/98.304e+6; *dsm _ order* =3; *ifd*=2.5e-3; di=1.02; L_0 =–230; sug=36e+6; *N*=21. Фазовые шумы для УГ типа UMV-1050-R16 на частоте $\omega_{УГ} = 2\pi \cdot 1.032192 \cdot 10^9$ приведены в таблице 3, фазовые шумы для ОГ типа ГК137-ТС на частоте $\omega_0 = 2\pi \cdot 98.304 \cdot 10^6$ приведены в таблице 4.

Таблица 3

Отстройка от несущей *f* в Гц	100	1000	10000	100000	1000000	10000000
$10 \cdot \log(S_{\varphi_{УГ}}(f))$ дБ/Гц	–55	–85	–110	–130	–150	–164

Таблица 4

Отстройка от несущей *f* в Гц	1	10	100	1000	10000
$10 \cdot \log(S_{\varphi_{ОГ}}(f))$ дБ/Гц	–75	–105	–120	–150	–165

Параметры элементов ФНЧ рассчитывались исходя из условия $t2 \approx t3 \approx t4$ для значения частоты среза разомкнутой ФАПЧ$_{ЗН}$ равной 250кГц и обеспечения показателя колебательности M=1.5 [1, 2]. Значения эквивалентных шумовых генераторов тока и напряжения, подключенных к портам In5 и In7 задавались как $1{,}5 \cdot 10^{-12}$ А/$\sqrt{\text{Гц}}$ и $1{,}1 \cdot 10^{-9}$ А/$\sqrt{\text{Гц}}$ соответственно (для ОУ типа OPA211).

Результаты расчетов спектральной плотности фазы выходного сигнала ФАПЧ$_{ЗН}$ и ее составляющих от источников шума приведены на рис. 4.

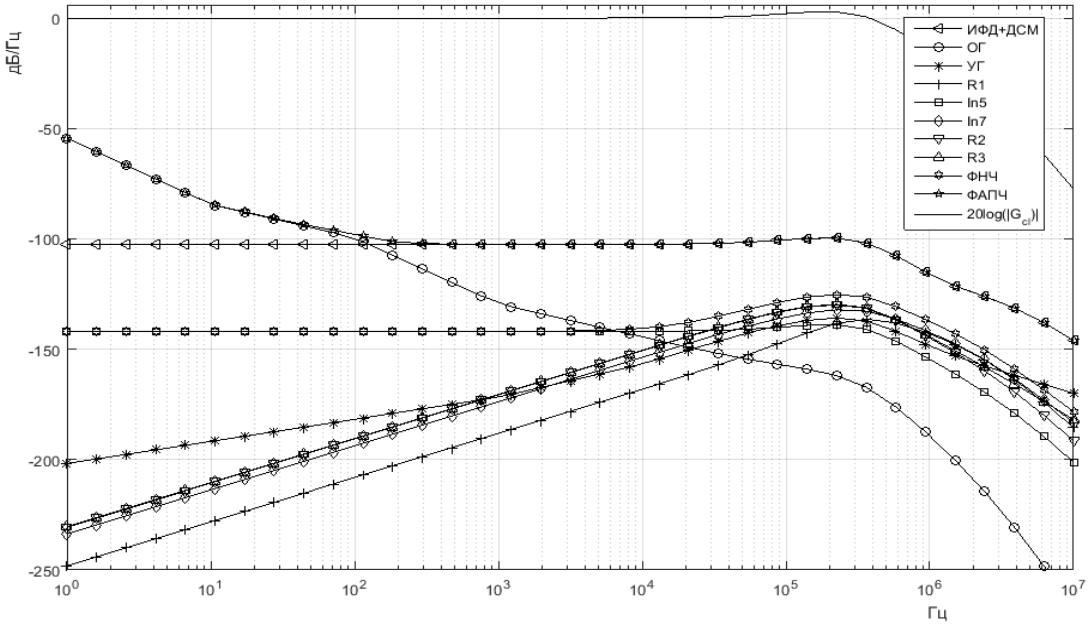


Рис. 4. Результаты расчетов спектральной плотности

На рис. 4 линией без маркеров также показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика замкнутой ФАПЧ$_{ЗН}$– $20\log(|G_{cl}(j2\pi f)|)$, по оси x отложена в логарифмическом масштабе частота f в Гц, по оси y линиями с маркерами $10\log(S_{\varphi вых i}(f))$ в дБ/Гц, где $S_{\varphi вых i}(f)$ – спектральная плотность фазы выходного сигнала ФАПЧ$_{ЗН}$ от i-го источника. Здесь также обозначены $S_{\varphi выхЧФД+ДСМ}$ как суммарный вклад шумов $S_{\varphi вх}(f)$ с L_0 =–230 и $S_{\varphi,ДСМ}(f)$ в состав $S_{\varphi выхФАПЧ_{ЗН}}(f)$, $S_{\varphi выхФНЧ}$ – суммарный вклад активных и пассивных источников шумов ФНЧ в $S_{\varphi выхФАПЧ_{ЗН}}(f)$. Другие обозначения понятны, так как приведены на рис. 3. Из анализа графиков на рис. 4 следует, что при отстройках $f < 200$Гц на $S_{\varphi выхФАПЧ_{ЗН}}(f)$ наиболее сильно влияют шумы ОГ, а при отстройках $f > 200$Гц – шумы ЧФД$_{3с}$ с ЗН и ДСМ.

6. Заключение

Предложена методика определения спектральной плотности фазовых шумов выходного сигнала в линейной системе ФАПЧ$_{ЗН}$синтезатора по известным шумам ее элементов. В соответствии с этой методикой в системе MATLAB составляется структурно-принципиальная схема ФАПЧ$_{ЗН}$ в подсистемах Simulink и SimElectronics, которая анализируется с помощью функции *linmod* и пакета прикладных программControlSystemToolbox. Эта методика позволяет существенно упростить определениефазовых шумов, особенно в случаях применения активных ФНЧ с большим количеством шумящих элементов и со сложными инерционными моделями операционных усилителей.

Литература

1. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
2. Тихомиров Н. М., Романов С. К., Леньшин А. В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
3. Романов С. К., Матыцина А.И., Тихомиров Н. М. Методика расчета шумовых характеристик синтезаторов частот // Теория и техника радиосвязи: Науч.-техн.сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2008. – Вып.2. – С. 67-72.
4. Brian M. Miller. Multiple-Modulator Fractional-N Divider. U.S. Patent 5038117. Aug. 6, 1991.
5. Yiping Fan. Model, Analyze, And Simulate Delta-Sigma Fractional-N Frequency Synthesizers. Part2. // Microwaves& RF. December 2000. P. 150- 154.
6. Леньшин А. В., Тихомиров Н. М., Романов С. К., Тихомиров М.Н.Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38-42.
7. Борисов В. И., Романов С. К., Леньшин А. В., Тихомиров Н.М, Шаталов Е.В.Определение помех дробности в фазоцифровых синтезаторах частот, использующих дельта-сигма модуляторы // Теория и техника радиосвязи. – 2015. – № 4. – С. 47-53.
8. Романов С. К., Матыцина А.И., Тихомиров Н. М. Влияние неравенства токов накачки детектора на спектр помех в синтезаторах с дробными делителями частоты // Теория и техника радиосвязи: Науч.-техн.сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2008. – Вып.1. – С. 111-117.

References

1. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a system of pulse-phase auto-tuning. - M.: Radio and communication, 1989. - 232 p.
2. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in auto-tuned synthesizers. - M.: Radio and communications, 2004. - 210 p.
3. Romanov S.K., Matytsin A.I., Tikhomirov N.M. The method of calculating the noise characteristics of frequency synthesizers // Theory and technology of radio communications: Nauch. - tehn.sb. / Sozvezdie Concern OJSC - Voronezh, 2008. - Issue 2. - pp. 67-72.
4. Brian M. Miller. Multiple-Modulator Fractional-N Divider. U.S. Patent 5038117. Aug. 6, 1991.
5. Yiping Fan. Model, Analyze, and Simulate Delta-Sigma Fractional-N Frequency Synthesizers. Part2. // Microwaves & RF. December 2000. P. 150- 154.
6. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fragmentation noise in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications. - 2012. - № 5. - p. 38-42.
7. Borisov V.I., Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Determination of noise fractionality in phase-digital frequency synthesizers using delta-sigma modulators // Theory and technology of radio communication. - 2015. - № 4. - p. 47-53.
8. Romanov S.K., Matytsin A.I., Tikhomirov N.M. The effect of the inequality of the pumping currents of the detector on the interference spectrum in synthesizers with fractional frequency dividers // Theory and technology of radio communication: Nauch.-tehn.sb. / Sozvezdie Concern OJSC - Voronezh, 2008. - Issue 1. - p. 111-117.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ АСТАТИЧЕСКОЙ ПО ФАЗЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

А. В. Леньшин[1], М. В. Матуразов[2], Т. В. Матуразова[2], Е.В. Шаталов[3]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия, [3]УГИБДД ГУ МВД России по Воронежской области

Аннотация. Предложена методика модельно-ориентированного проектирования астатической по фазе системы фазовой автоподстройки частоты для цифровых синтезаторов частот. Приведены примеры параметрического синтеза линейной системы фазовой автоподстройки частоты высокого порядка с помощью функций пакета MATLAB pidtune и systune.

Ключевые слова: фазовая автоподстройка частоты, синтезатор частот, управляемый генератор, частотно-фазовый детектор, дробный делитель частоты.

METHOD OF DESIGNING AN ASTATIC PHASE SYSTEM PHASE LOCKED LOOP FOR DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZERS

A.V. Lenshin[1], M. V. Maturazov[2], T. V. Maturazova[2], E.V. Shatalov[3]

[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]JSC «Sozvezdie «Concern», Voronezh, Russia, 3Russian Interior Ministry Traffic police in the Voronezh region

Abstract. A technique of model-oriented design of phase-astatic phase-locked loop for digital frequency synthesizers is proposed. Examples of parametric synthesis of a high-order linear phase-locked loop system using the MATLAB pidtune and systune.

Keywords: phase-locked pulse frequency, frequency synthesizer, controlled generator, frequency-phase detector, fractional frequency divider.

1. Введение

Синтезаторы частот ($СЧ_{ФАП}$) на основе системы фазовой автоподстройки с зарядовой накачкой ($ФАП_{ЗН}$) по сигналу рассогласования частотно-фазового детектора с тремя устойчивыми состояниями ($ЧФД_{З}$) – обязательный элемент современных радиотехнических систем. В радиопередатчиках $СЧ_{ФАП}$ задает несущую частоту электромагнитных колебаний, которая путем модуляции преобразуется в радиосигнал. В радиоприемниках $СЧ_{ФАП}$ служат в качестве гетеродинов для понижения частоты принимаемых радиосигналов [1, 2].

Одним из основных требований, предъявляемых к $ФАП_{ЗН}$, является обеспечение ее динамических характеристик: устойчивости в «малом», определяемой частотой среза и запасом устойчивости по фазе передаточной функции (ПФ) разомкнутой системы; быстродействия системы; минимума дисперсии фазы выходного сигнала $СЧ_{ФАП}$, который достигается компенсацией собственных шумов управляемого генератора (УГ) и ослаблением шумов опорного сигнала и помех дробности системы в области частот выше частоты среза [3–5].

Синтез и анализ систем $ФАП_{ЗН}$ довольно сложен и может проводиться с применением современных вычислительных машин и специализированных пакетов

прикладных программ (ППП) типа MATLAB, AgilentADS, LabVIEW, OrCAD Pspice, SystemVue, VisSim и других [6]. Если не учитывать нелинейность импульсного ЧФДЗ, то ФАПЗН можно свести к линейной непрерывной системе и проводить ее синтез и анализ хорошо известными способами, например, с привлечением частотных методов [7]. Во временной области удобно использовать четверку матриц $\{\mathbf{A},\mathbf{B},\mathbf{C},\mathbf{D}\}$ для описания векторного дифференциального уравнения системы в пространстве состояний, исследовать в кусочно-линейном режиме некоторые нелинейные свойства ФАПЗН [8, 9].

2. Постановка задачи исследования

Целью работы является нахождение с использованием подсистемы Control System Toolbox системы MATLAB для различных видов ФНЧ зависимостей значений элементов ФАПЗН в частотной области от запаса устойчивости по фазе и показателя колебательности M. Применение в качестве ФНЧ сложных фильтров (Бесселя, Баттерворта, Чебышева, эллиптических и других) позволяет получить при лучших шумовых параметрах выходного сигнала СЧФАП приемлемые характеристики по быстродействию.

Рассмотрим линейную систему ФАПЗН, представленную на рисунке 1.

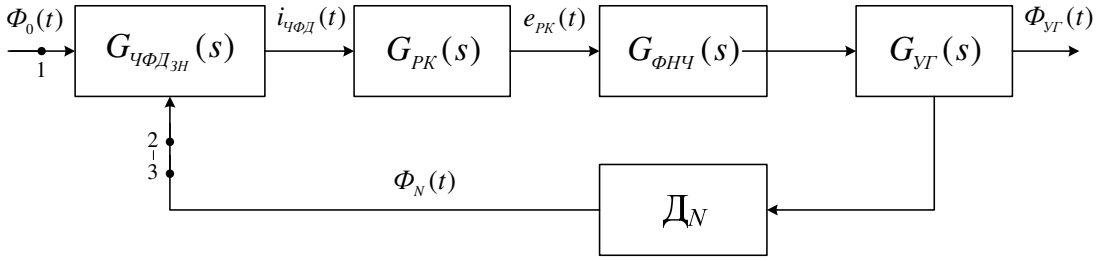


Рис. 1. Линейная система ФАПЗН

На рис. 1 обозначено: $\Phi_0(t)$ – фаза опорного сигнала; $\Phi_{УГ}(t)$ – фаза сигнала УГ с ПФ $G_{УГ}(s)=\Phi_{УГ}(s)/e_{Ф}(s)=2\pi S_{УГ}/s$, где $S_{УГ}$ – крутизна характеристики управления УГ; $i_{\text{ЧФД}}(t)$ – двухполярный импульсный сигнал, пропорциональный разности фаз входных сигналов, с токами ЗН $+i_{Д}$ и $-i_{Д}$, ПФ непрерывной модели ЧФДЗ описывается выражением $G_{\text{ЧФД}_3}(s)=i_{\text{ЧФД}}(s)/[\Phi_O(s)-\Phi_N(s)]=i_{Д}/2\pi$; $G_{РК}(s)=e_{РК}(s)/i_{\text{ЧФД}_3}(s)$ – ПФ регулятора-корректора (РК), обеспечивающего требуемые параметры устойчивости и переходные характеристики системы ФАПЗН при выбранном ФНЧ с ПФ $G_{ФНЧ}(s)=e_{Ф}(s)/e_{РК}(s)$; $G_N(s)=1/N$ – ПФ дробного делителя частоты (ДN) с коэффициентом деления N (в состав ДN входит дельта-сигма модулятор порядка dsm_order для уменьшения уровня помех с частотами, кратными шагу сетки частот); $\Phi_N(t)$ – сигнал на выходе ДN.

Развернутый вариант линейной системы ФАПЗН с РК и ФНЧ третьего порядка приведен на рисунке 2.

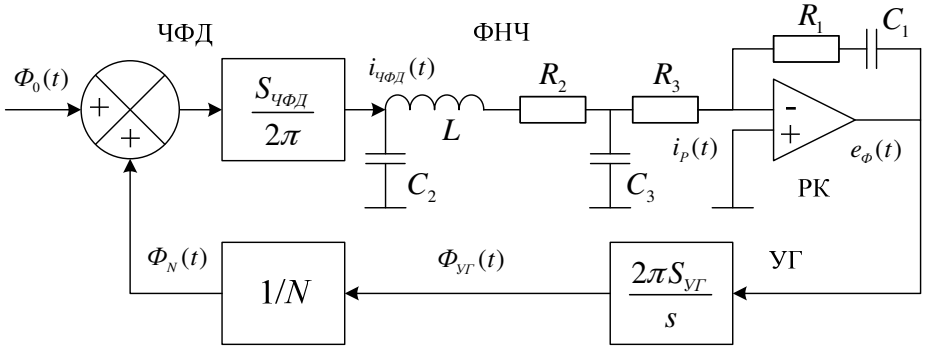


Рис. 2. Развернутый вариант линейной системы ФАПЗН с РК и ФНЧ третьего порядка

ПФ разомкнутой непрерывной линеаризованной ФАПЗН (рис. 2) с идеальным операционным усилителем, можно найти в виде

$$G(s) = \frac{-S_{УГ} i_Д (T_1 s + 1)}{s^2 N C_1 \left[R_3 C_3 L C_2 s^3 + (L + R_3 C_3 R_2) C_2 s^2 + (R_3 C_2 + R_3 C_3 + R_2 C_2) s + 1 \right]}, \quad (1)$$

где $T_1 = R_1 C_1$. Представим далее выражение (1) в виде

$$G(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_0(s)} = G_{ФНЧ}(s) \cdot G_{РК}(s) \cdot G_П(s), \quad (2)$$

где $G_{ФНЧ}(s) = \frac{1}{R_3 C_3 L C_2 s^3 + (L + R_3 C_3 R_2) C_2 s^2 + (R_3 C_2 + R_3 C_3 + R_2 C_2) s + 1}$;

$G_{РК}(s) = \frac{e_\Phi(s)}{i_{РК}(s)} = \frac{-(T_1 s + 1)}{C_1 s}$; $G_П(s) = \frac{S_{УГ} i_Д}{sN}$ – общая ПФ звеньев ЧФДЗ, УГ и делителя; $i_{РК}(t)$ – ток, протекающий через резистор R_3.

Большинство применяемых на практике линейных ФАПЗН имеют астатизм по фазе второго порядка, который требуется для уменьшения уровня помех с частотой опорного сигнала на выходе ЧФДЗ. ПФ таких систем ФАПЗН можно представить в виде (2). Проектирование СЧФАП с требуемыми параметрами представляет сложную задачу. С использованием подсистемы Control System Toolbox системы MATLAB предлагается следующий подход к расчету устойчивой ФАПЗН с ПФ вида (2):

1) считаем, что $i_Д$, $S_{УГ}$ и N заданы;

2) выбран тип ФНЧ из ряда поддерживаемых системой MATLAB фильтров (RC, Бесселя, Баттерворта, Чебышева, эллиптических и др.) и определенного порядка $n_{ФНЧ}$;

3) звено регулятора-корректора (РК) с передаточной функцией $G_{РК}(s) = \frac{-(T_1 s + 1)}{C_1 s} = \frac{-T_1}{C_1} + \frac{-1}{C_1 s}$ соответствует в терминологии подсистемы Control System Toolbox устройству PI-регулятора с ПФ $G_P(s) = K_P + K_i / s$, где $K_P = -T_1 / C_1$, $K_i = -1 / C_1$.

При известных $G_П(s)$ и выбранных $G_{ФНЧ}(s)$ PI-регулятор с параметрами K_P, K_i подлежит расчету методами подсистемы Control System Toolbox. Поэтому рассмотрим более подробно расчет параметров PI-регулятора некоторыми способами,

разработанными в системе MATLAB. В начале приведем соотношения при использовании встроенной функции Control System Toolbox *pidtune*

$$Pk = pidtune(Sys_fap_UG_F0,'pi',\omega_{ср},opts). \quad (3)$$

Функция (3) содержит выходной параметр Pk и входные $Sys_fap_UG_F0,'pi',\omega_{ср},opts$. В (3) Pk – линейный стационарный объект (lti-объект) РК, параметры которого K_P, K_i находятся как $K_P = Pk.Kp$, $K_i = Pk.Ki$ (точка в $Pk.Kp$ и $Pk.Ki$ означает что Pk представляется в виде структуры как одного из типов данных в MATLAB); $Sys_fap_UG_F0$ – Tf (lti-объект), сформированный ПФ $G_{ФП}(s) = G_{ФНЧ}(s)\cdot G_{П}(s)$; $'pi'$ – параметр, задающий РК в виде PI-регулятора; $\omega_{ср}$ – частота среза ПФ $G(s)$; $opts$ – параметр, задающий запас устойчивости ФАП$_{ЗН}$ по фазе $'PhaseMargin'$ со значением $\varphi_{зап}$ (в градусах) в виде $opts = pidtuneOptions('PhaseMargin',\varphi_{зап})$.

Задача нахождения параметров РК с использованием (3) может быть успешной, если найдены зависимости между характеристиками ФНЧ и характеристиками ПФ $G(s)$ – $\omega_{ср}$, $\varphi_{зап}$. Основные характеристики ФНЧ, задаваемые в MATLAB для фильтров RC, Бесселя, Баттерворта, – это значения их порядков $n_{ФНЧ}$ и частот среза $\omega_{СФНЧ}$. Для фильтров Чебышева и эллиптических фильтров необходимо задавать дополнительно значения неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания и значения коэффициента затухания в полосе задерживания.

Для расчета влияния их на формирование требуемой $G(s)$ в области частот, близких к $\omega_{ср}$, предлагается использовать такой параметр ФНЧ, как групповое время задержки $\tau(\omega) = -d\varphi(\omega)/d\omega$ ($\varphi(\omega)$ определяется из представления $G_{ФНЧ}(j\omega)$ в виде $G_{ФНЧ}(j\omega) = |G_{ФНЧ}(j\omega)|\exp[j\varphi(\omega)]$. Для формирования требуемой $G(s)$ в области частот, близких к $\omega_{ср}$, предлагается заменить ФНЧ линией задержки с параметром T_2. Для ФНЧ с одинаковыми $n_{ФНЧ}$ и разными $\omega_{СФНЧ}$ зависимость $1/\tau(0)$ от $\omega_{СФНЧ}$ линейная $\omega_{СФНЧ} = [\tau_1(0)/T_2]\cdot 1$ rad/cek, где $\tau_1(0)$ – задержка в ФНЧ с частотой $\omega_{СФНЧ} = 1$ rad/cek; T_2 – задержка в ФНЧ с частотой среза $\omega_{СФНЧ}$.

Линию задержки можно аппроксимировать апериодическим звеном с ПФ $G_{ФНЧА}(s) = 1/(T_2 s + 1)$. Для линейной динамической системы (эталонной) ПФ

$$G_{Э}(s) = [K_P + (K_i/s)]\frac{S_{ЧФД}S_{УГ}}{Ns(T_2 s+1)} = \frac{\omega_{Б}^2(T_1 s+1)}{s^2(T_2 s+1)}, \quad (4)$$

где $T_2 = \sqrt{M(M-1)}/[(M+1)\omega_{Б}] = M/[(M+1)\omega_{ср}]$; $\omega_{Б}^2 = \dfrac{K_i\cdot ifd\cdot S_{УГ}}{N}$, $\omega_{Б}$ – базовая частота; $T_1 = \sqrt{M/(M-1)}/\omega_{Б} = M/(M-1)/\omega_{ср}$; M – показатель колебательности [2].

Задавая в начале проектирования системы ФАПзн значения M и $\omega_{ср}$, из (4) находим T_1, T_2 и $\omega_Б^2 = \omega_{ср}/T_2$. Используя встроенную функцию MATLAB *margin*, определим запас устойчивости по фазе $\varphi_{зап}$

$$[Gm, Wcg] = margin(Sys_fap_razC), \quad (5)$$

где Sys_fap_razC – lti-объект, соответсвующий $G_Э(s)$.

Результаты вычислений $\varphi_{зап}$ при различных M, рассчитанные с помощью (4), (5), приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Зависимости $\varphi_{зап}$ от M

M	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7
$\varphi_{зап}$	58,85	53,21	48,50	44,51	41,12	38,23	35,72

3. Вариант расчета с функцией systune

Таким образом, все входные параметры в (3) известны и подлежит расчету только Pk. Рассмотрим вариант расчета Pk с привлечением встроенной функции Control System Toolbox *systune*. Функция *systune* предполагает использование целевых функций для расчетов параметров Pk. Из более двух десятков предлагаемых Control System Toolbox целевых функций в нашем случае к успеху приводит использование *TuningGoal.StepTracking* и *TuningGoal.Transient*. Параметры Pk рассчитываются таким образом, чтобы при типовых воздействиях на системы разница между длительностью переходных процессов в эталонной системе и рассчитываемой была бы меньше заданной. Для пояснения дальнейших выкладок опишем ряд операторов.

При помощи оператора $AP = AnalysisPoint('u')$ вводится контрольная точка *u* (рис.1), используемая в операторе $Sys_fap_zamS0 = feedback(Rk0*Sys_fap_UG_F0*AP, 1)$, а с помощью оператора $Pk0 = tunablePID('Pk','PI')$ в схему расчета вводится настраиваемый lti-объект PID – блок по имени Pk с опцией $'PI'$ с начальными значениями K_P, K_i, равными $Pk0.Kp.Value = 0.5*t1/c2$ и $Pk0.Ki.Value = 0.5/c2$ соответственно.

Операторы $Sys_fap_zamS0 = feedback(Rk0*Sys_fap_UG_F0*AP, 1)$ и $Sys_fap_zamS0.InputName = 'r'$, $Sys_fap_zamS0.OutputName = 'y'$ формируют lti-объект Sys_fap_zamS0, соответствующий передаточной функции $Pk0 \cdot Sys_fap_UG_F0/(1 + Pk0 \cdot Sys_fap_UG_F0)$ и имеющий имена входа и выхода (рис. 1) $Sys_fap_zamS0.InputName$, $Sys_fap_zamS0.OutputName$ r и y, а $Req = TuningGoal.Transient('r','y',Sys_fap_zamC,'ramp'),Req.RelGap$ формирует объект Req, реакция которого на воздействие линейно нарастающего сигнала должна быть такой же (с точностью $Req.RelGap$), как и на эталонную модель Sys_fap_zamC.

Дополнительные опции для работы функции *systune* задаются с помощью $rng('default'),Options = systuneOptions('RandomStart',2,'SoftTol',1e-5)$, а в

$\left[Sys_fap_zamS, fSoft, \sim, Info\right] = systune(Sys_fap_zamS0, Req, Options)$ с помощью функции *systune* находится искомый lti-объект Sys_fap_zamS, соответствующий ПФ замкнутой системы ФАПЗН $G_З(s) = \Phi_N(s)/\Phi_0(s)$. При помощи оператора $Pk = getBlockValue(Sys_fap_zamS, 'Pk')$ вычисляются искомые значения $K_P = Pk.Kp$ и $K_i = Pk.Ki$.

Отметим, что для решения поставленной задачи можно использовать не только функции *pidtune* и *systune*, но и другие, например, *looptune*. Функции *systune* и *looptune* имеют больше возможностей, нежели *pidtune* и позволяют найти более сложный РК, отличный от регулятора класса PID.

4. Синтез астатической по фазе системы ФАПЗН

Рассмотрим синтез астатической по фазе системы ФАПЗН с использованием функций *pidtune*, *systune* и ФНЧ типа Баттерворта третьего порядка ($n_{ФНЧ} = 3$), $M = 1{,}3$ и $\omega_{ср} = 2\pi \cdot 100$ кГц. На рисунках 3, 4 представлены три группы зависимостей: кривая 1 соответствует синтезированной по (5) эталонной ФАПЗН; кривая 2 – синтезированной ФАПЗН с использованием функций *pidtune*; кривая 3 – синтезированной ФАПЗН с использованием функций *systune*.

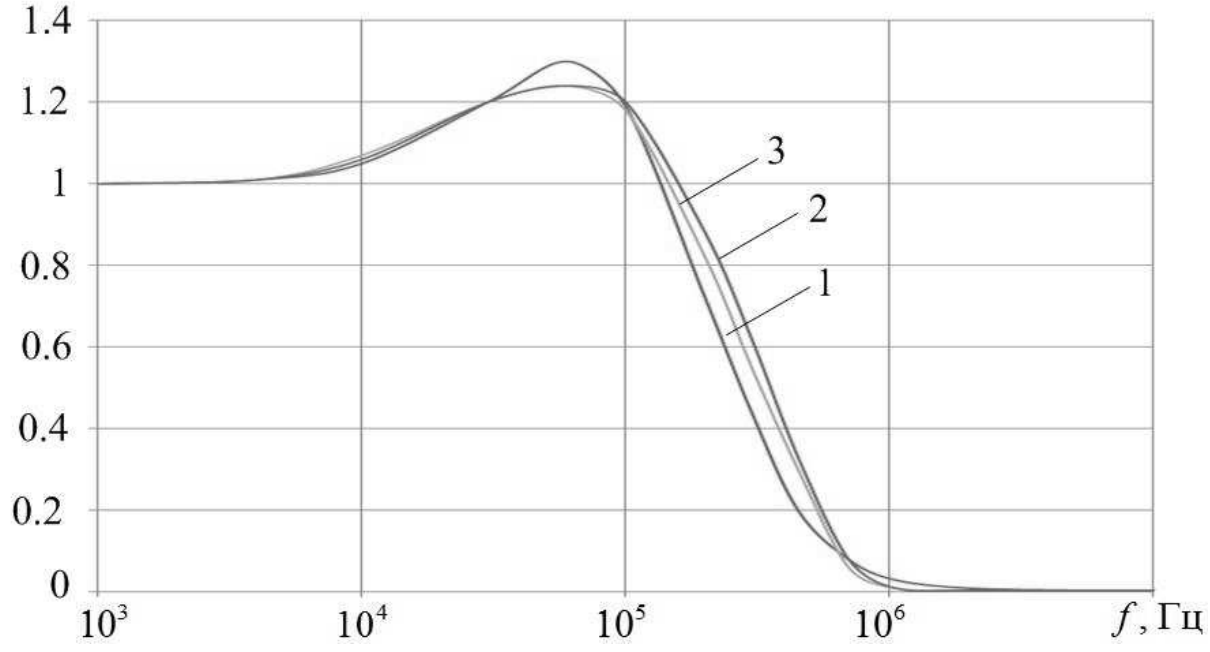


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики замкнутых систем ФАПЗН

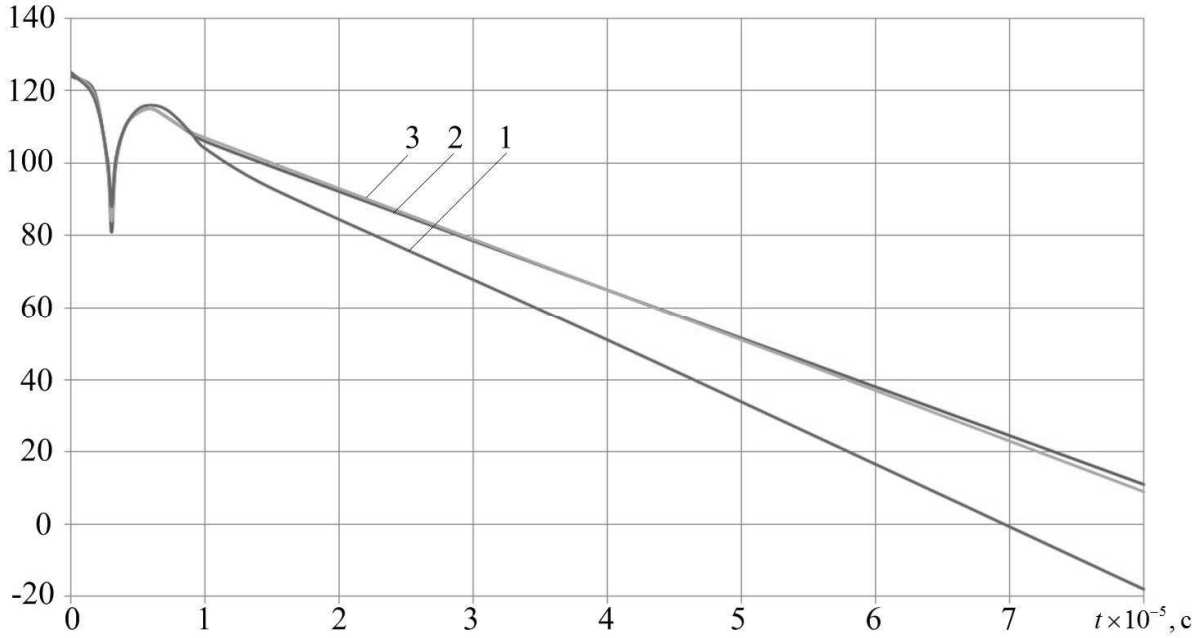


Рис. 4. Длительности переходных процессов в системах ФАПЗН

Анализ рис. 3, где представлены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) замкнутых систем ФАПЗН, синтезированных с помощью *pidtune* и *systune*, показывает, что их максимумы отличаются от максимумов АЧХ эталонной ФАПЗН не более, чем на 5 %. Таким образом, предложенная методика синтеза систем со сложными ФНЧ, основанная на использовании эталонной модели, приводит к системам ФАПЗН с АЧХ, имеющими требуемый показатель колебательности и запас устойчивости по фазе [2].

На рис. 4 приведены зависимости длительности переходных процессов отклонения частоты $\Delta\omega_{УГ}(t)$ сигнала УГ от номинала в системах ФАПЗН. По оси *y* отложено $20\log(\Delta\omega_{УГ}(t))$, начальное значение $\Delta\omega_{УГ}(0) = 2$ МГц. Кривые переходных процессов (рис. 4) в системах, синтезированных с помощью *pidtune* и *systune*, практически совпадают друг с другом и несколько отличаются по быстродействию от эталонной системы.

5. Логарифмические частотные характеристики разомкнутых систем ФАПЗН с различными типами ФНЧ

Исследования систем ФАПЗН со сложными ФНЧ разных порядков и типов (RC, Бесселя, Баттерворта, Чебышева) показали, что все они имеют похожее поведение с характеристиками ФАПЗН с ФНЧ Баттерворта третьего порядка (рис. 3, 4). На рисунках 5, 6 показаны логарифмические частотные характеристики разомкнутых систем ФАПЗН и переходные характеристики систем ФАПЗН с различными типами ФНЧ (кривая 1 – Чебышева, кривая 2 – Баттерворта, кривая 3 – Бесселя, кривая 4 – RC) третьего порядка.

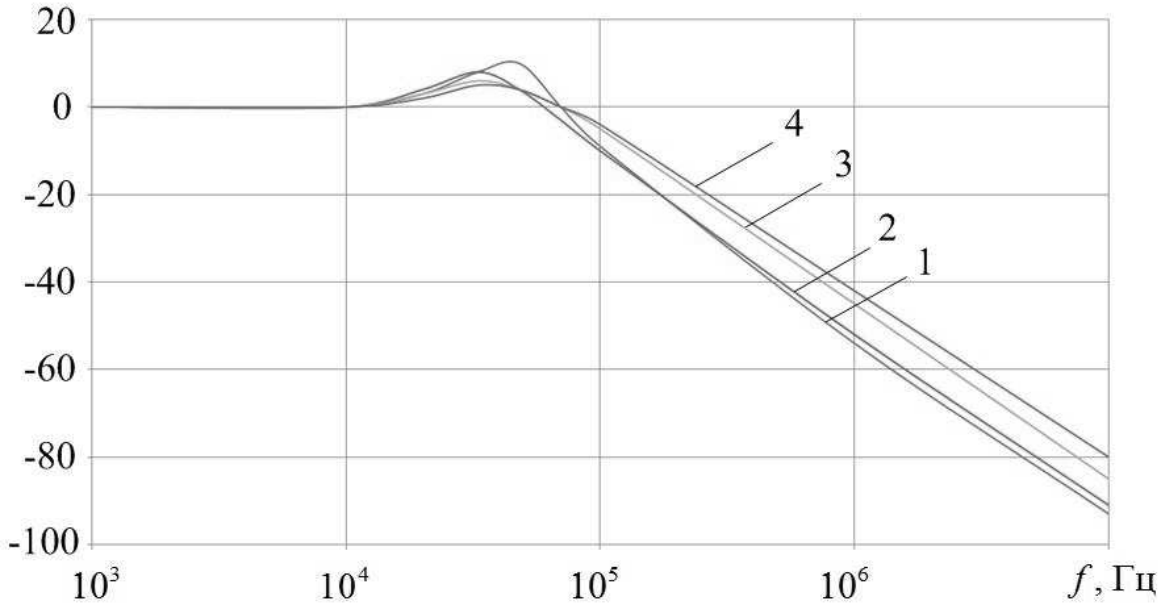


Рис. 5. Логарифмические частотные характеристики разомкнутых систем ФАПЗН с различными типами ФНЧ

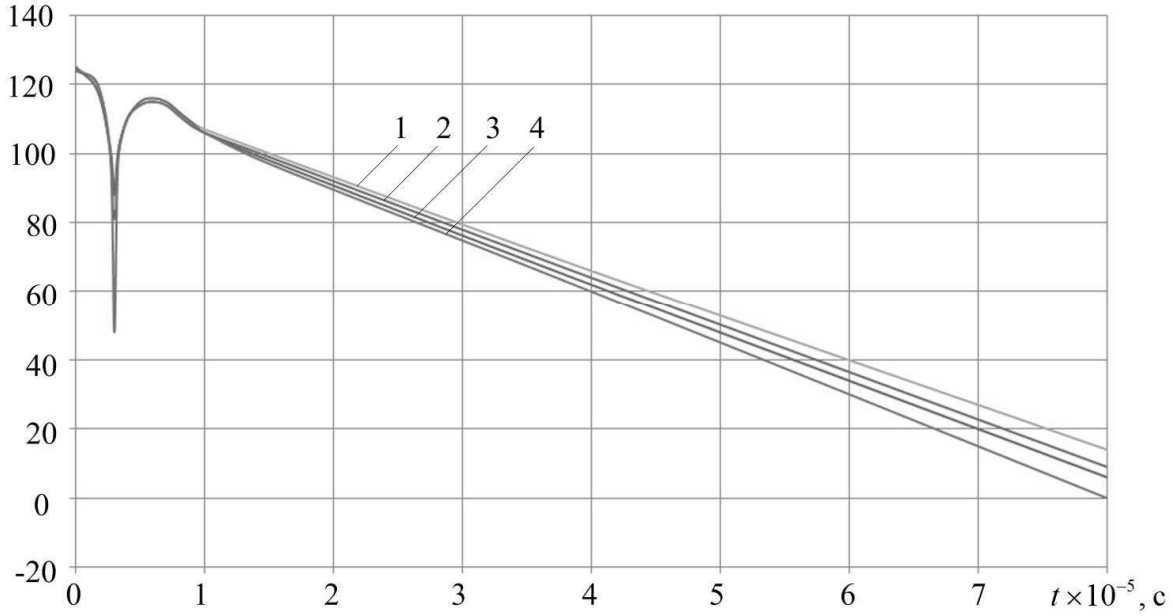


Рис. 6. Переходные характеристики систем ФАПЗН с различными типами ФНЧ

Из анализа кривых на рис. 5, 6 можно сделать вывод, что система ФАПЗН с фильтром Чебышева (при расчете ФНЧ Чебышева задавался дополнительный параметр – неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания) обладает несколько лучшими фильтрующими способностями и повышенным быстродействием.

Приведем пример синтеза по предложенной методике системы ФАПЗН (рис. 2). Будем считать, что заданы $S_{ЧФД} = 5e-3$, $S_{УГ} = 2e+6$, $N = 480$, $M = 1{,}3$ ($\varphi_{зап} = 48{,}5$ град) и $\omega_{ср} = 2\pi \cdot 100$ кГц, использовался ФНЧ Баттерворта третьего порядка ($n_{ФНЧ} = 3$).

С помощью (4) находим $T_1 = 6.89e-06$ и $T_2 = 8.99e-07$, по этому значению T_2 находим частоту среза ФНЧ Баттерворта третьего порядка $\omega_{СФНЧ} = 2{,}2233e{+}06$ rad/cek.

Далее с помощью (3) находим параметры РК: $K_P = 2.63e+04$ и $K_i = 3,45e+09$ или $R_1 = K_P = 2.63e+04$, $C_2 = 1/K_i = 2,9e-10$.

Перейдем к расчету номинальных значений элементов ФНЧ. Введем обозначения $A_3 = R_3C_3LC_2$, $A_2 = LC_2 + R_3C_3R_2C_2$, $A_1 = R_3C_2 + R_3C_3 + R_2C_2$, $T_{33} = R_3C_3$, $T_{22} = R_2C_2$, $T_{32} = R_3C_2$. С использованием последних обозначений $A_3 = T_{33} \cdot LC_2$, $A_2 = LC_2 + T_{33} \cdot T_{22}$, $A_1 = T_{32} + T_{33} + T_{22}$. Для известного типа ФНЧ, его порядка и частоты среза с помощью ряда функций MATLAB можно определить численные значения A_1, A_2, A_3. При неизвестных пяти элементах ФНЧ их значения связывают только три уравнения, поэтому необходимо задать какие-либо два параметра (исходя из физической целесообразности).

Зададимся условием $C_2 = C_3$, тогда T_{33}=T_{32} и из A_1, A_2, A_3 можно получить уравнение $A_1 - 2T_{33} - A_2/T_{33} + A_3/T_{33}^2 = 0$ для определения T_{33} (в нашем случае равно $T_{33} = 2,9e-07$). Далее $LC_2 = A_3/T_{33}$=3,1e−13, задаваясь $L = 3e-05$, получим $C_2 = 1,04e-08$, $C_3 = C_2 = 1,04e-08$, $R_3 = T_{33}/C_3 = 27,98$, $R_2 = T_{22}/C_2 = 30,4$.

Все номинальные значения элементов схемы ФАПЗН (рис. 2) определены. Основные характеристики этой линейной модели ФАПЗН представлены на рис. 3, 4 (кривые под номером 2). По этой же методике можно рассчитать ФНЧ (рис. 2) как фильтры типов RC, Бесселя, Чебышева третьего порядка.

6. Заключение

В данной статье предложена методика параметрического синтеза линейных астатических по фазе систем фазовой автоподстройки частоты со сложными ФНЧ высокого порядка с помощью разработанной в среде MATLAB программы. Рассмотрено применение ФНЧ типов RC, Бесселя, Баттерворта и Чебышева. Для решения поставленной задачи предложено использовать встроенные функции MATLAB *pidtune* и *systune*. При использовании *systune* выбраны целевые функции *TuningGoal.StepTracking* и *TuningGoal.Transient*. В качестве эталонной системы использовалась система с астатизмом второго порядка, имеющая логарифмическую амплитудно-частотную характеристику типа 2-1-2 [2]. Приведен пример параметрического синтеза ФАПЗН с ФНЧ Баттерворта третьего порядка.

Литература

1. Попов П.А., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Угловая модуляция цифровых синтезаторов частот // Воронеж: ВИ МВД России, 2001. – 262 с.
2. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
3. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Попов С.А. Влияние нелинейности частотно-фазового детектора на спектр помех в системе автоподстройки с дробным делителем частоты // Телекоммуникации. – 2017. – № 6. – С. 2-9.

5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Определение спектра шумов помех дробности в непрерывной нелинейной модели системы фазовой автоподстройки // Телекоммуникации. – 2017. – № 12. – С. 2-6.
6. Борисов В.И., Тихомиров Н.М, Романов С.К., Леньшин А.В. Методика расчета шумовых характеристик дробного синтезатора частот с использованием системы MATLAB // Радиотехника. – 2016. – № 5. – С. 38-44.
7. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Быстродействие синтезатора с переключаемыми каналами управления и трактами приведения частоты // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 58-66.
8. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в синтезаторах с коммутацией элементов в системе фазовой автоподстройки частоты // Радиотехника. – 2013. – № 12. – С. 104-111.
9. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38-42.

REFERENCES

1. Popov P.A., Lenshin A.V. , Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., et al. Edited by P.A. Popov. Angular modulation in digital frequency synthesizers//Voronezh Institute of Ministry of Internal Affairs of Russian federation, 2001. – 262 p.
2. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in auto-tuned synthesizers. - M .: Radio and communications, 2004. - 210 p.
3. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V phase-locked loops in synthesis stabilizing- M .: Radio and communication, 2010. – 328 p.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Popov S.A. Effect nonlinearity frequency phase detector on interference spectrum in fractional divider phase-locked system // Telecommunications, 2017,№ 6. – Pp . 2-9.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Determination of noise spectrum fractional interference in a continuous non-linear phase-locked model// Telecommunications, 2017,№ 12. – Pp. 2-6.
6. Borisov V.I., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V., Methods of calculating noise characteristics fractional synthesizers with MATLAB //. Radio engineering– 2016. – № 5. – P. 38-44.
7. Tikhomirov N.M., Lenshin A.V., Tikhomirov V.N. Speed of frequency synthesizer with transferred channel control and path frequency enforcement // Radio engineering, 2014,№ 11. – Pp. 58-66.
8. Tikhomirov N.M., Леньшин А.В., Romanov S.K., Tikhomirov V.N. Transition processes in synthesizers with transferred elements in phase-locked system // Radio engineering, 2013,№ 12. – C. 104-111.
9. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fragmentation noise in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications, 2012, № 5. -Pp. 38-42.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА РАДИОПЕРЕДАТЧИКА СИГНАЛОВ ПОДВИЖНЫХ УСТРОЙСТВ

М.Ю. Петровский, Я. В. Трофимик, Т. М. Печень

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

Аннотация. Работа посвящена разработке методики расчета основных характеристик и параметров радиопередатчика сигналов подвижных устройств.

Ключевые слова: передатчик; радиопередатчик; автогенератор; усилитель мощности; коэффициенты ряда Фурье.

METHOD OF CALCULATION OF THE RADIO TRANSMITTER OF SIGNALS OF MOBILE DEVICES

M.Y. Pietrovski, Y.V. Trofimik, T. M. Pechen

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Belarus

Abstract. The article is concerned with the development of a methodology for calculating the main characteristics and parameters of a radio transmitter of signals of moving devices.

Keywords: transmitter, radiotransmitter, oscillator, power amplifier, Fourier series coefficients.

1. Введение

Формирование радиочастотных сигналов, имеющих заданные временные, спектральные и энергетические характеристики, их последующая передача по специальным направляющим электромагнитным системам или через свободное пространство к потребителю осуществляется с помощью радиопередающего устройства (РПДУ). Современный РПДУ представляет сложное устройство, состоящее из большого числа каскадов и цепей. Для генерирования и формирования радиосигналов используются различные приборы и активные элементы: лампы, транзисторы и т.д. Основными электрическими характеристиками передатчика, определяющими его конструкцию, являются мощность, диапазон несущих частот, вид и требуемое качество модуляции.

2. Выбор структурной схемы радиопередатчика сигналов подвижных устройств

Радиопередающее устройство – техническое устройство, состоящее из радиопередатчика и антенно-фидерной системы и предназначенное для передачи радиосигнала. Структурная схема радиопередатчика представлена на рисунке 1.

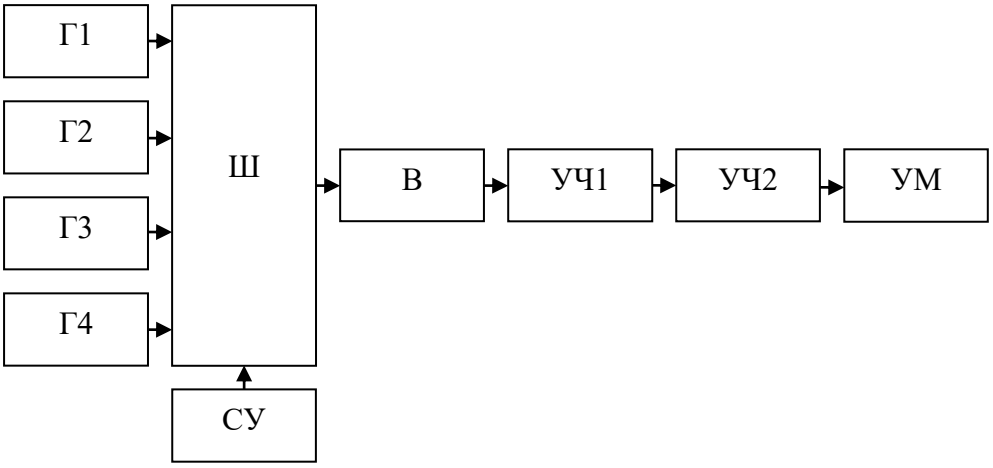


Рис. 1. Структурная схема передатчика

В состав схемы входят: Г1, Г2, Г3, Г4 – генераторы модулирующих колебаний; Ш – шифратор; СУ – схема управления; БК – буферный каскад; УЧ1, УЧ2 – умножители частоты; УМ – усилитель мощности.

Радиопередатчик состоит из следующих элементов:

1) возбудитель – предназначен для преобразования первичных электрических сигналов в радиосигналы, формирование сетки высокостабильных частот с заданным интервалом между соседними частотами, с помощью которых осуществляется перенос сформированных радиосигналов непосредственно на рабочую частоту в заданном диапазоне.

2) шифратор – это устройство, которое преобразует код одной системы счисления в код другой системы.

3) усилитель мощности УМ – предназначен для усиления радиосигналов, сформированных в возбудителе, до величины, обеспечивающей требуемую дальность связи с заданной надёжностью.

4) согласующее антенное устройство САУ – обеспечивает согласование УМ с передающей антенной с целью излучения антенной максимальной мощности, подводимой к ней от УМ.

5) источник электропитания – предназначен для преобразования энергии переменного тока частоты 50 Гц в энергию напряжений, необходимых для питания передатчика.

Кроме указанных узлов, к радиопередатчику относятся дополнительные системы: управления, блокировки, сигнализации и принудительного охлаждения.

3. Расчет принципиальной схемы устройства

3.1. Расчет усилителя мощности

Рассчитаем выходной каскад. В качестве активного элемента в выходном каскаде используется биполярный транзистор (рисунок 2). Его включение осуществляется по

схеме с ОЭ, что позволяет получить максимальный коэффициент передачи по мощности.

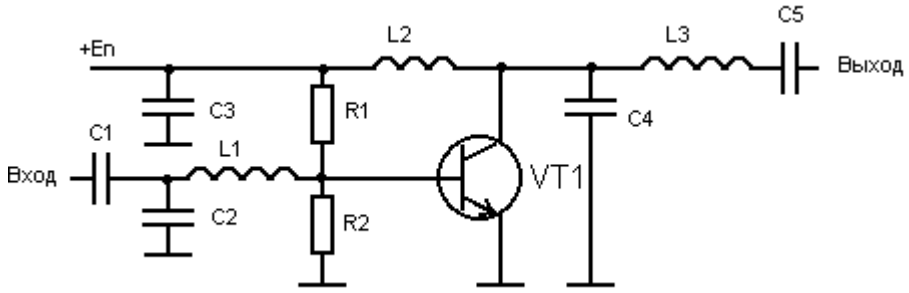


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема усилителя мощности на биполярном транзисторе

Для увеличения КПД можно выбрать критический режим работы транзистора, при котором угол отсечки θ=900, тогда нормированные коэффициенты ряда Фурье равны $\cos(\theta) = 0$.

$$\alpha_0(\theta) = \alpha_0 = \frac{\sin\theta - \cos\theta}{\pi \cdot (1 - \cos\theta)} = \gamma_0(\theta) = \gamma_0(\pi - \theta) \tag{1}$$

$$\alpha_1(\theta) = \alpha_1 = \frac{\theta - \sin\theta \cdot \cos\theta}{\pi \cdot (1 - \cos\theta)} = \gamma_1(\theta) = \gamma_0(\pi - \theta) \tag{2}$$

Определим напряженность граничного режима, где амплитуда коллекторного тока iКМ, крутизна граничного режима Sгр:

$$S_{гр} = 1 - \frac{i_{rv}}{S_{\text{гр}} \cdot E_n} \tag{3}$$

Амплитуды напряжения и тока первой гармоники на коллекторе:

$$\mathrm{U_{k1}} = S_{\text{гр}} \cdot E_n \tag{4}$$

$$\mathrm{I_{k1}} = \alpha_1 \cdot i_{\text{км}} \tag{5}$$

Постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{k0} = \alpha_0 \cdot i_{км} \tag{6}$$

Потребляемая мощность:

$$\mathrm{P_0} = I_{k0} \cdot E_1 \tag{7}$$

Рассеиваемая мощность:

$$\mathrm{P_{расс}} = \mathrm{P_0} - P_1 \tag{8}$$

Рассчитываем КПД:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} \tag{9}$$

Амплитуда гармонического управляющего заряда:

$$Q_n = \frac{\mathrm{i_{км}}}{\omega_{\text{гр}} \cdot (1 - \cos\theta)} \tag{10}$$

Постоянная составляющая напряжения на эмиттерном переходе:

$$U_{эп0} = U_{отс} \cdot \gamma_0(\pi - \theta) \cdot \frac{Q_y}{c} \qquad (11)$$

Для согласования применим П-образную инвертирующую цепь, которая представлена на рисунке 3.

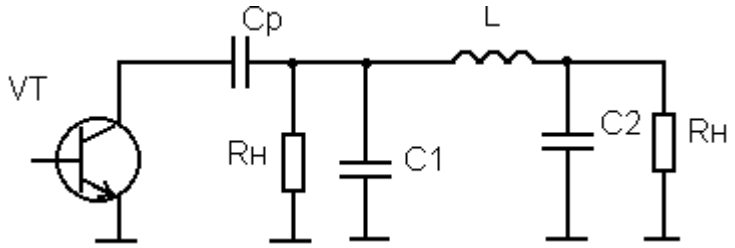


Рис. 3. П-образная инвертирующая цепь

Задающий генератор – это генератор любой мощности с самовозбуждением. В задающем генераторе возбуждаются электрические колебания высокой стабильности. Задающий генератор является составной частью возбудителя в радиопередатчике. Он задает частоту колебаний в передатчике. Основным критерием оценки генератора является высокая стабильность частоты. Задающий генератор должен выполнять функцию усилителя мощности, т. е. вырабатывать высокую выходную мощность.

Для обеспечения высокой стабильности частоты реализуем генератор по схеме емкостной трехточки, в которой вместо катушки индуктивности используем кварцевый резонатор.

Принципиальная схема задающего генератора представлена на рисунке 4.

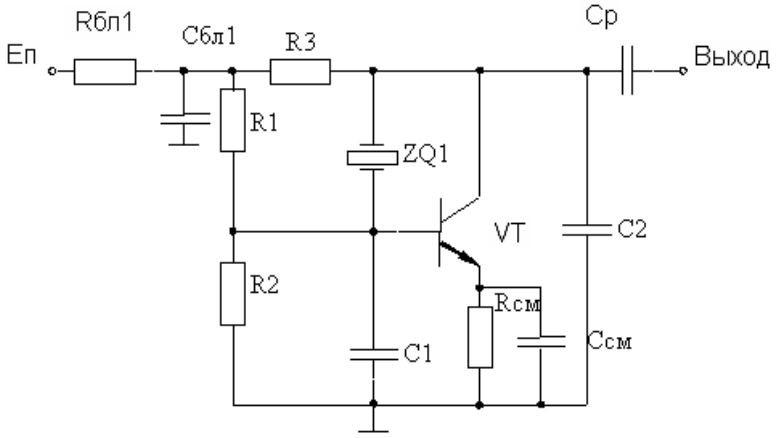


Рис. 4. Принципиальная схема задающего генератора

Выберем кварцевый резонатор со следующими параметрами:

$\alpha 0(\theta) = \alpha 0 = 0{,}218$;
$\alpha 1(\theta) = \alpha 1 = 0{,}391$;
$\gamma 0 = 0{,}109$;
$\cos(\theta) = 0{,}5$.

3.2.РАСЧЕТ ЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА

Частотные модуляторы представляют собой устройства, обеспечивающие связь между передаваемым (модулирующим) сигналом и выходным сигналом, изменяющимся по частоте. Электрические схемы частотных модуляторов различаются главным образом способом связи варикапа с резонатором автогенератора.

Наиболее просто реализуются схемы с емкостной связью, один из вариантов которых изображен на рисунке 5.

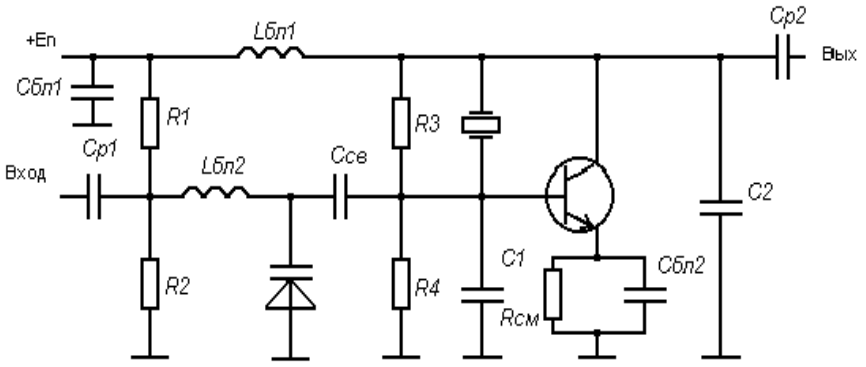


Рис. 5. Схема частотного модулятора с емкостной связью

Здесь автогенератор выполнен на биполярном транзисторе по схеме Клаппа. Варикап связан с колебательным контуром C1C2C3L с помощью емкости Ссв. Постоянное смещение на варикап поступает от источника питания Еп через делитель R1R2, модулирующее напряжение – через разделительную емкость Ср1. Расчет схемы частотного модулятора целесообразно проводить в такой последовательности. Прежде всего нужно рассчитать схему автогенератора, далее выбрать варикап и рассчитать его режим.

На заключительном этапе оценивается емкость связи варикапа с резонатором и рассчитывается делитель напряжения R1R2.

Для уменьшения нелинейных искажений следует применять варикап с возможно большей средней емкостью *Сво*. Максимальное значение *Сво* ограничено двумя факторами. Во-первых, с ростом *Сво* падает граничная частота варикапа:

$$\omega_{гр} = \frac{1}{C_{во} \cdot \mathrm{r_s}} \tag{12}$$

и, следовательно, его добротность:

$$Q = \frac{\omega_{гр}}{\omega_{н}}, \tag{13}$$

где $\omega_{н}$ – средняя частота; $\omega_{гр}$ – граничная частота.

Для уменьшения влияния варикапа на стабильность несущей частоты автогенератора желательно, чтобы на частоте генерации добротность Q была достаточно высокой.

Нормированная амплитуда модулирующих колебаний:

$$U_{\Omega} = \frac{4}{\upsilon + 1} \cdot R_{\lambda} \tag{14}$$

Амплитуда модулирующих колебаний:

$$U_{\Omega} = U_{\Omega} \cdot \left(U_{во} + \phi_{к}\right), \tag{15}$$

где $\phi_к$ – контактная разность потенциалов.

Полезное изменение емкости варикапа:

$$\frac{\Delta C_{в}}{C_{во}} = \frac{4 \cdot \upsilon}{\upsilon + 1} \cdot R_{г} \tag{16}$$

Коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость контура:

$$k_{в} = 2 \cdot \frac{\frac{\Delta f_{Д}}{f}}{\frac{\Delta C_{в}}{C_{во}}} \tag{17}$$

Коэффициент включения варикапа в контур:

$$p_{в} = \sqrt{\frac{k_{в} \cdot C_{\Sigma}}{C_{во}}} \tag{18}$$

Амплитуда высокочастотных колебаний:

$$U_{в1} = \frac{p_{в} \cdot U_{k1}}{p} \tag{19}$$

Емкости связи:

$$C_{св} = U_{в1} \cdot \frac{C_{во}}{U_{б1} - U_{в1}} \tag{20}$$

$$C_{1} = C_{1}' - \frac{C_{во} \cdot C_{св}}{C_{во} + C_{св}} \tag{21}$$

Рассчитаем резистивный делитель R1R2 в цепи смещения варикапа, учитывая следующие условия:

$$E_{п} \cdot \frac{R_{2}}{R_{1} + R_{2}} = U_{в} \tag{22}$$

Получим

$$\frac{R_{1} \cdot R_{2}}{R_{1} + R_{2}} \langle\langle \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{во}} \tag{23}$$

Второе условие вводится для того, чтобы нагрузка источника модулирующего сигнала была постоянной в полосе частот *Fmin…Fmax*.

На заключительном этапе оценена емкость связи варикапа с резонатором и рассчитан делитель напряжения R1R2. На этом расчет частотного модулятора закончен.

4. Заключение

Таким образом, основываясь на выборе структурной схемы радиопередатчика сигналов подвижных устройств, далее осуществлен переход к функциональной схеме устройства. Для полноценного расчета необходимо рассматривать и принципиальные

схемы функциональных блоков, что и отражено в статье. Методика расчета является обобщенной и базируется на задании режима работы радиопередатчика. В данной работе был выбран критический режим, при котором угол отсечки равен девяноста градусов, что соответствует нормированным коэффициентам ряда Фурье.

Литература

1. М.С. Шумилин, Б.В. Козырев, В.А. Власов. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. Учеб. пособие для техникумов. – М.: Радио и связь, 2007.
2. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ В.В. Шахгильдян, В.Б.Козырев, А.А.Ляховкин и др.; Под ред. В.В.Шахгильдяна – 4-еизд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003.
3. Проектирование радиопередатчиков. Учебное пособие для вузов/ В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин и др. Под ред. В.В. Шахгильдяна.– 4-еизд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 656с.Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
4. Радиосистемы передачи информации : учеб. пособие для вузов / В. А. Васин, В. В. Калмыков, И. Б. Федоров [и др.]. – М. : Горячая линия–Телеком, 2005.

References

1. 1M.S. Shumilin, B.V. Kozyrev, V.A. Vlasov. Designing transistor cascades transmitters. Training manual for technical schools. – M .: Radio and communication, 2007.
2. Radio transmitting devices: Textbook for universities / V.V. Shahgildyan, V. B. Kozyrev, A. A. Lyakhovkin and others; Ed. VVShakhgildyan – 4th ed., Pererab. and add. - M .: Radio and communication, 2003.
3. Designing radio transmitters. Textbook for universities / V.V. Shahgildyan, M.S. Shumilin and others. Ed. V.V. Shahgildyan. - 4th ed., Pererab. And add. – M .: Radio and communication, 2000. – 656 p.
4. Radio information transmission systems: studies. manual for universities / V. A. Vasin, V. V. Kalmykov, I. B. Fedorov [and others]. - M.: Hotline – Telecom, 2005.

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОЛИНИИ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. М. Артюшенко[1], В. И. Воловач[2]

[1]Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия
[2]Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

Аннотация. Показано, что развитие автоматизированных систем управления движением пассажирского транспорта предполагает организацию информационного канала дуплексной передачи данных в СВЧ-диапазоне. Определены соотношения, связывающие дальность размещения антенн радиотехнических датчиков с требуемыми параметрами этих антенн, включая ширину диаграммы направленности в двух плоскостях и оптимальные размеры раскрыва антенны. Показано, что объем дискретной информации, передаваемой по дуплексному информационному каналу, определяется зоной действия радиотехнического датчика по линии движения транспортного средства, скоростью движения последнего, а также скоростью передачи информации, зависящей от частоты модулирующего сигнала.

Ключевые слова: радиолиния ближнего действия; дуплексный канал; объем дискретной информации; рупорная антенна; транспортное средство.

SOME OF FEATURES OF INFORMATION TRANSMISSION IN THE SHORT-RANGE RADIO LINE OF MICROWAVE BAND

V. M. Artyushenko[1], V. I. Volovach[2]

[1]Technological university (MSRTU), Korolev, Russia
[2]Volga region state university of service (VRSUS), Togliatty, Russia

Abstract. It is shown that the development of automated passenger traffic control systems involves the organization of information channel duplex data transmission in the microwave range. The relations connecting the distance of placement of antennas of radio sensors with the required parameters of these antennas, including the width of the radiation pattern in two planes and the optimal size of the antenna aperture are determined. It is shown that the volume of discrete information transmitted through a duplex information channel is determined by the zone of action of the radio-technical sensor along the line of motion of the vehicle, the speed of the latter, as well as the speed of information transfer depending on the frequency of the modulating signal.

Keywords: short-range radio line; duplex channel; volume of discrete information; horn antenna; vehicle.

1. Введение

Важнейшим звеном автоматизированных систем управления движением (АСУД) пассажирского транспорта [1, 2 и др.] является информационный канал, служащий для передачи текущей и оперативной информации, а также корректировки программы движения транспортных средств (ТС). В связи с относительно небольшим расстоянием между стационарным и бортовым модулями названных систем наиболее оптимальным для организации передачи данных является использование радиолинии ближнего действия (РБД) СВЧ диапазона [3].

Система передачи данных по РБД включает в себя, как минимум, два модуля:

– стационарный, находящийся на станции (остановке) либо непосредственно вблизи магистрали пассажирского транспорта и включающий в себя радиотехнический информационный датчик (РИД) с приемо-передающей антенной, а также блоки обработки информации;

– бортовой, расположенный на ТС и содержащий РИД с приемо-передающей антенной и блоки обработки информации.

Для увеличения надежности и безопасности системы стационарный и бортовой модули могут дублироваться; при этом возможно разнесение рабочих частот пар стационарный модуль – бортовой модуль.

Отметим, что СВЧ канал передачи данных в условиях ближнего действия обладает не только высокой помехозащищенностью, но и целым рядом достоинств, связанных с его технической реализацией [3, 4].

Для обмена информацией между стационарным и бортовым модулями могут быть использованы довольно простые РИД СВЧ диапазона. Их отличительной особенностью является возможность передачи сравнительно больших объемов информации (сотни Кбит) при скоростях движения ТС 100…300 км/ч и более.

В настоящей работе остановимся расчета используемых в радиолинии СВЧ-диапазона антенн и определение передаваемых объемов информации между бортовым и стационарным модулями системы передачи дискретных данных.

2. Характеристики антенно-фидерного тракта

При организации РБД СВЧ-диапазона в качестве антенн, как правило, используются антенны с остронаправленной диаграммой направленности (ДН), например, пирамидальные рупорные антенны. Такие антенны, не только играют роль согласующего устройства при переходе от волновода к окружающему пространству, но и ограничивают в пространстве область, в пределах которой обеспечивается уверенная связь (в настоящем случае передача дискретных данных).

Геометрические параметры пирамидальных рупорных антенн [5] представлены на рис. 1, на котором: R_E, R_H – длины рупоров, a_p, b_p – геометрические размеры, φ_{oE}, φ_{oH} – углы раскрыва антенн, соответственно, в плоскостях E и H.

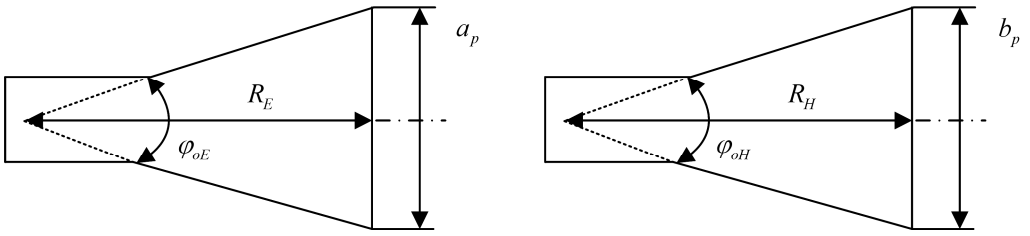


Рис. 1. Геометрические размеры рупорных антенн

Определим соотношения, связывающие дальность размещения антенны стационарного модуля системы R_0 от ТС с требуемой шириной ее ДН α, соответственно, в плоскостях H и E на уровне 0,707: $\alpha_H = f\left(R_0\right)$, $\alpha_E = f\left(R_0\right)$. Считаем, что длина зоны

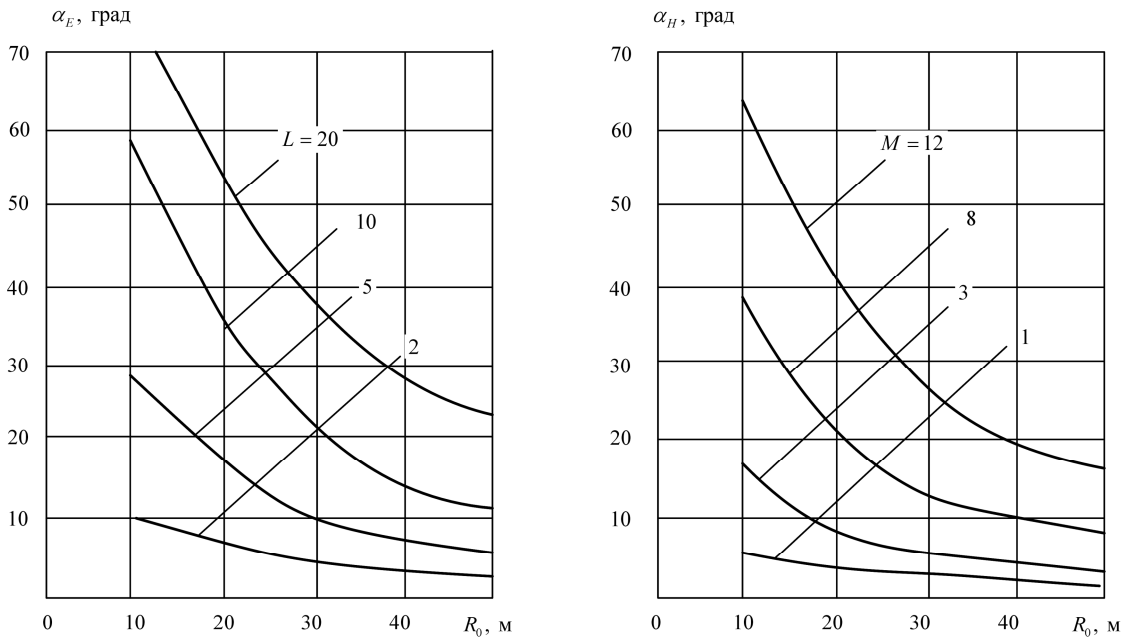
действия системы передачи дискретных данных l локализована в пределах $\pm\Delta R$ от некоторой фиксированной точки O на линии движения ТС [6].

На рис. 2 приведены полученные зависимости для плоскости H $\alpha_H = f\left(R_0\right)$ (рис. 3, *а*) и плоскости E $\alpha_E = f\left(R_0\right)$. Здесь величины α_H и α_E вычисляются, соответственно, по формулам:

$$\alpha_H = 2\text{arctg}\frac{M}{2R_0};\ \alpha_E = 2\text{arctg}\frac{L}{2R_0},$$

где M, L – ширина области, охватываемая главным лепестком ДН передающей антенны, в месте приема, соответственно, в вертикальной и горизонтальной плоскости, м.

Эти зависимости показывают, как изменяется ширина ДН с увеличением расстояния R_0 при облучении передающей антенной заданной зоны действия l.



а) *б*)

Рис. 2. Геометрические размеры рупорных антенн

Найдем оптимальные размеры a_p и b_p, исходя из значений α_H и α_E, и, задаваясь значением длинны рупора R_E в плоскости E в пределах $(3\ldots5)\lambda$ (λ – длина волны излучаемого СВЧ сигнала). Заметим, что указанные границы изменения R_E продиктованы условиями габаритов ТС [7-9].

Определим также углы раскрыва рупорной антенны φ_{oE} и φ_{oH}, воспользовавшись диаграммами [5], и сведем все полученные данные в табл. 1.

Исходя из полученных данных, можно найти реальные размеры рупора антенны, которые связаны с найденными φ_{oE} и φ_{oH} зависимостями:

$$a_p = 2R_H\text{tg}\frac{\varphi_{oH}}{2};\ b_p = 2R_E\text{tg}\frac{\varphi_{oE}}{2},$$

причем R_H также выбирается в пределах (3…5)λ.

Таблица 1. Значения углов φ_{oE}, φ_{oH} и геометрических размеров a_p, b_p в зависимости от величины R_0

R_0, м	φ_{oE}, град	φ_{oH}, град	a_p, см	b_p, см
10	10	20	5,28	2,62
20	30	30	8,03	8,03
30	40	50	10,9	13,98
40	40	50	10,9	13,98
50	40	50	10,9	13,98

Значения размеров a_p и b_p раскрыва рупорных антенн в горизонтальной и вертикальной плоскостях, необходимые для обеспечения требуемой остронаправленной диаграммы, приведены в табл. 1.

Так, например, задаваясь размерами рупора a_p = 11 см, b_p = 7 см и $R_E = R_H = 5\lambda$, удовлетворяющим указанным требованиям для $R_0 \in [10\ldots20]$ м находим:

$$\varphi_{oE} = 2\text{arctg}\frac{b_p}{2R_E} = 2\text{arctg}\frac{7}{2\times5\times3} \approx 26^\circ;\ \varphi_{oH} = 40^\circ.$$

Определим коэффициент усиления G рупорной антенны:

$$G = D\eta,$$

где D – коэффициент направленного действия (КНД) антенны; η – коэффициент полезного действия (КПД) рупорной антенны (в расчетах принимается равным единице).

При расчете КНД антенны можно воспользоваться формулой:

$$D = 0,49\frac{4\pi}{\lambda^2}a_p b_p,$$

или ее вариацией в упрощенном виде:

$$D \cong 0,1 D_E D_H,$$

где D_E, D_H – КНД, соответственно, в плоскостях E и H.

Для определения D_E и D_H можно воспользоваться графиками, представленными в [5].

В табл. 2 сведены результаты расчета коэффициент усиления G рупорной антенны, для найденных величин D_E и D_H при различных значениях R_0.

Таблица 2. Значения коэффициента усиления G рупорной антенны в зависимости от D_E и D_H при различных величинах R_0

R_0, м	D_E, отн. единиц	D_H, отн. единиц	G, дБ
10	20	19	38
20	25	24	55,2
30	30,5	25	76,25
40	30,5	25	76,25
50	30,5	25	76,25

Так, например, коэффициент усиления антенны с параметрами: a_p = 11 см; b_p = 7 см; $\varphi_{oE} = 26^\circ$; $\varphi_{oH} = 40^\circ$, будет равен: $D = 0{,}1 D_E D_H = 0{,}1 \times 22 \times 31 = 62{,}27$ дБ.

Для отыскания параметров раскрыва рупорной антенны a_p и b_p следует воспользоваться графиками $a_p = f(\alpha_H)$, $b_p = f(\alpha_E)$ [5] (выбрав в нашем случае $l = \Delta R = 5$ м). Вычисляя требуемое значение ширины ДН в плоскостях E и H, соответственно, как это было показано выше, находим значения параметров антенны a_p и b_p.

3. Определение объемов передаваемой информации

Объем передаваемой информации по каналу «бортовой модуль – стационарный модуль» системы и обратно зависит от ряда факторов. К ним следует отнести: зону действия РИД $l = \pm\Delta R$ по линии движения ТС, которая определяется углом раскрыва ДН антенн $\varphi°$ и наименьшим расстоянием R_0 между антеннами стационарного и бортового модулей, скоростью движения ТС $V_{\text{ТС}}$, скорость передачи информации $V_{\text{пи}}$, определяемую частотой модулирующего сигнала $F_{\text{м}}$.

Очевидно, что, чем больше расстояние $l = \pm\Delta R$ зоны действия системы, тем больший объем информации можно передать на борт ТС и обратно в стационарный модуль при скорости движения $V_{\text{ТС}}$.

Ориентировочно, зависимость зоны действия диаграмм антенн $l = \pm\Delta R$ от расстояния разноса передающей и приемной антенн R_0, определяемое наикратчайшим расстоянием между ними, а также от угла раскрыва ДН антенны $\varphi°$ можно оценить с помощью выражения

$$l = \frac{2\pi R_0 \varphi^\circ}{360^\circ} \approx 0{,}017 R_0 \varphi^\circ .$$

Данные расчета зависимостей $l = f(R_0, \varphi°)$ представлены в виде графиков на рис. 3.

Для определения объема передаваемой информации необходимо оценить время обмена информацией t в системе при перемещении ТС в зоне действия антенны стационарного модуля: $t = l / V_{\text{ТС}}$.

Для расчета используем следующие значения скоростей движения ТС: $V_{1.\text{ТС}}$ = 100 км/ч = 27,7 м/с; $V_{2.\text{ТС}}$ = 200 км/ч = 55 м/с; $V_{3.\text{ТС}}$ = 300 км/ч = 83 м/с.

Результаты расчета представлены в виде графиков на рис. 4.

Принимая во внимание, что информационное сообщение передается с частотой $F = 1/T$, где T – период следования импульсов; за время t можно передать N двоичных символов $N = t/T$, бит или $B = N/8$, байт.

Для дуплексного канала максимальное количество символов, которое можно передать за время t будет равно:

$$N_{\max} = 2^N = 2^{t/T} .$$

Временя обмена информацией между бортовым и стационарным модулями при различных значениях скорости движения ТС приведены авторами в [6].

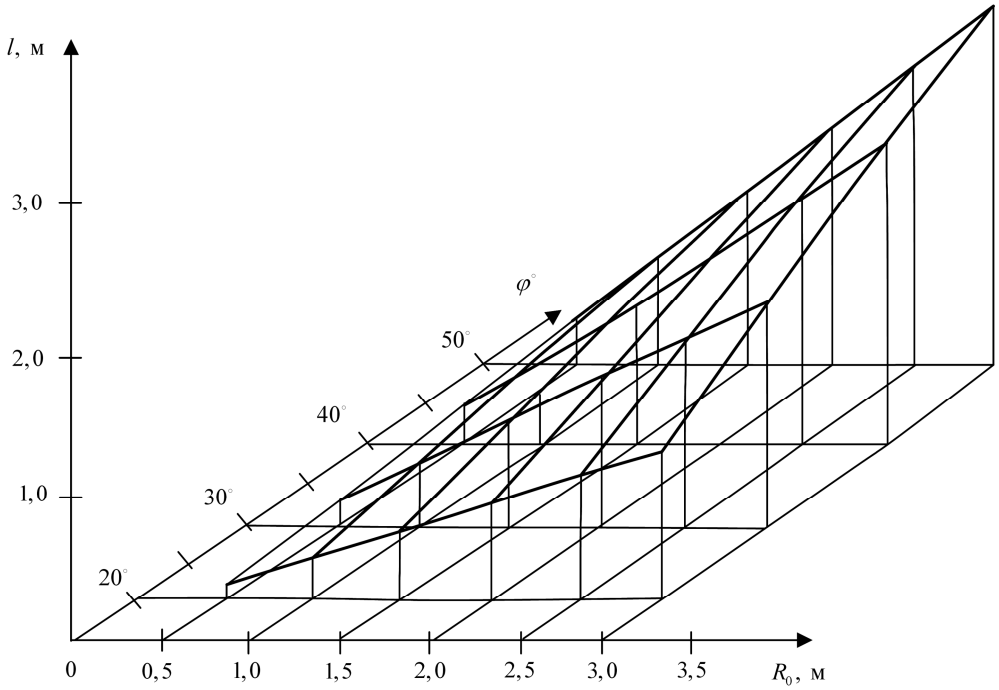


Рис. 3. Графики зависимости длины зоны действия системы l от расстояния R_0 и угла раскрыва ДН антенны φ

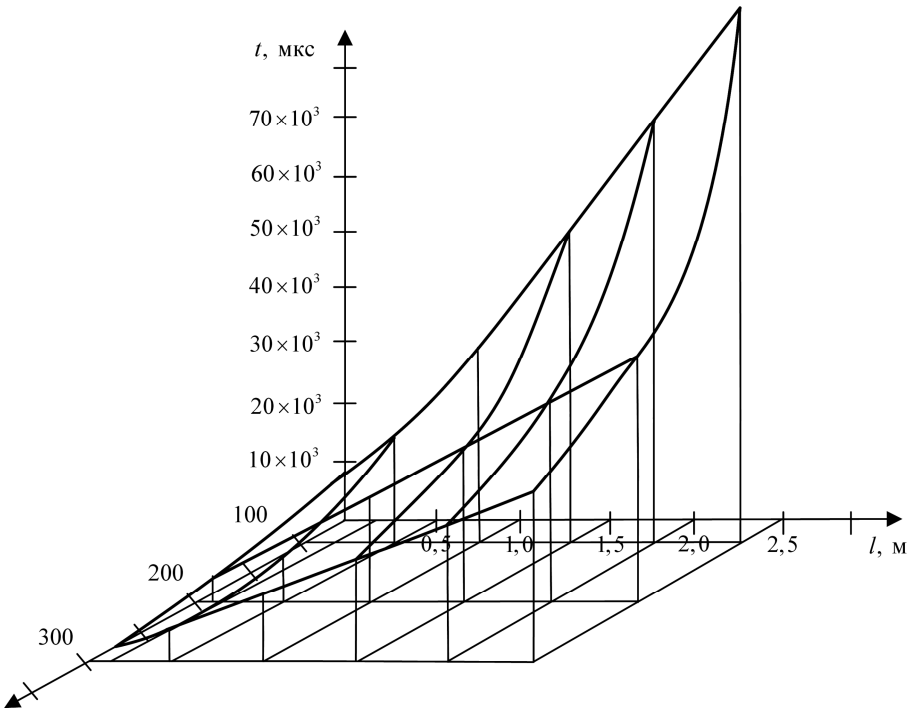


Рис. 4. Графики зависимости времени обмена информацией t от скорости движения ТС $V_{ТС}$ и длины зоны действия системы l

На рис. 5 представлены графики зависимостей возможного числа передаваемых двоичных символов для различных частот $F_м$ модулирующего сигнала и скоростей движения ТС, при фиксированных значениях величины $\varphi°$ от величины $R_о$, где использованы обозначения: 1 – $V_{ТС}$ = 100 км/ч, $F_м$ = 300 Гц; 2 – $V_{ТС}$ = 100 км/ч, $F_м$ = 200

Гц; 3 – $V_{ТС}$ = 100 км/ч, $F_м$ = 300 Гц; 4 – $V_{ТС}$ = 200 км/ч, $F_м$ = 300 кГц; 5 – $V_{ТС}$ = 200 км/ч, $F_м$ = 200 кГц; 6 – $V_{ТС}$ = 200 км/ч, $F_м$ = 100 кГц; 7 – $V_{ТС}$ = 300 км/ч, $F_м$ = 300 кГц; 8 – $V_{ТС}$ = 300 км/ч, $F_м$ = 200 кГц; 9 – $V_{ТС}$ = 300 км/ч, $F_м$ = 100 кГц.

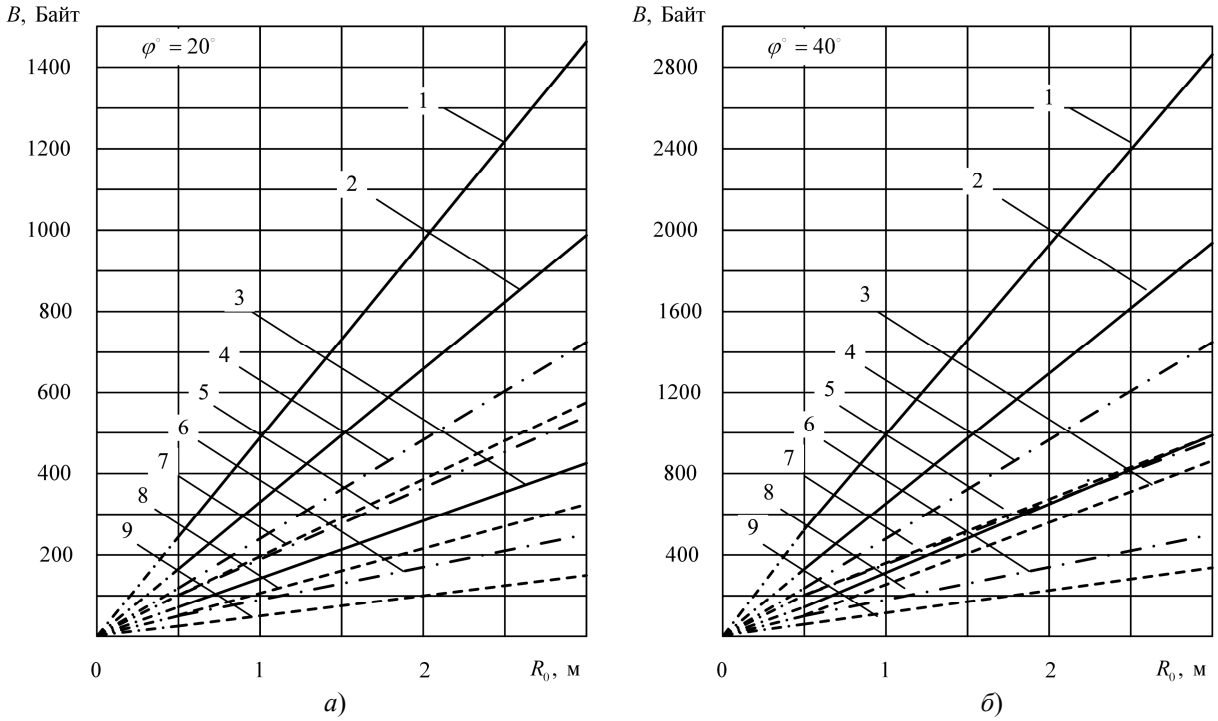


Рис. 5. Графики зависимостей числа передаваемых символов B от расстояния R_0 при различных значениях скоростей движения ТС $V_{ТС}$ и частот $F_м$ модулирующего сигнала для углов раскрыва ДН φ = 20° (*а*) и 40° (*б*)

4. Заключение

Приведена инженерная методика расчета параметров приемо-передающих антенн, таких как их геометрические размеры и углы раскрыва; показана связь ширины диаграммы направленности антенн и дальности размещения их относительно друг друга. Рассчитаны значения коэффициента усиления антенны от их коэффициентов направленного действия и названной дальности.

Показано, что объем передаваемой информации определяется зоной действия радиотехнических информационных датчиков, скоростью движения транспортного средства и частотой модулирующего сигнала. Осуществлен расчет и получены графические зависимости, подтверждающие влияние на объем передаваемой информации названных факторов, а также параметров приемо-передающих антенн

Литература

1. Гапанович В. А., Грачев А. А. Системы автоматизации и информационные технологии управления перевозками на железных дорогах. М.: Маршрут, 2006. – 544 с.
2. Исаков О. Вопросы совершенствования АСУ железнодорожного транспорта. Саарбрюккен: LAP Lambert Academic Publishing, 2012. – 224 с.

3. Воловач В. И. Методы и алгоритмы анализа радиотехнических устройств ближнего действия. М.: Радио и связь, 2013. – 228 с.
4. Теоретические основы радиолокации / А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
5. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. – 427 с.
6. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Передача дискретной информации в радиоканале ближнего действия СВЧ-диапазона // Электромагнитные волны и электронные системы, 2018, Т. 23, № 2. – С. 40-46.
7. Артюшенко В. М., Воловач В. И., Иванов В. В. Статистические характеристики длительностей выбросов огибающих сигналов, отраженных от протяженных объектов // Радиотехника, 2015, № 2. – С. 54-61.
8. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Исследование спектра доплеровского сигнала, отраженного от движущегося протяженного объекта // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, № 11. – С. 58-66.
9. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения частоты сигнала, отраженного от протяженного объекта, на фоне аддитивных негауссовских помех // Радиолокация, навигация, связь. XXII Международная научно-техническая конференция. Том 1. Воронеж, 2016. – С. 345-354.

REFERENCES

1. Gapanovich, V. A., Grachev, A. A. Systems of automation and information technologies of transportation management on the Railways. M.: The Route, 2006. – 544 p.
2. Isakov O. Issues of improvement of the automated control system of railway transport. Saarbrücken: LAP Lambert Academic Publishing, 2012. – 224 p.
3. Volovach V. I. Methods and algorithms for the analysis of radio devices short-range. M.: Radio and communication, 2013. – 228 p.
4. Theoretical bases of radar / A. A. Korostelev, N. F. Klyuev, Yu. A. Melnik, etc.; ed. by V. E. Dulevich. M.: Sov. radio, 1978. – 608 p.
5. Sazonov D. M. Antennas and microwave device. M.: Higher school, 1988. – 427 p.
6. Artyushenko V. M., V. I. Volovach. Transmission of discrete information in the radio channel short-range microwave band // Electromagnetic waves and electronic systems, 2018, Vol. 23, No. 2. – P. 40-46.
7. Artyushenko V. M., Volovach V. I., Ivanov V. V. the Statistical characteristics of durations of the emission envelopes of signals reflected from extended objects // radio engineering, 2015, № 2. – P. 54-61.
8. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Study of the spectrum of the Doppler signal reflected from the moving extended object // Successes of modern Radioelectronics, 2015, № 11. – P. 58-66.
9. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Estimation of error of measurement of frequency of the signal reflected from the extended object on the background of additive non-Gaussian noise // Radar, navigation, communication. XXII international scientific and technical conference. Vol. 1. Voronezh, 2016. – P. 345-354.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА ШУМОВ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В НЕПРЕРЫВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

А. В. Леньшин[1], М. В. Матуразов[2], Т. В. Матуразова[2], Е.В. Шаталов[3]
[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия, [3]УГИБДД ГУ МВД России по Воронежской области

Аннотация. Получены аналитические выражения для определения спектра помех дробности нелинейной непрерывной системы фазовой автоподстройки частоты с дробными делителями частоты, использующими дельта-сигма модуляторы, и импульсным частотно-фазовым детектором с неидентичными токами зарядовой накачки.

Ключевые слова: импульсно-фазовая автоподстройка частоты, синтезатор частот, дельта-сигма модулятор, помеха дробности, ток накачки; частотно-фазовый детектор, дробный делитель частоты.

DETERMINATION OF FRACTIONAL INTERFERENCE NOISE SPECTRUM IN A CONTINUOUS NON-LINEAR MODEL OF A PHASE-LOCKED SYSTEM

A.V. Lenshin[1], M. V. Maturazov[2], T. V. Maturazova[2], E.V. Shatalov[3]
[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]JSC «Sozvezdie «Concern», Voronezh, Russia, 3Russian Interior Ministry Traffic police in the Voronezh region

Abstract. Analytical expressions defining the range of nonlinear continuous noise fractional phase-locked loop with the phase detector frequency-pulsed currents with different pumping charge and fractional frequency dividers with sigma-delta modulators.

Keywords: phase-locked pulse frequency, synthesizer of frequencies, delta-sigma modulator, divisibility noise, pumping current, phase-frequency detector, fractional frequency divider.

1. Введение

Функциональные возможности телекоммуникационных систем, систем радиосвязи, радиолокации, измерения и контроля в большей степени зависят от характеристик используемых синтезаторов частот (СЧ). Одной из проблем разработки и проектирования СЧ является неизбежное увеличение выходного уровня фазовых шумов при расширении диапазона перестройки [1, 2]. В синтезаторах, построенных на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) нашли широкое применение дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Наличие ДДПКД в системе ФАПЧ приводит к появлению в выходном сигнале СЧ помех дробности (ПД) [3, 4]. Для уменьшения уровня ПД в спектре выходного сигнала СЧ в составе ДДПКД используется схема дельта-сигма модулятора (ДСМ) [5-7].

2. Постановка задачи исследования

Целью работы является нахождение аналитических выражений для расчета спектра помех дробности нелинейной системы ФАПЧ с дробными делителями частоты

и импульсным частотно-фазовым детектором (ИЧФД) с неидентичными токами зарядовой накачки.

Для определения спектра шумов ПД в непрерывной нелинейной модели системы ФАПЧ синтезатора частот с дробными делителями частоты на основе ДСМ используем стохастический подход с применением спектрального анализа на основе преобразования Фурье. Рассмотрим «упрощенный» способ определения уровней ПД, основанный на представлении ДСМ в виде устройства, генерирующего «цветной» шум [8].

3. Система ФАПЧ с ДСМ

Система ФАПЧ с ДСМ в виде устройства, генерирующего «цветной» шум показана на рисунке 1, в верхней части которого изображен ДСМ с элементами: ИШ – источник шума, генерирующий белый шум со спектральной плотностью $(2\pi)^2 T_0 / (12N_0^2)$; Д – дискретизатор, на выходе которого образуется дискретный белый шум; ФФ – формирующий фильтр с передаточной функцией $(1-z^{-1})^{dsm_order}$; И – интегратор с передаточной функцией $1/(1-z^{-1})$; ЭНП – экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией $(1-z^{-1})/z$.

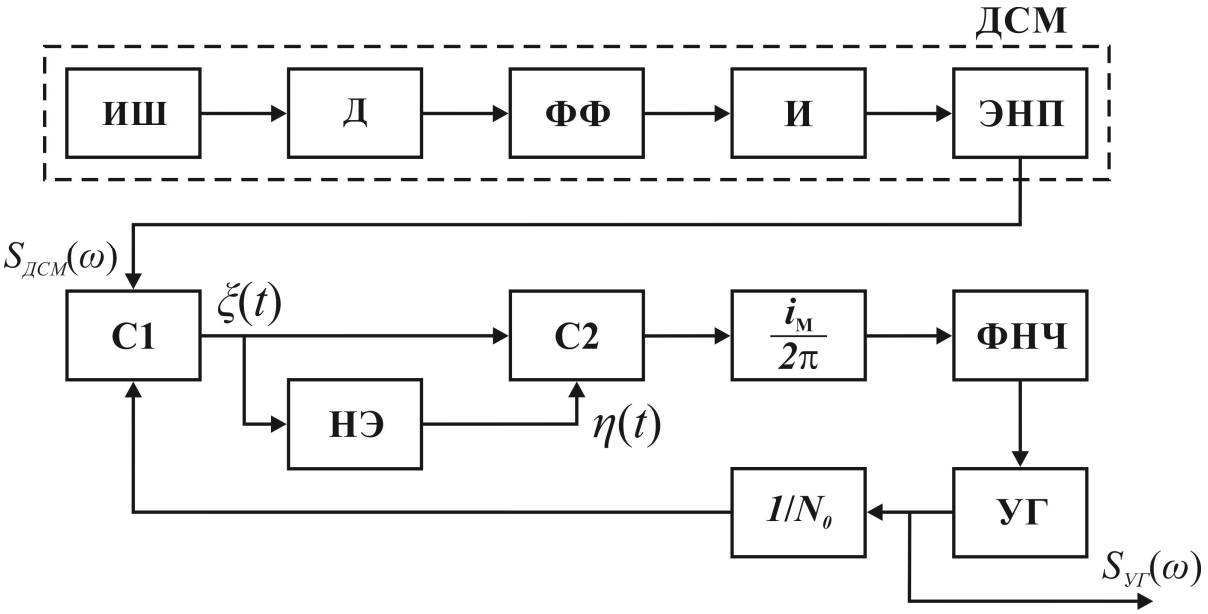


Рис. 1. Система ФАПЧ с ДСМ в виде устройства генерирующего «цветной» шум

Спектральная плотность шумов на выходе ДСМ (рис. 1) определится как

$$S_{ДСМ}(\omega) = \frac{(2\pi)^2 \left|1 - e^{-j\omega T_0}\right|^{2 \cdot dsm_order}}{12N_0^2 T_0 \omega^2}. \quad (1)$$

Если ввести безразмерную частоту $w = \omega T_0 / 2$, тогда

$$S_{ДСМ}(w) = \frac{(2\pi)^2 T_0 2^{2(dsm_order-1)} \left|\sin(w)\right|^{2 \cdot dsm_order}}{12N_0^2 w^2}. \quad (2)$$

Нелинейная непрерывная система ФАПЧ (рис. 1) содержит сумматоры С1 и С2; нелинейный элемент НЭ с характеристикой

$$\eta(t) = \begin{cases} (di-1)\cdot\xi(t), \text{ при } \xi(t) \geq 0, \\ 0, \text{ при } \xi(t) < 0, \end{cases} \quad (3)$$

($di \neq 1$ – коэффициент, характеризующий неравенство токов накачки заряда и разряда, поступающих на ФНЧ; $\xi(t)$ – входной сигнал НЭ; $\eta(t)$ – выходной сигнал НЭ) и элемент с передаточной функцией $i_M/2\pi$ (i_M и $i_M \cdot di$ – амплитуды тока $i_Д(t)$ с выхода ИЧФД), которые характеризуют ИЧФД с неравными токами накачки.

При решении задачи определения спектральной плотности шумов на выходе ФАПЧ $S_{УГ}(\omega)$ для модели шумов (1) примем следующие ограничения:

1) $|di-1| << 1$ (в современных ИЧФД $|di-1| < 0{,}1$);

2) система ФАПЧ эквивалентна фильтру нижних частот (ФНЧ) с частотой среза f_{CP}, удовлетворяющей условию $f_{CP} << 1/2T_0$ (T_0 – период опорного сигнала $e_O(t)$);

3) шум на входе ФАПЧ является нормальным стационарным процессом с нулевым средним значением;

4) в передаточной функции ФНЧ $G(s)$ присутствует один нулевой полюс (постоянная составляющая случайного процесса $\eta(t)$ на выходе НЭ $m_{1\eta}$ равна среднему значению случайного процесса $m_{1\xi}$ на входе НЭ со знаком минус, постоянная составляющая на выходе С2 равна нулю).

Выражение для корреляционной функции процесса $\eta(t)$ имеет вид

$$B_\eta(\tau) = (di-1)^2\sigma_\xi^2 \sum_{i=0}^{\infty} \frac{R^i(\tau)}{i!}\left[\varphi^{(i-2)}(m_{1\xi}/\sigma_\xi)\right]^2, \quad (4)$$

где σ_ξ^2 – дисперсия $\xi(t)$; $R(\tau)$ – нормированная автокорреляционная функция $\xi(t)$; $\varphi^{(-2)}(\lambda) = \int_{-\infty}^{\lambda} \varphi^{(-1)}(t)dt$; $\varphi^{(-1)}(m_{1\xi}/\sigma_\xi) = F(m_{1\xi}/\sigma_\xi)$; $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{1}{2}z^2} dz$ – интеграл вероятности; $\varphi(x) = (1/\sqrt{2\pi})\exp(-x^2/2)$; $\varphi^{(i)}(x)$ – i-я производная от $\varphi(x)$ по dx.

Выражение для $m_{1\xi}$ с учетом ограничения 4 имеет вид

$$m_{1\xi} = (1-di)\sigma_\xi \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left[-0{,}5(m_{1\xi}/\sigma_\xi)^2\right] + (m_{1\xi}/2\sigma_\xi)\left[1 + erf\,(m_{1\xi}/\sqrt{2}\sigma_\xi)\right]\right], \quad (5)$$

где $erf\,(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$.

Уравнение (5) является трансцендентным относительно $m_{1\xi}$, поэтому, учитывая ограничение 1, разложим правую часть (5) в ряд Тейлора по $m_{1\xi}/\sigma_\xi$ и отбрасывая величины второго порядка малости. В итоге получим

$$\frac{m_{1\xi}}{\sigma_\xi} \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{di-1}{1+0{,}5(di-1)}. \quad (6)$$

Используем (6) для определения коэффициентов при $R^i(\tau)$ в ряде (4), ограничившись значением $i = 2$,

$$B_\eta(\tau) \approx (m_{1\eta})^2 + (di-1)^2\sigma_\xi^2[F(\frac{m_{1\xi}}{\sigma_\xi})]^2 R(\tau) + \sigma_\xi^2 \frac{(di-1)^2}{4\pi}\exp\left[-(\frac{m_{1\xi}}{\sigma_\xi})^2\right]R^2(\tau) \ . \quad (7)$$

В выражении (7) нас интересует 3-й член, который характеризует трансформацию «высокочастотной» части спектра $\xi(t)$ в «низкочастотную» область и практически не зависит от значения $m_{1\xi}/\sigma_\xi$

$$B_{2\eta}(\tau) \approx (di-1)^2\sigma_\xi^2 \frac{1}{4\pi} R^2(\tau) \, . \quad (8)$$

Учитывая ограничения 1 и 2, будем считать, что $\xi(t)$ соответствует процесс со спектральной плотностью (2), дополненный постоянной составляющей $m_{1\xi}$. Тогда, используя известные соотношения Винера-Хинчина для связи между спектральной плотностью шумов и автокорреляционной функцией, получим

$$B_\xi(\bar{\tau}) = \sigma^2_{dsm_order} R_{dsm_order}(\bar{\tau}) \, , \quad (9)$$

где $\bar{\tau} = 2\tau / T_0$; $\sigma^2_{dsm_order} = \frac{(2\pi)^2}{12N_0^2} 2^{2\cdot dsm_order-1} \frac{1}{k_{dsm_order}}$; k_{dsm_order} – коэффициенты, определяемые из таблицы 1;

$$R_{dsm_order}(\bar{\tau}) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty k_{dsm_order} \frac{\sin(w)^{2dsm_order}}{w^2}\cos(w\bar{\tau})dw \, . \quad (10)$$

Таблица 1

dsm_order	k_{dsm_order}	K_{adsm_order}	T_{adsm_order}
2	4	1,333	1,41
3	16/3	1,555	1,70
4	32/5	1,760	1,97

Для различных порядков ДСМ с помощью методов символьной математики системы MATHEMATICA5.1 получим

$$R_2(\bar{\tau}) = \frac{1}{8}[4 - 3\bar{\tau} - 4(-2+\bar{\tau})sign(2-\bar{\tau}) + (-4+\bar{\tau})sign(4-\bar{\tau})] \, ,$$

$$R_3(\bar{\tau}) = \frac{1}{24}[12 - 10\bar{\tau} - 15(-2+\bar{\tau})sign(2-\bar{\tau}) +$$
$$+6(-4+\bar{\tau})sign(4-\bar{\tau}) + 6sign(6-\bar{\tau}) - \bar{\tau}sign(6-\bar{\tau})],$$

$$R_4(\bar{\tau}) = \frac{1}{80}[40 - 35\bar{\tau} - 56(-2+\bar{\tau})sign(2-\bar{\tau}) + 28(-4+\bar{\tau})sign(4-\bar{\tau}) + \quad (11)$$
$$+48sign(6-\bar{\tau}) - 8\bar{\tau}sign(6-\bar{\tau}) - 8sign(8-\bar{\tau}) + \bar{\tau}sign(8-\bar{\tau})].$$

Подставим (11) в (8) и проведем преобразование Фурье от $B_{2\eta}(\tau)$ с помощью системы MATHEMATICA5.1. В итоге получим выражения для спектральной плотности шумов $\eta(t)$ соответствующих $B_{2\eta}(\tau)$ для различных порядков ДСМ

$$S_{2dsm_order}(w) = (di-1)^2 \frac{\sigma^2_{dsm_order}}{4\pi} S_{dsm_order}(w), \qquad (12)$$

$$S_2(w) = -\frac{12w - 8w\cos(2w) + 8\sin(2w) + \sin(4w)}{4w^3},$$

$$S_3(w) = -\frac{-120w - 120\cos(2w) - 12w\cos(4w) + 75\sin(2w) + 24\sin(4w) + \sin(6w)}{36w^3},$$

$$S_4(w) = \frac{1}{400w^3}[1400w + 1680\cos(2w) + 336w\cos(4w) + 16w\cos(6w) -$$
$$-784\sin(2w) - 392\sin(4w) - 48\sin(6w) - \sin(8w)].$$

4. Зависимость спектральной плотности белого шума

Зависимости $S_2(w)$, $S_3(w)$, $S_4(w)$ приведены на рисунке 2.

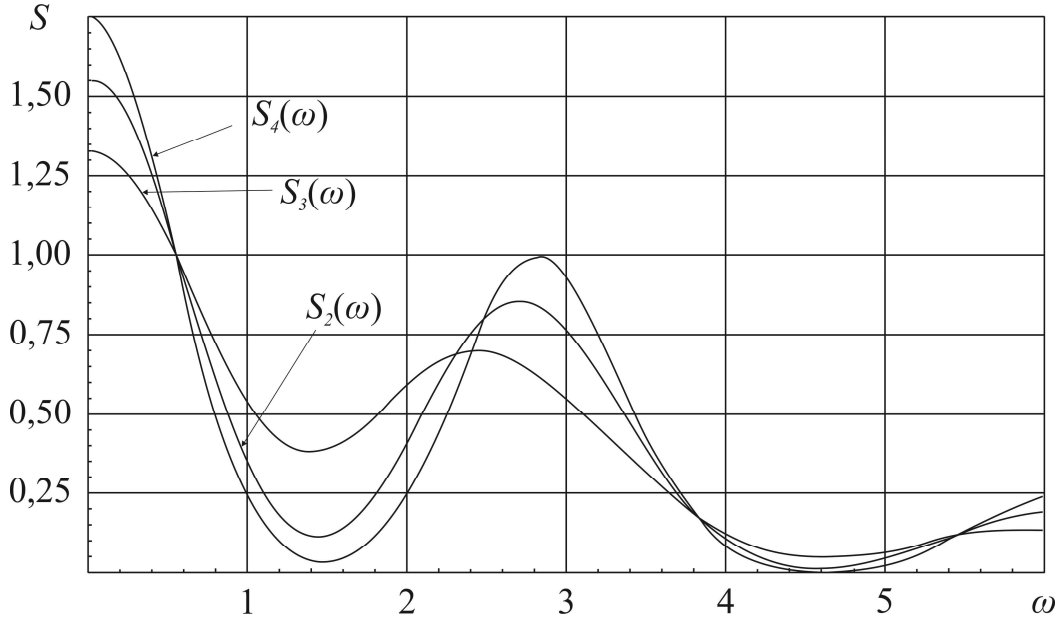


Рис. 2. Зависимости $S_2(w)$, $S_3(w)$, $S_4(w)$

Учитывая ограничение 2, аппроксимируем зависимости спектральной плотностью белого шума, прошедшего через интегрирующее звено с передаточной функцией $G_И(s) = 1/(1 + T_{dsm_order} \cdot s)$. Разложим $S_2(w)$, $S_3(w)$, $S_4(w)$ в ряд Тейлора в системе MATHEMATICA5.1 и удержим первые два члена. Получаем

$$S_{adsm_order}(w) = K_{adsm_order} \frac{1}{1 + T_{adsm_order} \cdot w^2}, \qquad (12)$$

где K_{adsm_order} и T_{adsm_order} в зависимости от *dsm_order* приведены в таблице.

Считая коэффициент передачи от выхода С1 к выходу С2 равным $(di+1)/2$, коэффициент передачи системы ФАПЧ от выхода звена $S_{УГ}/s$ к плюсовому входу С1 в

полосе пропускания системы ФАПЧ равным N_0, найдем выражение спектральной плотности $S_{УГ}(\omega)$ в полосе пропускания ФАПЧ

$$S_{УГ}(\omega) = [S_{ДСМ}(\omega) + S_{2\eta}(\omega)] \cdot N_0^2 =$$
$$= \frac{\pi^2}{3} T_0 (2w)^{2(dsm_order-1)} + (di-1)^2 \frac{\pi}{3} T_0 2^{2(dsm_order-2)} \frac{K_{adsm_order}}{K_{dsm_order}}. \quad (13)$$

Соотношение (13) позволяет найти частоту среза системы ФАПЧ, когда $S_{2\eta}(2\pi f_{CP}) \geq S_{ДСМ}(2\pi f_{CP})$. В этом случае

$$f_{CP} \leq \frac{1}{\pi T_0} \left[(di-1)^2 \frac{1}{4\pi} \frac{K_{adsm_order}}{K_{dsm_order}} \right]^{\frac{1}{2(dsm_order-1)}}. \quad (14)$$

Например, для $dsm_order = 3$ и $di = 1{,}05$ частота среза $f_{CP} \leq 0{,}0275 \cdot (1/T_0)$.

Для сравнения результатов расчетов ПД по «точной» и приближенной модели найдем дисперсию шумов, вычисленных по (13) с учетом (14) в полосе частот $\Delta\omega = 2\pi/T_0 km$,

$$\sigma^2_{\Delta\omega} = (di-1)^2 \frac{\pi^2}{3} 2^{2dsm_order-3} \frac{K_{adsm_order}}{K_{dsm_order}} \frac{1}{k \cdot m}. \quad (15)$$

5. Расчет помех дробности

На рисунке 3 приведены результаты расчетов ПД (дБ) по программе *ifap_dsm* для различных порядков ДСМ: кривая 1 – логарифмическая АЧХ замкнутой системы ФАПЧ; кривая 2 – ПД для $dsm_order = 2$; кривая 3 – ПД для $dsm_order = 3$; кривая 4 – ПД для $dsm_order = 4$; кривые 2а, 3а, 4а рассчитаны для $\sigma^2_{\Delta\omega}$ по (15) и для 2, 3 и 4-го порядков ДСМ соответственно.

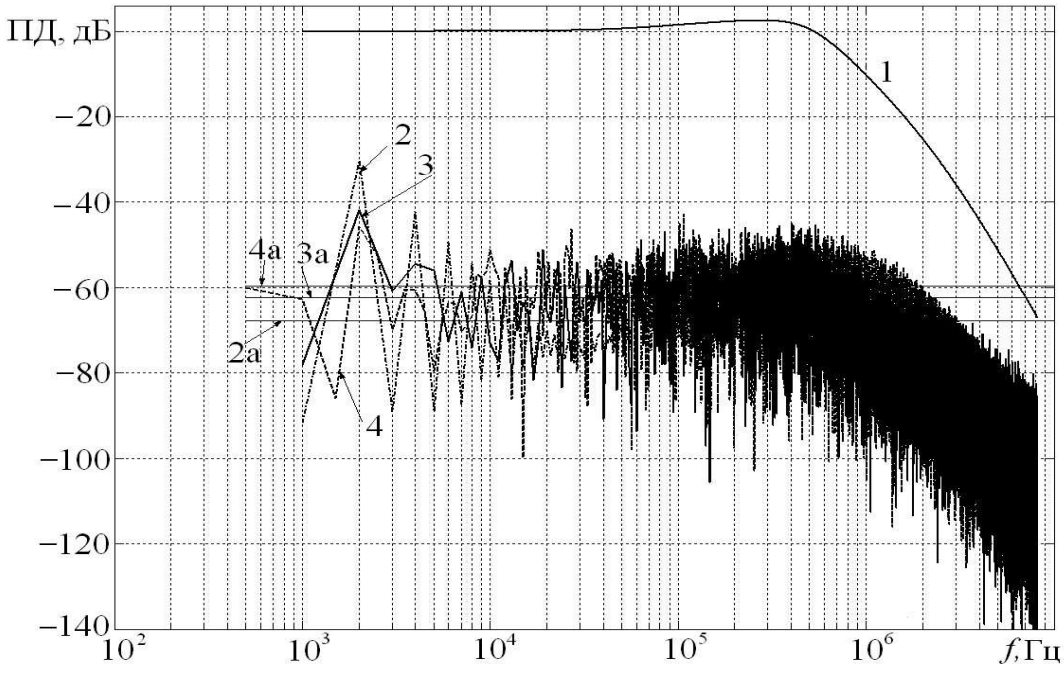


Рис. 3. Результаты расчетов ПД по программе *ifap_dsm*

При расчете ПД задавались следующие параметры: $m = 2^{14}$; частота опорного сигнала $f_0 = 1/T_0 = 32{,}5$ МГц; число на входе 1-го НС $a = 1$; $di = 1{,}05$; $N_0 = 64$; частота среза АЧХ разомкнутой системы ФАПЧ $f_{CP} = 350$ кГц и ФНЧ с передаточной функцией

$$G(s) = \frac{e_{\Phi}(s)}{i_{\Д}(s)} = \frac{T_1 s + 1}{C_1 s(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)}, \qquad (16)$$

где T_1, T_2, T_3, T_4, C_1 – некоторые коэффициенты, определяемые в результате расчета системы ИФАПЧ. В частности, $T_2 \approx T_3 \approx T_4$ при проектировании системы по показателю колебательности $M = 1{,}3$ [1].

Из анализа кривых, приведенных на рис. 3, можно сделать вывод, что расчеты ПД по приближенной модели можно рассматривать как «оценочные», особенно велико отклонение уровней дискретных ПД от оценочного значения при использовании $dsm_order = 2$.

6. Заключение

При неравенстве токов накачки ИЧФД происходит увеличение помех дробности в полосе пропускания нелинейной системы ФАПЧ. Для нахождения уровней ПД необходимо пользоваться «точными» выражениями, разработанными в [9]. Для проведения «оценочных» вычислений уровня ПД, а также определения влияния отдельных параметров ФАПЧ (например, di, T_0) на тенденции изменения ПД можно пользоваться упрощенными выражениями (13), (15).

Литература

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
2. Угловая модуляция цифровых синтезаторов частот / П.А. Попов, А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, Е.В. Шаталов и др.: Под ред. П.А. Попова. – Воронеж: ВИ МВД России, 2001. – 262 с.
3. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
4. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты // Радиотехника. – 2012. – № 5. – С. 74-78.
5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38-42.
6. Борисов В.И., Тихомиров Н.М, Леньшин А.В., Романов С.К., Шаталов Е.В. Определение помех дробности в фазо-цифровых синтезаторах частот, использующих дельта-сигма модуляторы // Теория и техника радиосвязи. – 2015. – № 4. – С. 47-53.
7. Борисов В.И., Тихомиров Н.М, Романов С.К., Леньшин А.В. Методика расчета шумовых характеристик дробного синтезатора частот с использованием системы MATLAB // Радиотехника. – 2016. – № 5. – С. 38-44.
8. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Представление дельта-сигма модулятора генератором «цветного» шума при определении уровней помех дробности в синтезаторах частот // Вестник Воронежского института МВД России. – 2011. – № 3. – С. 110-119.

9. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Попов С.А. Влияние нелинейности частотно-фазового детектора на спектр помех в системе автоподстройки с дробным делителем частоты // Телекоммуникации. – 2017. – № 6. – С. 2-9.

REFERENCES

1. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in auto-tuned synthesizers. - M .: Radio and communications, 2004. - 210 p.
1. 2. Popov P.A., Lenshin A.V. , Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., et al. Edited by P.A. Popov. Angular modulation in digital frequency synthesizers // Voronezh Institute of Ministry of Internal Affairs of Russian federation, 2001. – 262 p.
2. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V phase-locked loops in synthesis stabilizing- M .: Radio and communication, 2010. – 328 p.
3. Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Romanov S.K., Tikhomirov M.N., Adaptive compensation fractional interference in phase-locked synthesizers // Radioengineering, 2012, № 5. –Pp. 74-78.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fragmentation noise in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications, 2012,№ 5. - Pp. 38-42.
5. Borisov V.I., Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Determination of noise fractionality in phase-digital frequency synthesizers using delta-sigma modulators // Theory and technology of radio communication, 2015, № 4. - Pp. 47-53.
6. Borisov V.I., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V., Methods of calculating noise characteristics fractional synthesizers with MATLAB //. Radioengineering, 2016, № 5. – Pp. 38-44.
7. Romanov S.K., Lenshin A.V., Tikhomirov N.M. Submission delta- sigma modulator as «Color» noise generator in Determination fractional interference in frequency synthesizers // Vestnik Voronezh Institute of Ministry of Internal Affairs of Russian federation, 2011, № 3. – Pp.110-119.
8. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Popov S.A. Effect nonlinearity frequency phase detector on interference spectrum in fractional divider phase-locked system // telecommunications, 2017,№ 6. – Pp . 2-9.

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЗОНАТОРА-ТЕРМОСТАТА ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕЦИЗИОННОГО КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА

В. И. Карагусов[1]

[1]Омский научно-исследовательский институт приборостроения (ОНИИП), Омск, Россия

Аннотация. Работа посвящена рассмотрению вопросов конструирования резонатора-термостата для прецизионных кварцевых генераторов. Показано, что оптимизация параметров конструкции посредством моделирования температурного поля резонатора-термостата в режиме разогрева с учётом влияющих конструктивно-физических факторов позволяет снизить время установления частоты прецизионных кварцевых генераторов с распределённым нагревателем пьезоэлемента до 15 с в широком диапазоне рабочих температур.

Ключевые слова: термостатированный кварцевый генератор, ТСКГ, резонатор-термостат, время установления частоты.

OPTIMIZATION OF INTERNAL HEATING RESONATOR DESIGN FOR REDUCING PRECISION OVEN CONTROLLED QUARTZ CRYSTALL OSCLLATORS WARM-UP TIME

V. I. Karagusov[1]

[1]JSC “Omskiy Nauchno Issledovatelskiy Institut Priborostroeniya”, (ONIIP), Omsk, Russia

Abstract. The paper is devoted to the consideration of the design of the resonator-thermostat for precision quartz oscillators. It is shown, that the optimization of the design parameters by modeling the temperature field of the resonator-thermostat in the heating mode, taking into account the influencing structural and physical factors, reduces the frequency setting time the of precision quartz generators with a distributed piezoelectric element heater to 15 s in a wide range of operating temperatures.

Keywords: quartz crystal oscillator, OCXO, internal heating resonator, ultra-fast warm-up.

1. Введение

Время готовности радиоэлектронной системы после включения является важной технической характеристикой и зачастую определяется временем выхода на режим её опорного генератора, в качестве которого используются прецизионные термостатированные кварцевые генераторы (ТСКГ).

Снижение этого времени является актуальной научно-технической задачей и вплотную подходит к пределу, где традиционные методы расчёта теплового режима РТ не могут быть применимы, поскольку являются приблизительными, не охватывают все факторы, влияющие на динамику частоты генерации в режиме разогрева, не учитывают влияние распределения температурного поля в пьезоэлементе на значение частоты генерации и не имеют критерия установления частоты с заданной точностью. Моделирование динамики трёхмерного температурного поля резонатора-термостата при помощи расчёта методом конечных элементов позволяют оптимизировать конструкцию

резонатора для снижения времени установления частоты термостатированного кварцевого генератора.

2. Оптимизация конструкции резонатора-термостата

Время выхода на режим термостатированного кварцевого генератора – это время установления частоты генератора с момента его включения до достижения установившегося значения частоты с заранее определённой точностью. Типовое значение точности – $1 \cdot 10^{-7}$ относительно номинального значения частоты. Время установления частоты зависит от ряда параметров конструкции резонатора- термостата, которые являются критериями оптимизации конструкции для снижения времени установления частоты:

1. Теплоёмкость объекта термостатирования.
2. Способ подогрева пьезоэлемента.
3. Мощность разогрева ПЭ.
4. Тепловые связи объекта термостатирования (ПЭ) с окружающей средой (тепловые стоки).
5. Конструкция резонатора-термостата

Рассмотрим данные критерии подробно.

Теплоёмкость объекта термостатирования.

Выходная частота термостатированного генератора зависит от температуры в зоне колебаний пьезоэлемента, и требуется время для разогрева кварцевой пластины пьезоэлемента от температуры окружающей среды до температуры статирования, определяемое различными конструктивно-физическими факторами: мощностью разогрева, теплоемкостью (то есть объёмом) кварцевого пьезоэлемента (ПЭ), геометрическими размерами пластины, и ограничивается удельной теплопроводностью кварца. В резонаторах прецизионных ТСКГ, как правило, используются ПЭ двухповоротного ТД-среза (yxbl/φ/Θ, 22º⩽ ϕ ⩽24º, 33,5º⩽Θ⩽35º) или его зарубежный аналога – SC-cut – с третьим обертоном на частоту 10 МГц, имеющие теплоёмкость около 90 Дж/К. Уменьшение объёма кварцевого ПЭ ускоряет его разогрев, но приводит к ухудшению параметров генератора, в частности к снижению долговременной стабильности частоты и добротности резонатора, а значит и уровня фазовых шумов, что для прецизионного ТСКГ неприемлемо.

Способ подогрева пьезоэлемента.

Для ускорения выхода генератора на режим предпочтительным является применение в его конструкции резонатора-термостата (РТ) с распределенным комбинированным подогревом, совмещающим преимущества прямого и косвенного подогрева пьезоэлемента (ПЭ) [1]. Прямой подогрев ПЭ при включении генератора позволяет сократить время установления частоты до десятков секунд в диапазоне рабочих температур окружающей среды от -60 0С до +70 0С, а косвенный подогрев в

установившемся режиме позволяет иметь низкие значения уровня фазовых шумов и кратковременной нестабильности частоты.

Функциональная схема кварцевого генератора с резонатором-термостатом с распределённым нагревателем изображена на рисунке 1.

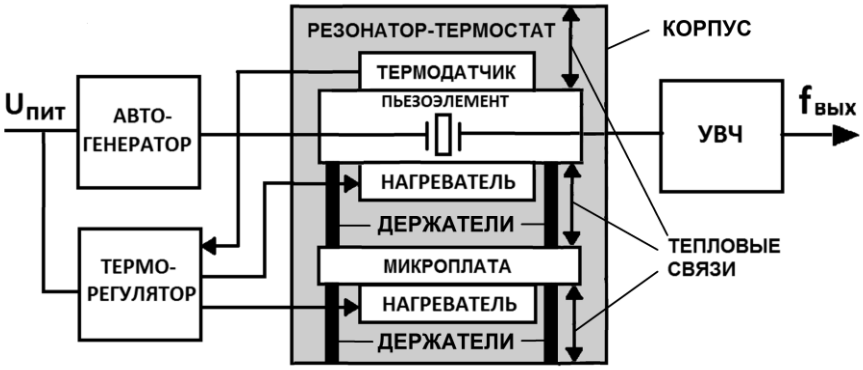


Рис. 1. Функциональная схема термостатированного кварцевого генератора с распределённым нагревателем пьезоэлемента

Между пьезоэлементом, микроплатой и корпусом резонатора существуют тепловые связи, обусловленные теплопроводностью и теплоёмкостью как держателей, так и самих пьезоэлемента и микроплаты, а также лучистым теплообменом между ними и тепловым потоком через остаточные газы в вакуумированном внутреннем объёме резонатора. Данные тепловые связи являются причиной инерционности процесса терморегулирования и для реальной конструкции термостата требуют расчёта динамики трёхмерного температурного поля.

Резонатор для работы в правильном режиме должен быть выполнен в соответствии с условиями, описанными в [2]. Лучшие образцы прецизионных ТСКГ, выполненных по такой схеме имеют время установления частоты с точностью $1 \cdot 10^{-7}$ относительно номинального значения частоты 15 секунд при температуре +20 ^{0}C, и 30 секунд при температуре –60 ^{0}C.

Другие критерии оптимизации конструкции

Снижение времени установления частоты возможно за счёт оптимизации конструкции по другим критериям: мощность разогрева ПЭ, тепловые связи объекта термостатирования (ПЭ) с окружающей средой и изменения в конструкции резонатора-термостата, например, изменение мест крепления держателей.

Нахождение оптимума по этим критериям невозможно выразить аналитическими выражениями и дальнейшее снижение времени установления частоты, приближающееся к физическому пределу в соответствии с формулой

$$t = c\rho V(T_{ст} - T_{окр})/P,$$

где t –время, c –удельная теплоёмкость кварца, ρ – удельная плотность кварца, V – объём пьезоэлемента, $T_{ст}$ – температура статирования пьезоэлемента, $T_{окр}$, – температура окружающей среды, P – мощность разогрева, возможно путём исследования динамики тепловых процессов в резонаторе-термостате с распределённым

нагревателем в режиме разогрева на численной пространственной модели кварцевого резонатора-термостата. Математическая модель РТ, учитывающая комплекс конструктивно-физических факторов, влияющих на динамику тепловых процессов в режиме начального разогрева пьезоэлемента, влияние распределения температурного поля в пьезоэлементе на значение частоты генерации и имеющая математическое выражение, связывающее распределение температурного поля на электродах пьезоэлемента с частотой генерации, описана в [3] и применима для расчёта любой трёхмерной топологии реальной конструкции, в том числе модели конструкции резонатора-термостата с распределённым нагревателем пьезоэлемента (рисунок 2).

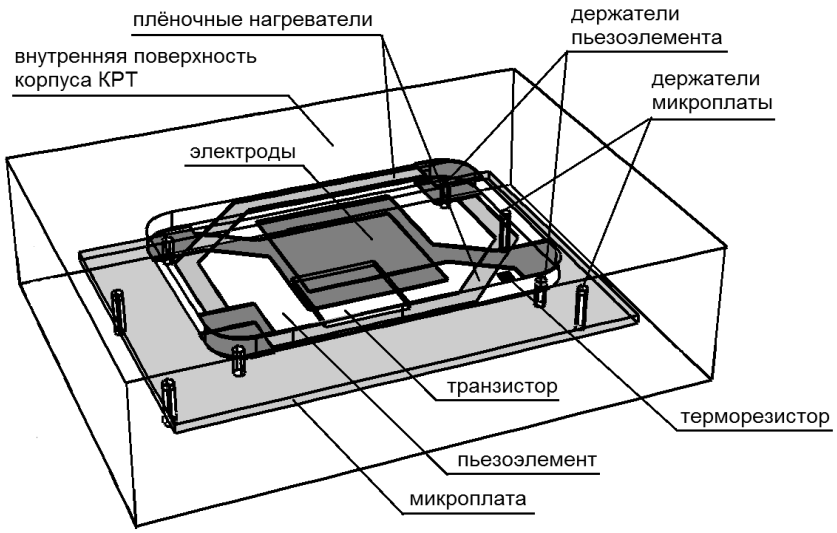


Рис. 2. Геометрия элементов конструкции резонатора-термостата с комбинированным подогревом ПЭ и топология их взаимного расположения

Расчёты динамики температурного поля во время начального разогрева производились при помощи вычислительной техники методом конечных элементов. Данный метод расчёта позволяет определить время установления частоты термостатированных кварцевых генераторов в отличие от существующих методов расчёта теплового режима РТ.

В результате исследований динамики температурного поля на модели резонатора-термостата с распределённым подогревом ПЭ была произведена оптимизирована конструкция РТ. Были выбраны материалы и конструкции корпуса, микроплаты, держателей микроплаты и пьезоэлемента, электрических соединений, места их креплений с целью уменьшить тепловые стоки от объекта термостатирования в окружающую среду для ускорения его разогрева с одной стороны, и обеспечить достаточную величину тепловых стоков для устойчивой работы системы терморегулирования. Также было определено оптимальное значение мощности начального разогрева для ПЭ и для микроплаты.

В [4] показано, что расчёты позволили определить оптимальную мощность разогрева ПЭ, необходимую для достижения интегральной температуры области электродов с точностью 4,65 ^{0}C от установившегося значения, соответствующей

отклонению по частоте от установившегося значения на величину $1 \cdot 10^{-7}$. Увеличение мощности начального разогрева, выделяемой нагревателем ПЭ, уменьшает время его разогрева, но существует предел увеличения мощности, когда удельная теплопроводность кварца ограничивает распространение тепла в объёме ПЭ и не позволяет существенно уменьшить время достижения установившегося значения интегральной температуры на электродах. Расчёты показали, что увеличение мощности разогрева свыше 1,5—2 Вт не приводит к существенному уменьшению времени разогрева (рисунок 3), равного примерно 5,6 с, но при этом увеличивается крутизна управляющей характеристики терморегулятора, что делает его работу неустойчивой. Значение 1,5 Вт принято за оптимальное и использовано для дальнейших расчётов.

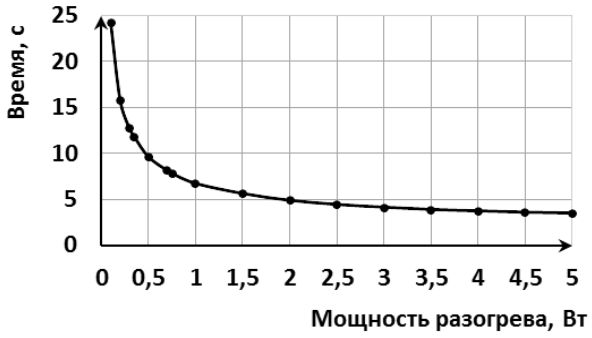
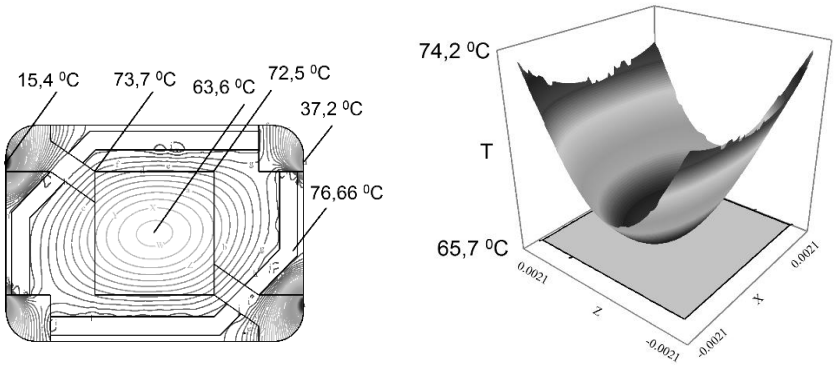


Рис. 3. График зависимости времени достижения установившегося значения интегральной температуры на электродах с точностью 4,65 ^{0}C от мощности разогрева ПЭ.

На рисунке 4(а) показан пример расчёта распределения температуры в ПЭ резонатора-термостата оптимизированной конструкции через 5,6 с после включения при температуре окружающей среды –60 ^{0}C и температуре статирования 75 ^{0}C в момент времени, когда отклонение интегральной температуры электродов от установившегося значения становится меньше 4,65 ^{0}C, то есть частота генерации достигает требуемого значения точности установления , на рисунке 4(б) – распределение температур на квадратном электроде ПЭ в трёхмерном представлении.



а) б)

Рис. 4. Распределение температуры в ПЭ (а) и распределение температур на квадратном электроде ПЭ через 5,6 с после включения подогрева (б)

Анализ температурного поля всей оптимизированной конструкции резонатора-термостата показывает, что на протяжении режима разогрева от любой рабочей

температуры окружающей среды до температуры статирования ПЭ значения температуры в любой точке резонатора-термостата в любой момент времени не превышают 80 ^{0}C, то есть не приближаются к значениям, опасным для элементов конструкции, то есть данная конструкция физически реализуема.

На рисунке 5 в качестве примера показан график изменения температуры в центре ПЭ (точка 1), в месте крепления термодатчика (точка 2), температуры в области электродов и интегральной температуры области электродов T_{int} в режиме разогрева при температуре окружающей среды –60 ^{0}C.

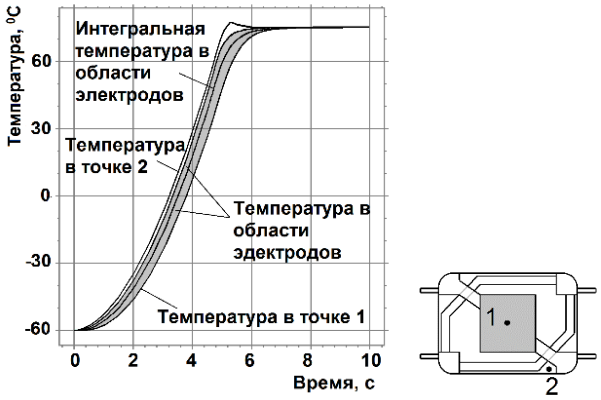


Рис. 5. Изменение температуры в области электродов (выделена тёмным), в центре электрода (точка 1), в месте крепления термодатчика (точка 2) и интегральной температуры на электродах T_{int} с момента включения нагревателей мощностью 1,5 Вт до наступления установившегося режима при температуре окружающей среды –60 ^{0}C

3. Экспериментальная проверка

На образцах генераторов с резонаторами-термостатами оптимизированной конструкции были проведены эксперименты по измерению времени установления частоты в диапазоне рабочих температур окружающей среды от –60 ^{0}C до 70 ^{0}C. На рисунках 6 и 7 приведены примеры измерений времени установления частоты при температуре окружающей среды –60 ^{0}C и 20 ^{0}C.

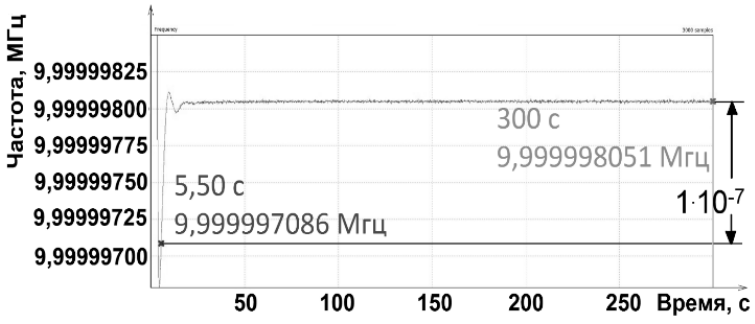


Рис. 6. Установление частоты кварцевого генератора после включения при температуре +20 ºC

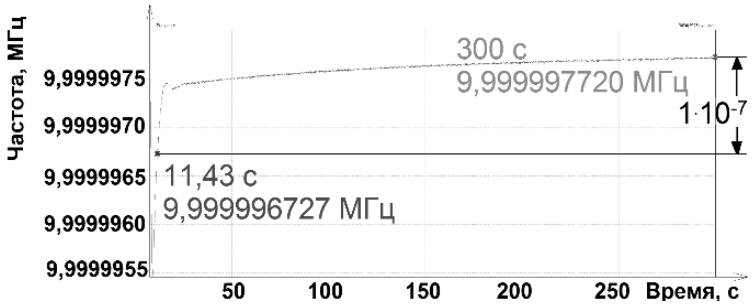


Рис. 7 Установление частоты кварцевого генератора после включения при температуре –60 ºС.

Также были произведены измерения других параметров образцов генераторов, которые показали их соответствие требованиям для прецизионных термостатированных генераторов.

4. Заключение

Результаты исследований, проведённых на численной пространственной тепловой модели резонатора-термостата, показали возможность значительного снижения времени установления частоты прецизионных термостатированных генераторов путём оптимизации конструкции резонатора-термостата.

Экспериментальная проверка макетных образцов оптимизированной конструкции подтвердила возможность снижения времени установления частоты прецизионных термостатированных кварцевых генераторов в диапазоне рабочих температур от -60 ^{0}C до +70 ^{0}C с 30 до 13 сек относительно известных аналогов.

Литература

1. Куталёв, А. И. Кварцевый резонатор-термостат с распределённым нагревателем // Техника радиосвязи: Науч. техн. сб. 2007. Вып. 12. – С. 78-87.
2. Куталёв, А. И. Кварцевый резонатор-термостат. RU 2236746 H03, заяв. 04.01.2003, опубл. 20.09.2004.
3. Карагусов, В.И. Исследование динамики тепловых процессов в кварцевом резонаторе-термостате с распределённым нагревателем в режиме разогрева // Техника радиосвязи: Науч.-техн. сб. 2018. Вып. 2 (37). – С. 83-95.
4. Карагусов, В.И. Результаты исследования динамики тепловых процессов в кварцевом пьезоэлементе с прямым термостатированием в режиме разогрева на численно-аналитической модели // Техника радиосвязи: Науч.-техн. сб. 2017. Вып. 3 (34). – С. 95-110.

References

1. Kutalev, A.I. Distributed crystal internal heating resonator // Radio Communication Technics, 2007, Vol. 12. – Pp. 78 – 87.
2. Kutalev, A.I. Crystal internal heating resonator. RU 2236746 H03, stated 04.01.2003, publ. 20.09.2004.
3. Karagusov, V. I. Investigation of thermal process dynamics in internal distributed heating quartz crystal resonator in warm-up mode // Radio Communication Technics. 2018. Vol. 2 (37). – Pp. 83-95.
4. Karagusov, V. I. Investigation results of thermal process dynamics in direct heating quartz crystal piezoelement in warm-up mode with numerically-analytical calculation method // Radio Communication Technics. 2017. Vol. 3 (34). – Pp. 95-110.

ОСОБЕННОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

К.Н. Чугай[1], Косачев И.М.[2]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь
[2]Военная академия, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассмотренные в докладе методические подходы к построению математических моделей сложных радиотехнических систем позволяют обосновать структуру и получить предварительные оценки характеристик на этапе проектирования, а так же обеспечить решение задачи испытаний методом математического моделирования.

Ключевые слова: радиотехническая система, математическое моделирование, имитационная математическая модель, аналитическая математическая модель.

FEATURES OF MATHEMATICAL MODELING OF COMPLEX RADIO ENGINEERING SYSTEMS

K.N. Chugai[1], Kosachev I.M.[2]

[1]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus
[2]Military Academy, Minsk, Belarus

Abstract. The methodological approaches considered in the report to constructing mathematical models of complex radio engineering systems allow one to substantiate the structure and to obtain preliminary estimates of the characteristics at the design stage, as well as to ensure the solution of the problem of mathematical modeling.

Keywords: radio engineering system, mathematical modeling, imitational mathematical model, analytical mathematical model.

1. Введение

Создание современных радиотехнических систем представляет собой сложный, длительный и ресурсоемкий процесс. Основываясь при его реализации на математическом моделировании возможно еще на стадии проектирования учесть практически все влияющие факторы и тем самым обеспечить создание сложных радиотехнических систем с высокими показателями эффективности и качества.

Математическое моделирование направлено на описание структуры с позиции функциональных связей, с учетом существенных факторов определяющих качество процесса функционирования, что отражается в характере изменения системы в целом. Эффективность математического определяется удачным выбором характеристик, определяющих качество процесса функционирования, составом значимых факторов и форм функционально-логических связей между ними.

2. Проблемы построения математических моделей сложных радиотехнических систем

Современные сложные радиотехнические системы характеризуются следующими особенностями, усложняющими решение задачи их полномасштабного исследования,

как для решения задачи проектирования, так и для проведения испытаний методом моделирования и заключаются в [1 – 3]:

сложной программно-аппаратной реализации состоящей из связанных между собой элементов и обладающей собственными свойствами, не вытекающими непосредственно из свойств се элементов [2, 4]. Между элементами существуют определенные связи и способы взаимодействия, которые можно разделить на основные, определяющие и вспомогательные. Совокупность устойчивых связей между элементами, определяющими целостность системы и ее основные свойства, есть структура системы;

необходимости обеспечения высокой степени интегрируемости в более сложные системы (комплексы). В результате модели, используемые при анализе и синтезе радиоэлектронных систем, имеют характерные особенности, во-первых, высокий уровень связанности с моделями не радиотехнических систем [2, 4], во-вторых, вероятностный характер их описания вследствие наличия различных помех в информационном канале;

стохастическом характере процессов протекающих в радиотехнических системах. Изменение условий функционирования радиоэлектронных систем возможно, например, из-за нарушения режимов функционирования отдельных ее элементов, выхода некоторых параметров из поля допуска, или вследствие ограничения фазовых координат. Дополнительно обусловлено наличием случайных факторов обусловленных воздействием помех приводящих к перерывам поступления информации в случайные моменты времени. При этом процесс выделения полезного сигнала на фоне изменяющихся помех можно интерпретировать как изменение структуры радиоэлектронной системы. Решение задачи комплексирования различных источников информации при сложной информационной обстановке может быть реализовано с помощью целенаправленной смены структуры радиоэлектронной системы. Основываясь на этом в настоящее время, широкое распространение приобретают динамические системы со случайными изменениями условий функционирования и возмущений, приводящими к внезапному изменению структуры в целом – к структурной неопределенности (динамические системы со случайной структурой) [5 - 10].

Учитывая стохастичностью протекающих процессов и структурную неопределенность сложных радиотехнических систем наиболее широкое распространение при разработке и испытаниях методом моделирования получил классический метод имитационного математического моделирования, называемый также методом Монте-Карло [9, 11-15].

Достоинствами метода имитационного математического моделирования являются его универсальность и простота построения имитационных математических моделей в виде систем стохастических дифференциальных уравнений – для непрерывных систем (образцов ВВТ), стохастических разностных уравнений – для дискретных систем и стохастических дифференциально-разностных уравнений для непрерывно-дискретных систем.

Однако методу Монте-Карло присущ и ряд недостатков [9, 11]:

низкие значения показателей достоверности (характеризуется доверительной вероятностью, задаваемой не менее 0,9) и точности (характеризуется относительной погрешностью, задаваемой не более 10 %) получаемых оценок ТТХ образцов ВВТ при ограниченном (менее 500) числе модельных экспериментов, а при большом числе модельных экспериментов – большие временные, а значит, и финансовые затраты на математическое моделирование;

практическая невозможность решения данным методом задач оценивания случайных процессов, протекающих в испытуемом образце ВВТ, а также оптимального (квазиоптимального) управления и структурно-параметрической оптимизации;

невозможность моделирования немарковских стохастических динамических систем, например, квантовых, для которых не существует имитируемых на ЭВМ реализаций случайного процесса их функционирования.

Поэтому перспективным направлением является разработка и применение на практике совместно с методом Монте-Карло методологии построения аналитических математических моделей сложных радиотехнических систем и их аналитическое математическое моделирование с целью оценки их основных тактико-технических характеристик.

Применение в процессе разработки и испытаний, сложных радиотехнических систем их аналитических математических моделей, а также методов аналитического математического моделирования, оценивания и оптимального управления, развитых в теории динамические системы со случайной структурой позволяет [7, 10]:

за один машинный прогон определить на ПЭВМ основные тактико-технические характеристики с такой же точностью, что и классический метод имитационного математического моделирования за 300–1000 модельных экспериментов, благодаря чему время, затрачиваемое на аналитическое математическое моделирование, сокращается в 10–20 раз по сравнению с методом Менте-Карло;

решить задачу высокоточного оценивания случайных процессов, протекающих в разрабатываемых или испытуемых образцах сложных радиотехнических систем по всем существующим критериям оптимальности при гауссовой и негауссовой (в том числе и бимодальной) плотности распределения вероятностей оцениваемого процесса;

решить задачу оптимального (квазиоптимального) управления, а также структурно-параметрической оптимизации в процессе разработки и испытаний сложных радиотехнических систем;

обеспечить сокращение сроков разработки и повышение качества разработки сложных радиотехнических систем.

3. Методические подходы к построению математических моделей сложных радиотехнических систем

Разработанные методические подходы к построению математических моделей сложных радиотехнических систем в классе стохастических динамических систем со случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами основаны на принципе

«структурно-функционального подобия» [9, 10]. В рамках, которого осуществляется построение функциональной и структурной схем радиотехнической системы и определяется возможное число фиксированных состояний его структуры. Далее учитывая динамический характер системы, определяются фазовые координаты для каждого ее состояния, и как результат составляется система стохастических дифференциальных уравнений для введенных фазовых координат.

При разработке имитационных математических моделей, основываясь на математическом описании нелинейностей входящих в систему стохастических дифференциальных уравнений и входных задающих и возмущающих воздействий, действующих в исследуемой системе при условии определения начальных значений всех фазовых координат, в том числе при смене состояний осуществляется непосредственное формирование и реализации модели на ЭВМ [9].

В случае аналитических имитационных моделей на основании системы стохастических дифференциальных уравнений составляется система интегро-дифференциальных уравнений. Причем ключевым является переход от развернутой системы интегро-дифференциальных уравнений к системе нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений. Для этого необходимо раскрыть все усреднения, находящиеся в уравнениях. Наиболее эффективно эта задача решается с помощью метода статистической аппроксимации нелинейностей произвольного вида, разработанного в [7, 10]. Далее осуществляется расчет итоговых вероятностных моментов фазовых координат исследуемой системы. С учетом полученных результатов формируются уравнения для выходных процессов исследуемой системы, как в каждом ее состоянии, так и с учетом всех состояний, а так же уравнения для их вероятностных моментов требуемого порядка [10].

Изложенный в докладе методических поход к построению математических моделей имитационного и аналитического математического моделирования использовался при создании различных образцов радиотехнического вооружения и показала свою эффективность [9, 10].

4. Заключение

Разработанный методический поход к построению имитационных и аналитических математических моделей проектируемых или испытуемых образцов сложных радиотехнических систем в классе нестационарных нелинейных стохастических динамических систем с фиксированной и случайно изменяющейся структурой или (и) параметрами обеспечивает проведение исследований особенно на начальной стадии разработки, в условиях ресурсных ограничений на проведения полномасштабных исследований.

В результате применение методов математического моделирования особенно аналитического способствует существенному сокращению сроков разработки и выделяемых ресурсов при обеспечении требуемого качества разработки сложных радиотехнических систем.

Литература

1. Борисов Ю.П. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств / Ю.П. Борисов, В.В. Цветнов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
2. Монаков А.А. Математическое моделирование радиотехнических систем: Учебное пособие. - СПб.: Издательство «Лань», 2016. – 148 с.
3. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: Учеб. для вузов – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2001. – 343 с.
4. Петров А.В., Яковлев А.А. Анализ и синтез радиотехнических комплексов / Под. ред. В.Е. Дулевича. – М: Радио и связь, 1984. – 350 с.
5. Казаков И.Е. Анализ систем случайной структуры / И.Е. Казаков, В.М. Артемьев, В.А. Бухалев. – М.: Физматлит, 1993. – 272 с.
6. Федосов Е.А. Системы управления конечным положением в условиях противодействия среды / Е.А. Федосов, В.В. Инсаров, О.С. Селивохин. – М. : Наука, 1989. – 270 с.
7. Косачев И.М. Аналитическое моделирование стохастических систем / И. М. Косачев, М.Г. Ерошенков. – Мн.: Навука і тэхніка, 1993. – 264 с.
8. Шалыгин А.С. Методы моделирования ситуационного управления движением беспилотных летательных аппаратов / А.С. Шалыгин, Л.Н. Лысенко, О.А. Толпегин. – М.: Машиностроение, 2012. – 584 с.
9. Косачев И.М., Чугай К.Н. Имитационная математическая модель контура наведения зенитной телеуправляемой ракеты зенитного ракетного комплекса с комплексированной информационной системой // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2017. – № 4(57). – С. 25 – 37.
10. Косачев И.М., Чугай К.Н. Аналитическая математическая модель контура наведения зенитной телеуправляемой ракеты зенитного ракетного комплекса с комплексированной информационной системой // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2018. – № 1(58). – С. 23 – 34.
11. Михайлов Г.А. Статистическое моделирование. Методы Монте-Карло: учеб. пособие для бакалавриата и магистратуры / Г.А. Михайлов, А.В. Вайтишек. – М.: Юрайт, 2018. – 371 с.
12. Созинов П.А. Актуальные задачи математического моделирования систем воздушно-космической обороны // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». – 2017. – № 3. – С.17–26.
13. Петухов О.А. Моделирование: системное, имитационное, аналитическое: учеб. пособие / О.А. Петухов, А. В. Морозов, Е.О. Петухова. – СПб.: СЗТУ, 2008. – 288 с.
14. Ивановский Р.И. Статистическое моделирование: учеб. пособие / Р.И. Ивановский. – СПб.: СПбГПУ, 2012. – 357 с.
15. Оркин Б.Д. Имитационное моделирование боевого функционирования палубных истребителей, зенитных ракетных и артиллерийских комплексов корабельных групп при решении задач ПВО: учеб. пособие / Б.Д. Оркин, С.Д. Оркин. – М.: МАИ-ПРИНТ, 2009. – 686 с.

References

1. Borisov Yu.P. Mathematical modeling of radio systems and devices / Yu.P. Borisov, V.V. Tsvetnov. – M .: Radio and communication, 1985. – 176 p.
2. Monakov A.A. Mathematical modeling of radio engineering systems: Tutorial. - SPb .: Lan publishing house, 2016. - 148 p.
3. Svetov B.Ya., Yakovlev S.A. Modeling Systems: Textbook. for universities - 3rd ed., pererab. and add. – M .: Higher. school., 2001. – 343 p.
4. Petrov A.V., Yakovlev A.A. Analysis and synthesis of radio engineering systems / Ed. V.E. Dulevich. –M: Radio and communication, 1984. – 350 p.
5. Kazakov I.E. Analysis of random structure systems / I.E. Kazakov, V.M. Artemyev, V.A. Bukhalev. – M .: Fizmatlit, 1993. – 272 p.
6. Fedosov E.A. End position control systems in the conditions of environmental counteraction / Ye.A. Fedosov, V.V. Insarov, O.S. Selivokhin. – M.: Science, 1989. – 270 p.
7. Kosachev I.M. Analytical modeling of stochastic systems / I. M. Kosachev, MG Eroshenkov. - Minsk: Navuki i tehniki, 1993. - 264 p.

8. Shalygin A.S. Methods for modeling situational motion control of unmanned aerial vehicles / A.S. Shalygin, L.N. Lysenko, O.A. Tolpegin. – M .: Mashinostroenie, 2012. – 584 p.
9. Kosachev I.M., Chugai K.N. Imitation mathematical model of the guidance loop of an anti-aircraft remote-controlled missile of an anti-aircraft missile complex with an integrated information system. Vestnik Voen. akad. [Military Academy of the Republic of Belarus Proceedings]. – 2017. – № 4 (57). – Pp. 25 – 37.
10. Kosachev I.M., Chugai K.N. Analytical mathematical model of the guidance loop of an anti-aircraft remote-controlled missile of an anti-aircraft missile complex with an integrated information system. Vestnik Voen. akad. [Military Academy of the Republic of Belarus Proceedings]. – 2018. – № 1 (58). – Pp. 23 – 34.
11. Mikhailov G.A. Statistical modeling. Monte Carlo methods: studies. manual for bachelor and master / G.A. Mikhailov, A.V. Whitecap. - M .: Yurayt, 2018. - 371 p.
12. Sozinov P.A. Actual problems of mathematical modeling of aerospace defense systems // Vestnik Concern EKR "Almaz - Antey". – 2017. – № 3. – Pp.17–26.
13. Petukhov O.A. Modeling: systemic, simulation, analytical: studies. manual / O.A. Petukhov, A.V. Morozov, E.O. Petukhov. – SPb .: SZTU, 2008. – 288 p.
14. Ivanovsky R.I. Statistical modeling: studies. manual / R.I. Ivanovsky. – SPb .: SPbSPU, 2012. – 357 p.
15. Orkin B.D. Simulation modeling of the combat operation of deck fighters, anti-aircraft missile and artillery systems of ship groups in solving air defense tasks: studies. allowance / B.D. Orkin, S.D. Orkin. – M .: MAI-PRINT, 2009. – 686 p.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ

А.А. Головков[1], В.А. Головков

[1]Федеральное государственное казенное 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 амплитудно-фазовых модуляторов по критерию обеспечения заданных зависимостей отношения модулей и разности фаз передаточной функции в двух состояниях от частоты при минимальном количестве линейных и нелинейных элементов. Определены математические выражения для отыскания значений параметров типовых схем согласующих смешанных четырёхполюсников, оптимальных по данному критерию. Сравнительный анализ теоретических результатов и результатов схемотехнического моделирования показывает возможность использования разработанного алгоритма для технического проектирования модуляторов с применением таких четырёхполюсников.

Ключевые слова: параметрический синтез согласующих смешанных четырёхполюсников, заданные формы частотных характеристик модуляторов.

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF PEAK-PHASE MODULATORS FOR INCLUSION VARIANTS MATCHING BY THE MIXED TWO-PORT NETWORKS BETWEEN A SOURCE OF A SIGNAL AND A NONLINEAR PART

A.A.Golovkov[1], V.A.Golovkov.

[1]Federal state military educational institution of higher professional education "Military educational scientific center Military air force " Military air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (Voronezh), the Ministry of defence of the Russian Federation (MESC MAF «AFA»),Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of peak-phase modulators by criterion of maintenance of the set dependences of the relation of modules and a difference of phases of transfer function in two conditions from frequency is developed at a minimum quantity of linear and nonlinear elements. Mathematical expressions for search of values of parametres of typical schemes matching by the mixed two-port networks, optimum by the given criterion are defined. The comparative analysis of theoretical results and results schemetechnical modelling shows possibility of use of the developed algorithm for technical designing of modulators with application of such two-port networks.

Keywords: parametrical synthesis matching by the mixed two-port networks, the set forms of frequency characteristics of modulators.

1. Введение

В работе [1] предложены алгоритмы параметрического синтеза согласующих реактивных, резистивных и комплексных типовых четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик различных радиотехнических устройств и

систем, в том числе и амплитудно-фазовых модуляторов (АФМ). Двухполюсники первого типа четырёхполюсников построены только на реактивном базисе, двухполюсники второго типа четырёхполюсников - только на резистивном базисе, а двухполюсники третьего типа- на базисе R,L,C. Показано, что изменение базиса согласующих по заданному критерию четырёхполюсников изменяет область физической реализуемости выбранного критерия в пространстве исходных данных (полоса, частот, тип нелинейного элемента, комплексные сопротивления нагрузки и источника сигнала, величина и крутизна квазилинейного участка модуляционной, демодуляционной характеристик и т. д.). Поэтому в интересах увеличения области физической реализуемости выбранного критерия за счёт увеличения возможностей проектировщиков по выбору типов согласующих четырёхполюсников в данной работе делается попытка разработки алгоритма параметрического синтеза согласующих смешанных четырёхполюсников (ССЧ), одна часть двухполюсников которых выполнена только на резистивных элементах, а вторая часть - только на реактивных элементах.

2. Формулировка задачи параметрического синтеза согласующих смешанных четырехполюсников для амплитудно-фазовых модуляторов. Исходные положения

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров ССЧ, при которых обеспечиваются заданные зависимости отношения модулей $m=\frac{m_1}{m_2}$ и разности фаз $\varphi=\varphi_1-\varphi_2$ передаточной функции $H_{1,2}$ АФМ в двух состояниях, определяемых двумя уровнями амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, от частоты (аргументы опущены):

$$H_1=m(\cos\varphi+j\sin\varphi)H_2. \qquad (1)$$

Если состояния определяются двумя уровнями амплитуды входного амплитудно-модулированного сигнала, то излагаемый ниже материал можно использовать для синтеза амплитудных демодуляторов. Если состояния определяются двумя частотами входного сигнала с угловой модуляцией, то излагаемый материал можно использовать для синтеза частотных и фазовых демодуляторов с квазилинейным склоном АЧХ [1]. Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), а также ССЧ и сопротивления источника сигнала $z_0=r_0+jx_0$ и нагрузки $z_н=r_н+jx_н$ (рисунки 1а-1г).

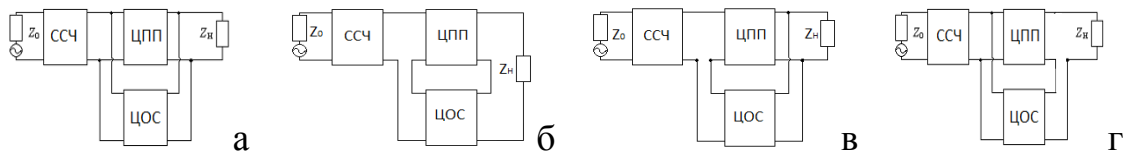


Рис. 1 − Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых устройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между ССЧ и нагрузкой.

Следуя известным рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [1,2] передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H^{I,II} = \frac{Y_z^{I,II}}{(a + cz_0)Z_{вх}^{I,II} + z_0 d + b}, \qquad (2)$$

где $Z_{вх}^{I,II} = \dfrac{1 - Y_{22}^{I,II} z_н}{Y_{11}^{I,II} - z_н \left|Y^{I,II}\right|} = r_{вх1,2} + jr_{вх1,2}$ - зависимость входного сопротивления НЧ от частоты в двух состояниях; $Y_z^{I,II} = \dfrac{Y_{21}^{I,II} z_н}{Y_{11}^{I,II} - z_н \left|Y^{I,II}\right|} = r_{z1,2} + jx_{z1,2}$; $Y_{11}^{I,II} = y_{11}^{I,II} + y_{11}^{OC}$; $Y_{12}^{I,II} = y_{12}^{I,II} + y_{12}^{OC}$; $Y_{21}^{I,II} = y_{21}^{I,II} + y_{21}^{OC}$; $Y_{22}^{I,II} = y_{22}^{I,II} + y_{22}^{OC}$ - суммарные зависимости комплексных элементов матриц проводимостей ЦПП и ЦОС от частоты в двух состояниях; $\left|Y^{I,II}\right| = Y_{11}^{I,II} Y_{22}^{I,II} - Y_{12}^{I,II} Y_{21}^{I,II}$; a, b, c, d - комплексные элементы классической матрицы передачи ССЧ.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, которое представим в следующем виде:

$$Z_{вых} = \frac{dz_0 + b}{cz_0 + a} = r_{вых} + jx_{вых} = \frac{m(\cos\varphi + j\sin\varphi)Y_z^{II} Z_{вх}^{I} - Y_z^{I} Z_{вх}^{II}}{Y_z^{I} - m(\cos\varphi + j\sin\varphi)Y_z^{II}}. \qquad (3)$$

Таким образом, задача обеспечения заданных зависимостей (1) отношения модулей и разности фаз передаточной функции в двух состояниях от частоты сведена к более простой задаче обеспечения специальной зависимости выходного сопротивления (3) ССЧ от частоты. Естественно, излагаемый ниже материал справедлив для синтеза ССЧ по критерию обеспечения любой заданной зависимости выходного сопротивления ССЧ от частоты. Такой подход возможен также при синтезе многих других радиотехнических устройств и систем [1].

Решение (3) можно представить в виде взаимосвязи элементов классической матрицы передачи ССЧ, одновременно оптимальной по критерию (3) и (1):

$$a = Bb + Cc + Dd, \qquad (4)$$

где $B = \dfrac{1}{z_{вых}}$; $C = -z_0$; $D = \dfrac{z_0}{z_{вых}}$.

При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию также можно получить в форме (2), но при следующих изменениях $Z_{вх}^{I,II}$ и $Y_z^{I,II}$:

$$Z_{вх}^{I,II} = \frac{Z_{11}^{I,II} z_н - \left|Z^{I,II}\right|}{z_н - Z_{11}^{I,II}} = r_{вх1,2} + jx_{вх1,2};\ Y_z^{I,II} = \frac{Z_{21}^{I,II} z_н}{z_н - Z_{11}^{I,II}} = r_{z1,2} + jx_{z1,2}, \qquad (5)$$

где $Z_{11}^{I,II} = z_{11}^{I,II} + z_{11}^{OC}$; $Z_{12}^{I,II} = z_{12}^{I,II} + z_{12}^{OC}$; $Z_{21}^{I,II} = z_{21}^{I,II} + z_{21}^{OC}$; $Z_{22}^{I,II} = z_{22}^{I,II} + z_{22}^{OC}$; - суммарные зависимости элементов матриц сопротивлений ЦПП и ЦОС от частоты; $\left|Z^{I,II}\right| = Z_{11}^{I,II} Z_{22}^{I,II} - Z_{12}^{I,II} Z_{21}^{I,II}$.

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рисунок 1в):

$$Z_{вх}^{I,II} = \frac{H_{11}^{I,II} - z_н \left|H^{I,II}\right|}{1 - z_н H_{22}^{I,II}} = r_{вх1,2} + jx_{вх1,2};\ Y_z^{I,II} = \frac{H_{21}^{I,II} z_н}{1 - z_н H_{22}^{I,II}} = r_{z1,2} + jx_{z1,2}, \qquad (6)$$

где $H_{11}^{I,II} = h_{11}^{I,II} + h_{11}^{OC}$; $H_{12}^{I,II} = h_{12}^{I,II} + h_{12}^{OC}$; $H_{21}^{I,II} = h_{21}^{I,II} + h_{21}^{OC}$; $H_{22}^{I,II} = h_{22}^{I,II} + h_{22}^{OC}$ - суммарные зависимости элементов смешанных матриц H ЦПП и ЦОС от частоты; $\left|H_{1,2}\right| = H_{11}^{I,II} H_{22}^{I,II} - H_{12}^{I,II} H_{21}^{I,II}$.

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г):

$$Z_{вх}^{I,II} = \frac{z_н - F_{22}^{I,II}}{F_{11}^{I,II} z_н - \left|F^{I,II}\right|} = r_{вх1,2} + jx_{вх1,2};\ Y_z^{I,II} = \frac{F_{21}^{I,II} z_н}{F_{11}^{I,II} z_н - \left|F^{I,II}\right|} = r_{z1,2} + jx_{z1,2}, \qquad (7)$$

где $F_{11}^{I,II} = f_{11}^{I,II} + f_{11}^{OC}$; $F_{12}^{I,II} = f_{12}^{I,II} + f_{12}^{OC}$; $F_{21}^{I,II} = f_{21}^{I,II} + f_{21}^{OC}$; $F_{22}^{I,II} = f_{22}^{I,II} + f_{22}^{OC}$; суммарные зависимости элементов смешанных матриц F ЦПП и ЦОС от частоты $\left|F^{I,II}\right| = F_{11}^{I,II} F_{22}^{I,II} - F_{12}^{I,II} F_{21}^{I,II}$.

Для определения оптимальных значений параметров типовых схем ССЧ необходимо найти элементы a, b, c, d [1,2], а также $Z_{вх}$ и Y_z из (2), (5), (6) или (7) и подставить всё в (3) и (4). Затем надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной типовой схемы ССЧ.

3. Результаты параметрического синтеза согласующих смешанных четырехполюсников для амплитудно-фазовых модуляторов

Для примера здесь приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем ССЧ. Если в качестве ССЧ используется последовательно включённые резистивный двухполюсник с сопротивлением R и реактивный двухполюсник с сопротивлением jX (рисунок 2а), то эти параметры определяются следующим образом:

$$R = r_{вых} - r_0;\ X = x_{вых} - x_0. \qquad (8)$$

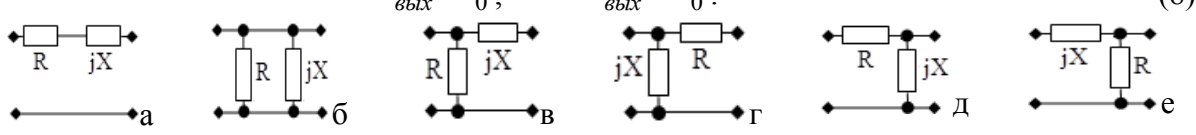


Рис. 2. Примеры синтезированных ССЧ с двумя двухполюсниками.

Параллельно включённые двухполюсники с сопротивлениями R и jX (рисунок 2б):

$$R = \frac{(r_0^2 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)}{r_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - (r_{вых}^2 + x_{вых}^2) r_0};\ X = \frac{(r_0^2 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)}{x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - (r_{вых}^2 + x_{вых}^2) x_0}. \qquad (9)$$

Г-образное соединение двухполюсников R и jX (рисунок 2в):

$$R=\frac{r_0^2+x_0^2-2r_0r_{вых}+Q}{2(r_{вых}-r_0)};\ X=\frac{r_0^2+x_0^2-2x_0x_{вых}+Q}{-2x_0};\ Q=\pm\sqrt{(r_0^2+x_0^2)^2-4x_0^2r_{вых}^2}\ . \quad (10)$$

Г-образное соединение двухполюсников jX и R (рисунок 2г):

$$R=\frac{r_0^2+x_0^2-2r_0r_{вых}+Q}{-2r_0};\ X=\frac{r_0^2+x_0^2-2x_0x_{вых}+Q}{2(x_{вых}-x_0)};\ Q=\pm\sqrt{(r_0^2+x_0^2)^2-4x_{вых}^2r_0^2}\ . \quad (11)$$

Обратное Г-образное соединение двухполюсников R и jX (рисунок 2д):

$$R=\frac{r_{вых}^2+x_{вых}^2-2r_0r_{вых}-Q}{2r_{вых}};\ X=-\frac{r_{вых}^2+x_{вых}^2-2x_0x_{вых}-Q}{2(x_0-x_{вых})};\ Q=\pm\sqrt{(r_{вых}^2+x_{вых}^2)^2-4r_{вых}^2x_0^2}\ . \quad (12)$$

Обратное Г-образное соединение двухполюсников jX и R (рисунок 2е):

$$R=-\frac{r_{вых}^2+x_{вых}^2-2r_0r_{вых}-Q}{2(r_0-r_{вых})};\ X=\frac{r_{вых}^2+x_{вых}^2-2x_0x_{вых}-Q}{2x_{вых}};\ Q=\pm\sqrt{(r_{вых}^2+x_{вых}^2)^2-4x_{вых}^2r_0^2}\ . \quad (13)$$

В общем случае количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников ССЧ. Например, для Т-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_2 и R_3 (рисунок 3а) имеем три решения:

$$X_1=-x_0+\frac{Q}{R_3-r_{вых}};\ X_2=\frac{x_{вых}r_0-Q}{R_3+r_0-r_{вых}};\ Q=\pm\sqrt{r_0(r_{вых}-R_3)[(R_3-r_{вых})^2+x_{вых}^2+r_0(R_3-r_{вых})]}\ . \quad (14)$$

$$X_1=-x_0+\frac{2X_2x_{вых}-X_2^2+Q}{2(X_2-x_{вых})};\ R_3=r_{вых}+\frac{Q-X_2^2}{2r_0};\ Q=\pm\sqrt{X_2^4-4r_0^2(X_2-x_{вых})^2}\ .$$

$$X_2=-[(X_1+x_0)^2+r_0^2-2x_{вых}(X_1+x_0)-Q]/[2(X_1+x_0-x_{вых})];\ R_3=-[(X_1+x_0)^2+r_0^2-2r_0r_{вых}-Q]/(2r_0);$$

$$Q=\pm\sqrt{[(X_1+x_0)^2+r_0^2-2r_0x_{вых}][(X_1+x_0)^2+r_0^2+2r_0x_{вых}]}\ .$$

Т-образное соединение двухполюсников jX_1, R_2 и jX_3 (рисунок 3б):

$$X_1=-\frac{(X_3-x_{вых})^2+r_{вых}^2+2x_0(X_3-x_{вых})-Q}{2(X_3-x_{вых})};\ R_2=\frac{r_{вых}(2r_0-r_{вых})-(X_3-x_{вых})^2+Q}{2(r_0-r_{вых})}; \quad (15)$$

$$Q=\pm\sqrt{[(X_3-x_{вых})^2+r_{вых}^2-2r_0(X_3-x_{вых})][(X_3-x_{вых})^2+r_{вых}^2+2r_0(X_3-x_{вых})]}\ .$$

$$X_1=-x_0-\frac{(r_0+R_2)Q}{R_2-r_{вых}};\ X_3=Q+x_{вых};\ Q=\pm\sqrt{\frac{(R_2-r_{вых})[R_2r_{вых}-(R_2-r_{вых})r_0]}{R_2+r_0}}\ .$$

$$R_2=-\frac{(X_1+x_0)^2+r_0(r_0-2r_{вых})+Q}{2(r_0-r_{вых})};\ X_3=-\frac{(X_1+x_0)^2+r_0^2-2x_{вых}(X_1+x_0)-Q}{2(X_1+x_0)};$$

$$Q=\pm\sqrt{[(X_1+x_0)^2+r_0^2-2r_{вых}(X_1+x_0)][(X_1+x_0)^2+r_0^2+2r_{вых}(X_1+x_0)]}\ .$$

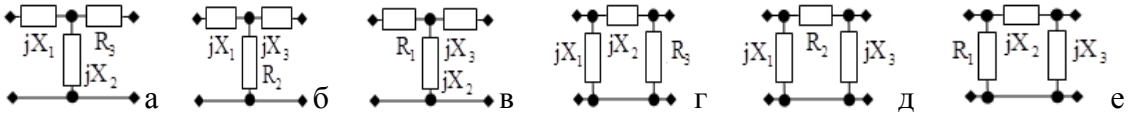


Рис. 3. Примеры синтезированных ССЧ с тремя двухполюсниками.

ССЧ в виде Т-образного соединения резистивного двухполюсника R_1, реактивного двухполюсника jX_2 и реактивного двухполюсника jX_3 (рисунок 3в).

$$R_1 = -r_0 + \frac{(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 - Q}{2r_{вых}};\ X_2 = -\frac{(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 + 2x_0(X_3 - x_{вых}) - Q}{2(X_3 + x_0 - x_{вых})};\quad (16)$$

$$Q = \pm\sqrt{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 - 2x_0 r_{вых}][(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 + 2x_0 r_{вых}]}.$$

$$R_1 = -r_0 - \frac{Q - X_2^2}{2r_{вых}};\ X_3 = x_{вых} + \frac{-X_2^2 - 2x_0 X_2 + Q}{2(X_2 + x_0)};\ Q = \pm\sqrt{X_2^4 - 4(X_2 + x_0)^2 r_{вых}^2}.$$

$$X_2 = \frac{x_0 r_{вых} - (r_0 + R_1)Q}{R_1 + r_0 - r_{вых}};\ X_3 = Q + x_{вых};\ Q = \pm\sqrt{\frac{r_{вых}[(R_1 + r_0)^2 - r_{вых}(R_1 + r_0) + x_0^2]}{r_0 + R_1}}.$$

ССЧ в виде П-образного соединения реактивного двухполюсника jX_1, реактивного двухполюсника jX_2 и резистивного двухполюсника R_3 (рисунок 3г):

$$X_1 = -\frac{R_3 x_0(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2) - Q}{[(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2]r_0 + R_3(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2)};\ X_2 = -\frac{Q - R_3^2 r_0 x_{вых}}{[(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2]r_0};\quad (17)$$

$$Q = \pm\sqrt{-R_3 r_0(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2)\{[(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) + R_3 r_0(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2)\}}.$$

$$X_1 = -\frac{(r_0^2 + 2X_2 x_0 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_2 x_{вых}(r_0^2 + X_2 x_0 + x_0^2) - Q}{2(X_2 + x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2x_{вых}[(X_2 + x_0)^2 + r_0^2]};\ R_3 = -\frac{Q + (r_0^2 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_2^2 r_0 r_{вых}}{[(X_2 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2]2r_0 - 2r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)};$$

$$Q = \pm\sqrt{[(r_0^2 - 2X_2 r_0 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + 2X_2^2 r_0 x_{вых}][(r_0^2 + 2X_2 r_0 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_2^2 r_0 x_{вых}]}.$$

$$X_2 = \{(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2] - 2X_1 x_{вых}(r_0^2 + X_1 x_0 + x_0^2) - Q\} / \{2x_{вых}[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2]\};$$

$$R_3 = \frac{Q + (r_{вых}^2 + x_{вых}^2)[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2] - 2X_1^2 r_0 r_{вых}}{2r_{вых}[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2] - 2X_1^2 r_0};$$

$$Q = \pm\sqrt{\{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_1^2 r_0 x_{вых}\}\{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + 2X_1^2 r_0 x_{вых}\}}.$$

П-образное соединение двухполюсников jX_1, R_2 и jX_3 (рисунок 3д):

$$X_1 = \frac{-[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) + 2X_3 x_0(r_{вых}^2 - X_3 x_{вых} + x_{вых}^2) + Q}{2[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2]x_0 + X_3(r_{вых}^2 - X_3 r_{вых} + x_{вых}^2)};\quad (18)$$

$$R_2 = \frac{-\{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2 r_0 r_{вых}\} + Q}{2[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2]r_0};$$

$$Q = \pm\sqrt{\{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2 r_0 r_{вых}\}^2 - 4[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2]r_0 X_3^2[r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)]}.$$

$$X_1 = \frac{-R_2 x_0 (r_{вых}^2 - R_2 r_{вых} + x_{вых}^2) + Q}{(R_2 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - [(R_2 + r_0)^2 + x_0^2] r_{вых}}; \; X_3 = \frac{R_2 x_{вых} (r_0^2 + R_2 r_0 + x_0^2) - Q}{(R_2 - r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + [(R_2 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2] r_0};$$

$$Q = \pm\sqrt{R_2 (r_{вых}^2 - R_2 r_{вых} + x_{вых}^2)(r_0^2 + R_2 r_0 + x_0^2)[r_{вых} (r_0^2 + R_2 r_0 + x_0^2) - r_0 (r_{вых}^2 + x_{вых}^2)]}.$$

$$R_2 = \frac{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_1^2 r_0 r_{вых} + Q}{2r_{вых}[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2]};$$

$$X_3 = \frac{-\{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_1 x_{вых} (r_0^2 + X_1 x_0 + x_0^2)\} + Q}{(X_1 - x_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + X_1^2 (x_0 - x_{вых}) - 2X_1 x_0 x_{вых}};$$

$$Q = \pm\sqrt{\{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_1 r_{вых} (r_0^2 + X_1 x_0 + x_0^2)\}\{[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + 2X_1 r_{вых} (r_0^2 + X_1 x_0 + x_0^2)\}}.$$

П-образное соединение двухполюсников R_1, jX_2 и jX_3 (рисунок 3е):

$$R_1 = -\frac{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2 r_0 r_{вых} - Q}{2r_0[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2] - 2X_3^2 r_{вых}}; \qquad (19)$$

$$X_2 = -\frac{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) + 2X_3 x_0 (r_{вых}^2 + r_{вых}^2 - X_3 r_{вых}) + Q}{2x_0[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2]};$$

$$Q = \pm\sqrt{\{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2 x_0 r_{вых}\}\{[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2](r_0^2 + x_0^2) + 2X_3^2 x_0 r_{вых}\}}.$$

$$R_1 = \frac{(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)(r_0^2 + x_0^2) - 2X_2^2 r_0 r_{вых} - Q}{2r_{вых}[(X_2 + x_0)^2 + r_0^2] - 2r_0 (r_{вых}^2 + x_{вых}^2)};$$

$$X_3 = -\frac{Q + (r_0^2 + 2X_2 x_0 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_2 x_{вых} (r_0^2 + X_2 x_0 + x_0^2)}{2x_0[(X_2 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2] + 2(X_2 - x_{вых})(r_0^2 + x_0^2)};$$

$$Q = \pm\sqrt{[(r_{вых}^2 - 2X_2 r_{вых} + x_{вых}^2)(r_0^2 + x_0^2) - 2X_2^2 r_{вых} x_0][(r_{вых}^2 + 2X_2 r_{вых} + x_{вых}^2)(r_0^2 + x_0^2) + 2X_2^2 r_{вых} x_0]}.$$

$$X_2 = -\frac{Q + R_1^2 x_0 r_{вых}}{[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] r_{вых}}; \; X_3 = -\frac{R_1 x_{вых} (r_0^2 + R_1 r_0 + x_0^2) - Q}{[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] r_{вых} - R_1 (r_0^2 + R_1 r_0 + x_0^2)};$$

$$Q = \pm\sqrt{R_1 r_{вых} (r_0^2 + R_1 r_0 + x_0^2)\{[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - R_1 r_{вых} (r_0^2 + R_1 r_0 + x_0^2)\}}.$$

Перекрытое Т-образное соединение реактивных двухполюсников jX_1, jX_2 и резистивных двухполюсников R_3, R_4 (рисунок 4а):

$$X_1 = \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_1 C_1}}{2A_1}; \; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \qquad (20)$$

где $A_1 = [(R_4 + r_0)^2 + x_0^2](R_3 - r_{вых}) + (r_{вых}^2 + x_{вых}^2)(R_3 + R_4 + r_0) - 2R_3 (r_0 r_{вых} + x_0 x_{вых}) - 2R_3 R_4 r_{вых}$;

$B_1 = 2R_3 R_4 (R_4 x_0 + r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) - 2R_4^2 x_0 r_{вых}$; $C_1 = [r_0 (r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - (r_0^2 + x_0^2) r_{вых}](R_3 + R_4)^2 +$

$+ R_3 R_4 (r_0^2 - 2r_0 r_{вых} + x_0^2)(R_3 + R_4) + R_3^2 R_4^2 r_0$; $A_2 = (R_3 + R_4)[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] +$

$+ R_4 [R_3 R_4 + (2R_3 + R_4)(r_0 - r_{вых})]$; $B_2 = 2[x_0 (r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - (r_0^2 + R_4 r_0 + x_0^2) x_{вых}](R_3 + R_4) -$

$-2R_3R_4r_{вых}x_0$; $C_2=[r_0(R_3+R_4)^2+(R_3+R_4)(r_0^2+x_0^2)](r_{вых}^2+x_{вых}^2)+$
$+R_3[R_3R_4-r_{вых}(R_3+2R_4)](r_0^2+x_0^2)-R_3R_4r_0[2r_{вых}(R_3+R_4)-R_3R_4]$.

При выборе комбинации X_1, R_3 (рисунок 4а) решение задачи синтеза можно также представить в виде (20), но с определёнными уточнениями. При этом в (20) $X_1=X_1; X_2=R_3$, а коэффициенты A_1, B_1, C_1, D_1, A_2, B_2, C_2, D_2 имеют следующий вид:

$A_1=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_2+x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-x_{вых}[(R_4+r_0)^2+x_0^2]$;
$B_1=(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2X_2x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+X_2^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-2R_4^2x_0x_{вых}+$
$+2X_2[x_0(R_4^2-R_4r_{вых}+r_{вых}^2+x_{вых}^2)-R_4x_{вых}(R_4+r_0)]$; $C_1=R_4^2\{X_2(r_0^2+x_0^2)+X_2^2x_0-x_{вых}[(X_2+x_0)^2+r_0^2]\}$;
$A_2=(R_4-r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+r_0[(R_4-r_{вых})^2+x_{вых}^2]$; $B_2=(r_0^2+2R_4r_0+x_0^2+2X_2x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+$
$+X_2^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-2(R_4r_{вых}+X_2x_{вых})(r_0^2+x_0^2)-2R_4^2r_0r_{вых}-2R_4X_2(r_0x_{вых}+x_0r_{вых})$;
$C_2=R_4(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2X_2x_{вых})(r_0^2+R_4r_0+x_0^2)+X_2^2R_4[(r_0-r_{вых})R_4+(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+2X_2R_4x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)$.

Коэффициенты для (20) при $X_1=X_1; X_2=R_4$ имеют следующий вид (рисунок 4а):

$A_1=(x_0-x_{вых})X_2^2+(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2x_0x_{вых})X_2+[(R_3-r_{вых})^2+x_{вых}^2]x_0-R_3^2x_{вых}$;
$B_1=[(R_3-r_{вых})^2+x_{вых}^2-2X_2x_{вых}](r_0^2+x_0^2)+2X_2[R_3(r_0x_{вых}-x_0r_{вых})+R_3^2(x_0-x_{вых})+x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)]-$
$-2R_3^2x_0x_{вых}+X_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]$; $C_1=R_3^2\{X_2(r_0^2+x_0^2)+X_2^2x_0-x_{вых}[(X_2+x_0)^2+r_0^2]\}$;
$A_2=[(R_3-r_{вых})^2+(X_2-x_{вых})^2]r_0+X_2^2(R_3-r_{вых})$; $B_2=2(R_3r_0+X_2x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2-X_2x_{вых})+$
$+X_2^2(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2r_{вых}[r_0(R_3^2+X_2^2)+R_3X_2(X_2+x_0)]+[(R_3-r_{вых})^2+(X_2-x_{вых})^2](r_0^2+x_0^2)+2r_0R_3X_2^2$;
$C_2=R_3(r_0^2+R_3r_0+x_0^2+2X_2x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+X_2^2R_3[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-(r_{вых}R_3^2+2X_2R_3x_{вых})(r_0^2+x_0^2)$.

Коэффициенты для (20) при $X_1=X_2; X_2=R_3$ (рисунок 4а):

$A_1=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_1+R_4^2(x_0-x_{вых})$; $B_1=X_1^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+$
$+(R_4^2-2X_1x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+2X_1[R_4^2(x_0-x_{вых})-R_4(r_0x_{вых}+x_0r_{вых})+x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)]-2R_4^2x_0x_{вых}$;
$C_1=[X_1^2x_0+X_1(r_0^2+x_0^2)](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-x_{вых}\{X_1^2(r_0^2+2R_4r_0+x_0^2)+R_4^2[(X_1+x_0)^2+r_0^2]\}$;
$A_2=(R_4-r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+[(R_4-r_{вых})^2+x_{вых}^2]r_0$; $B_2=R_4(R_4-2r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$
$+X_1^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+2R_4[(X_1x_0-r_0r_{вых})(R_4-r_{вых})+r_0x_{вых}(X_1+x_{вых})]$;
$C_2=[r_0(R_4^2+X_1^2)+R_4X_1^2](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}\{[(R_4+r_0)^2+x_0^2]X_1^2+R_4^2(r_0^2+x_0^2+2X_1x_0)\}$.

Коэффициенты для (20) при $X_1=X_2; X_2=R_4$ (рисунок 4а):

$A_1=(x_0-x_{вых})(R_3^2+X_1^2)+[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_1$; $B_1=(R_3^2-2X_1x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$
$+2X_1[R_3(r_0x_{вых}-x_0r_{вых})+R_3^2(x_0-x_{вых})]+(X_1^2+2x_0X_1)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2x_0x_{вых}(R_3^2+X_1^2)$;
$C_1=[X_1^2x_0+X_1(r_0^2+x_0^2)][(R_3-r_{вых})^2+x_{вых}^2]-R_3^2x_{вых}[(X_1+x_0)^2+r_0^2]$;
$A_2=X_1(R_3-r_{вых})(X_1+2x_0)-r_{вых}(r_0^2+x_0^2)+(R_3^2+r_{вых}^2+x_{вых}^2)r_0+R_3(r_0^2-2r_{вых}r_0+x_0^2)$;
$B_2=(X_1^2+2R_3r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+2X_1^2[r_0(R_3-r_{вых})-R_3r_{вых}]+(r_0^2+x_0^2)R_3(R_3-2r_{вых})-2R_3^2r_0r_{вых}+$

$+2R_3X_1(r_0x_{вых} - x_0r_{вых})$; $C_2 = [r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](R_3^2 + X_1^2) + R_3X_1^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$.

Коэффициенты для (20) при $X_1 = R_3; X_2 = R_4$ (рисунок 4а):

$A_1 = (x_0 - x_{вых})(X_1 + X_2)^2 + (r_0^2 + x_0^2 - 2x_0x_{вых})(X_1 + X_2) - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2)$;

$B_1 = 2X_1\{X_2r_0x_{вых} - r_{вых}[r_0^2 + x_0^2 + (X_1 + X_2)x_0]\}$; $C_1 = X_1X_2(r_0^2 + x_0^2 + X_1x_0)(X_2 - 2x_{вых}) +$

$+X_1[r_0^2 + (X_1 + X_2 + x_0)(X_2 + x_0)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_1X_2^2(r_0r_{вых} + x_0x_{вых}) - X_1^2X_2^2x_{вых}$;

$A_2 = (X_1^2 + r_0^2 + x_0^2)X_2 + X_1X_2^2 + x_0(X_2^2 + 2X_1X_2) - x_{вых}[r_0^2 + (X_1 + X_2 + x_0)^2]$;

$B_2 = 2X_1\{(X_1 + X_2)[X_2(r_0 - r_{вых}) - r_0r_{вых}] - X_2r_{вых}x_0\}$; $C_2 = -X_1x_{вых}(X_1 + 2X_2)(r_0^2 + x_0^2) +$

$+X_1\{[r_0^2 + x_0^2 + x_0(X_1 + 2X_2)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + X_2(X_1 + X_2)[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]\}$.

Пусть перекрытое Т-образное соединение содержит реактивные двухполюсники jX_1, jX_3 и резистивные двухполюсники R_2, R_4 (рисунок 4б). При выборе комбинации X_1, R_2 в решении (20) надо положить $X_1 = X_1; X_2 = R_2$. Коэффициенты A_1, B_1, C_1, D_1, A_2, B_2, C_2, D_2 принимают следующий вид:

$A_1 = [(R_4 + r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]X_3 + x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}[(R_4 + r_0)^2 + x_0^2]$; (21)

$B_1 = [R_4^2 + X_3(X_3 + 2x_0)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + (X_3 - 2x_{вых})X_3(R_4^2 + r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2(r_0r_{вых} + x_0x_{вых}) -$

$-2R_4X_3[r_0x_{вых} + x_0r_{вых} - X_3(r_0 - r_{вых})] + 2R_4^2x_0(X_3 - x_{вых})$;

$C_1 = [R_4^2(X_3 - x_{вых}) + X_3^2x_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + R_4^2x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - 2X_3x_{вых}) + X_3^2x_0[(R_4 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2]$;

$A_2 = (r_0 - r_{вых})R_4^2 + R_4[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$; $B_2 = [(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 - 2r_0r_{вых}]R_4^2 +$

$+[2r_{вых}(X_3x_0 - X_3^2 - r_0^2 - x_0^2) + 2r_0(X_3^2 - X_3x_{вых} + r_{вых}^2 + x_{вых}^2)]R_4 + X_3^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;

$C_2 = (r_0^2 + x_0^2 - 2x_0x_{вых})R_4^2X_3 + X_3^2R_4x_0(R_4 - 2r_{вых}) - [x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)](R_4^2 + X_3^2)$.

Коэффициенты для (20) при $X_1 = X_1; X_2 = X_3$ (рисунок 4б):

$A_1 = (R_4 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + (R_2 - r_{вых})R_4(R_4 + 2r_0) + R_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2 + 2R_2R_4)$;

$B_1 = 2R_4\{x_0[r_{вых}^2 + x_{вых}^2 + R_2R_4 - r_{вых}(R_2 + R_4)] + R_2r_0x_{вых}\}$; $C_1 = 2R_2R_4r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - R_4r_{вых}) +$

$+R_4[r_{вых}^2 + x_{вых}^2 + R_4(R_2 - r_{вых}) - 2R_2r_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + R_2^2R_4[(r_0 - r_{вых})R_4 + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;

$A_2 = (R_4 - r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + r_0(R_4^2 + r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_2[(R_4 + r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2R_4r_0r_{вых}$;

$B_2 = 2R_4\{R_2x_0r_{вых} - x_{вых}[r_0^2 + x_0^2 + (R_2 + R_4)r_0 + R_2R_4]\}$; $C_2 = -2R_2R_4r_{вых}(r_0^2 + x_0^2 + R_4r_0) +$

$+R_4[r_0^2 + x_0^2 + R_4(R_2 + r_0) + 2R_2r_0](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_2^2R_4[R_4(r_0 - r_{вых}) + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$.

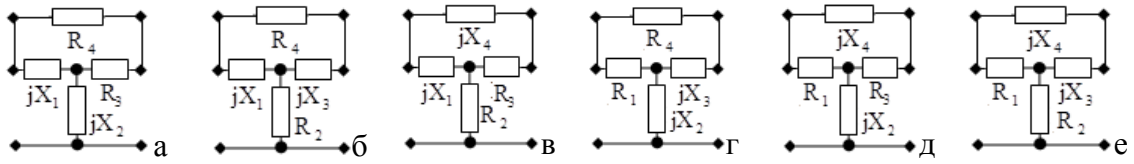


Рис. 4. Примеры синтезированных ССЧ в виде перекрытых Т-образных соединений четырёх двухполюсников.

Коэффициенты в решении (20) при выборе комбинации X_1,R_4 (рисунок 4б) с учётом соответствующего изменения $X_1=X_1; X_2=R_4$ в (20):

$$A_1=(X_3+x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+(x_0-x_{вых})(R_2^2+X_3^2)-2x_0(R_2r_{вых}+X_3x_{вых});$$

$$B_1=[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2+2X_3(x_0-x_{вых})]R_2^2+2(R_2r_0+X_3x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2X_3^2x_0x_{вых}-$$

$$-2R_2X_3(r_0x_{вых}+x_0r_{вых})+(r_0^2+x_0^2)[r_{вых}^2+(X_3-x_{вых})^2-2R_2r_{вых}];\ C_1=-2R_2X_3r_{вых}(r_0^2+x_0^2)+$$

$$+[X_3(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-X_3^2x_{вых}](r_0^2+2R_2r_0+x_0^2)+R_2^2X_3[(x_0-x_{вых})X_3+(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2];$$

$$A_2=[(X_3-x_{вых})^2+r_{вых}^2](R_2+r_0)+R_2^2(r_0-r_{вых})-2R_2r_0r_{вых};\ B_2=[(X_3-x_{вых})^2+r_{вых}^2-2R_2r_{вых}](r_0^2+x_0^2)+$$

$$+2X_3^2[R_2(r_0-r_{вых})-r_0r_{вых}]+R_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+2R_2[r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-X_3(r_0x_{вых}-r_{вых}x_0)];$$

$$C_2=\{[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]R_2+r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}(r_0^2+x_0^2)\}X_3^2.$$

При выборе комбинации R_2, X_3 (рисунок 4б) в решении (20) надо произвести замену $X_1=R_2; X_2=X_3$ и использовать новые коэффициенты:

$$A_1=[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]R_4+R_4^2(r_0-r_{вых});\ B_1=X_1^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+;$$

$$+(R_4^2-2R_4r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+[2X_1(r_0x_{вых}-x_0r_{вых})+2r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)]R_4+2R_4^2(X_1x_0-r_0r_{вых});$$

$$C_1=[X_1^2r_0+R_4[(X_1+x_0)^2+r_0^2](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}\{[(R_4+r_0)^2+x_0^2]X_1^2+R_4^2(r_0^2+2X_1x_0+x_0^2)\};$$

$$A_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_1+x_0[(R_4-r_{вых})^2+x_{вых}^2]-x_{вых}(r_0^2+x_0^2);\ B_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+$$

$$+(x_0-x_{вых})^2]X_1^2+[(R_4^2-R_4r_{вых}+r_{вых}^2+x_{вых}^2)2x_0-2x_{вых}(R_4^2+R_4r_0+r_0^2+x_0^2)]X_1+R_4^2(r_0^2+x_0^2-2x_0x_{вых});$$

$$C_2=[x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-x_{вых}(r_0^2+x_0^2)](R_4^2+X_1^2)+R_4X_1^2(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-R_4X_1x_{вых}[R_4X_1+2(X_1r_0+R_4x_0)].$$

При выборе комбинации R_2, R_4 (рисунок 4б) в решении (20) $X_1=R_2; X_2=R_4$:

$$A_1=(X_1+X_3)[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+(x_0-x_{вых})(X_1+X_3)^2;$$

$$B_1=[2r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2-X_3x_{вых})-2x_{вых}(r_0^2+x_0^2+X_1x_0)](X_1+X_3);$$

$$C_1=X_1X_3(X_1+X_3)[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-(X_1+X_3)^2[x_{вых}(r_0^2+x_0^2)-x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)];$$

$$A_2=(X_3-x_{вых})[(X_1+x_0)^2+r_0^2]+[r_{вых}^2+(X_3-x_{вых})^2](X_1+x_0);$$

$$B_2=[2X_3(r_0-r_{вых})-r_0x_{вых}]X_1^2-2X_3^2[r_{вых}(X_1+x_0)-X_1r_0]+2X_1X_3(r_0x_{вых}+r_{вых}x_0);$$

$$C_2=-(X_1+X_3)^2[x_{вых}(r_0^2+x_0^2)-x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)]+X_1X_3(X_1+X_3)[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2].$$

При выборе комбинации X_3, R_4 (рисунок 4б) в решении (20) надо положить $X_1=X_3; X_2=R_4$. При этом:

$$A_1=X_1(r_0^2+x_0^2)+x_0(R_2^2+X_1^2)-x_{вых}[(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2];\ B_1=(R_2^2-2R_2r_{вых}-2X_1x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$$

$$+[(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2R_2r_{вых}(R_2r_0+X_1x_0)-2x_{вых}[x_0(R_2^2+X_1^2)+R_2X_1(R_2+r_0)]+2R_2^2X_1x_0;$$

$$C_1=R_2X_1\{(r_0^2+x_0^2+X_1x_0)(R_2-2r_{вых})-R_2[2r_0r_{вых}+x_{вых}(2x_0+X_1)]\}+X_1(r_{вых}^2+x_{вых}^2)[(R_2+r_0)^2+x_0^2+X_1x_0];$$

$$A_2=(R_2-r_{вых})[(X_1+x_0)^2+r_0^2]+R_2^2(r_0-r_{вых})-2R_2r_0r_{вых};\ B_2=R_2(R_2-2r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$$

$$+2X_1^2[R_2(r_0-r_{вых})-r_0x_{вых}]+[r_{вых}(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2](r_{вых}^2+x_{вых}^2)+2R_2[X_1(r_0x_{вых}-r_{вых}x_0)-R_2(r_0r_{вых}+x_{вых}x_0)];$$

$C_2 = X_1^2\{R_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2) + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)\}$.

Пусть перекрытое Т-образное соединение содержит реактивные двухполюсники jX_1, jX_4 и резистивные двухполюсники R_2, R_3 (рисунок 4в). При выборе комбинации X_1, R_2 (рисунок 4в) в решении (20) надо произвести замену $X_1 = X_1; X_2 = R_2$ и ввести новые коэффициенты:

$A_1 = (X_4 + x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}[(X_4 + x_0)^2 + r_0^2]$; $B_1 = [(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2 - 2x_0x_{вых}]X_4^2 +$ (22)

$+2X_4[(R_3^2 - x_0x_{вых})(x_0 - x_{вых}) + r_0x_{вых}(R_3 - r_0) - x_0r_{вых}(R_3 - r_{вых})] + R_3^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;

$C_1 = [R_3^2X_4 - x_{вых}(R_3^2 + X_4^2)](r_0^2 + x_0^2) + X_4^2x_0(R_3^2 - 2R_3r_{вых}) + x_0(R_3^2 + X_4^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2R_3^2X_4x_0x_{вых}$;

$A_2 = R_3[(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2] + (r_0 - r_{вых})X_4^2$; $B_2 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]R_3^2 - 2X_4^2r_0r_{вых} +$

$+(X_4^2 + 2R_3r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + 2R_3[(r_0 - r_{вых})X_4^2 - (r_0x_{вых} + x_0r_{вых})X_4 - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)]$;

$C_2 = [r_0(R_3^2 + X_4^2) + (r_0^2 + x_0^2)R_3](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_3^2X_4r_0(X_4 - 2x_{вых}) - R_3r_{вых}[2r_0X_4^2 + R_3(r_0^2 + x_0^2)]$.

При выборе комбинации X_1, R_3 (рисунок 4в) в решении (20) $X_1 = X_1; X_2 = R_3$:

$A_1 = (X_4 + x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}[(X_4 + x_0)^2 + r_0^2]$; $B_1 = [(R_2 + r_0)^2 + x_0^2 + 2x_0X_4](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$

$+R_2^2[(X_4 + x_0)^2 + r_0^2 - 2x_{вых}(X_4 + x_0) - 2r_0r_{вых}] - 2R_2X_4r_0x_{вых} - 2(R_2r_{вых} + X_4x_{вых})(r_0^2 + x_0^2 + X_4x_0)$;

$C_1 = X_4[(R_2 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2 - X_4x_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + R_2X_4[(R_2 + 2r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_4r_0x_{вых}] -$

$-R_2^2[(2X_4(r_0r_{вых} + x_0x_{вых}) - X_4^2(x_0 - x_{вых})]$; $A_2 = [2R_2x_0 + (X_4 - 2x_{вых})(R_2 + r_0)]X_4 +$

$+R_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2) + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)$; $B_2 = [2R_2(r_0 - r_{вых}) - 2r_0r_{вых}]X_4^2 +$

$+R_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2] + (r_0^2 + x_0^2)(r_{вых}^2 - 2R_2r_{вых} + x_{вых}^2) - R_2[2X_4(r_0x_{вых} + x_0r_{вых})] - 2r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)]$;

$C_2 = [(R_2 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_2^2(r_0 - r_{вых}) - 2R_2r_0r_{вых}]X_4^2$.

При выборе комбинации X_1, X_4 (рисунок 4в) в решении (20) $X_1 = X_1; X_2 = X_4$:

$A_1 = (R_2 + R_3)(r_{вых}^2 - 2r_0r_{вых} + x_{вых}^2) + (r_0 - r_{вых})(R_2 + R_3)^2 + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)$;

$B_1 = [x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_2r_0x_{вых} - x_0r_{вых}(R_2 + R_3)]2R_3$; $C_1 = R_3[r_{вых}^2 + x_{вых}^2 + R_2R_3 - r_{вых}(2R_2 + R_3)](r_0^2 + x_0^2) +$

$+R_2^2R_3[(r_0 - r_{вых})R_3 + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] + 2R_2R_3r_0(r_{вых}^2 - R_3r_{вых} + x_{вых}^2)$.

$A_2 = (R_3^2 + r_{вых}^2 + x_{вых}^2)(R_2 + r_0) + (r_0 - r_{вых})R_2(R_2 + 2R_3) + R_3(R_2^2 - 2r_0r_{вых}) - 2R_2r_0r_{вых}$;

$B_2 = -2R_3\{[r_0x_{вых} - R_2(x_0 - x_{вых})](R_2 + R_3) + R_2x_0r_{вых}\}$; $C_2 = R_3(r_0^2 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$

$+R_3[r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](2R_2 + R_3) + R_2R_3[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2](R_2 + R_3)$.

При выборе комбинации R_2, R_3 (рисунок 4в) в решении (20) $X_1 = R_2; X_2 = R_3$:

$A_1 = (X_1 + x_0 - x_{вых})X_4^2 + [(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})(2X_1 + x_0 - x_{вых})]X_4 + X_1[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;

$B_1 = [2r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - X_4x_{вых}) - 2r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](X_1 + X_4) - 2X_1X_4x_0r_{вых}$; $C_1 = -X_4^2[(X_1 + x_0)^2 + r_0^2]x_{вых} +$

$+[(r_0^2 + x_0^2)(X_1 + X_4) + (X_4 + x_0)X_1^2 + 2X_1X_4x_0](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - [(r_0^2 + x_0^2)(X_1^2 + 2X_1X_4) + 2X_1^2X_4x_0]x_{вых}$.

$A_2=[(X_4+x_0-x_{вых})^2+(r_0-r_{вых})^2]X_1+(X_4^2+r_{вых}^2+x_{вых}^2)x_0-x_{вых}(r_0^2+x_0^2)+X_4(r_0^2+x_0^2-2x_0x_{вых})$;

$B_2=2X_1X_4r_0x_{вых}-2X_4r_{вых}[x_0(X_1+X_4)+X_1X_4]$;

$C_2=X_1X_4(X_1+X_4)(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2x_0x_{вых})-[x_{вых}(r_0^2+x_0^2)-x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)](X_1+X_4)^2-X_1^2X_4^2x_{вых}$.

При выборе комбинации R_2, X_4 (рисунок 4в) в решении (20) $X_1=R_2$; $X_2=X_4$:

$A_1=[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]R_3+(r_0-r_{вых})(R_3^2+X_1^2)$; $B_1=(R_3^2-2R_3r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$

$+(r_{вых}^2+x_{вых}^2)(X_1^2+2R_3r_0)+2R_3X_1[X_1(r_0-r_{вых})+r_0x_{вых}-x_0r_{вых}]-2r_0r_{вых}(R_3^2+X_1^2)$;

$C_1=[R_3(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-R_3^2r_{вых}](r_0^2+x_0^2+2X_1x_0)+[(R_3+r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+R_3^2(r_0-r_{вых})-2R_3r_0r_{вых}]X_1^2$.

$A_2=(X_1+x_0)[(R_3-r_{вых})^2+x_{вых}^2]-x_{вых}[(X_1+x_0)^2+r_0^2]$; $B_2=(R_3^2-2X_1x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$

$+2R_3X_1(r_0x_{вых}-x_0r_{вых})-2R_3^2[x_{вых}(X_1+x_0)-X_1x_0]+(X_1^2+2X_1x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2X_1^2x_0x_{вых}$;

$C_2=R_3^2X_1[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-[x_{вых}(r_0^2+x_0^2)-x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)](R_3^2+X_1^2)$.

При выборе комбинации X_3, X_4 (рисунок 4в) в решении (20 $X_1=X_3$; $X_2=X_4$:

$A_1=R_2(r_0^2+x_0^2)+r_0(R_2^2+X_1^2)-r_{вых}[(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2]$; $B_1=R_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+$

$+[(X_1+x_0)^2+r_0^2+2R_2r_0](r_{вых}^2+x_{вых}^2)+2X_1^2[R_2(r_0-r_{вых})-r_0r_{вых}]-2R_2[r_{вых}(r_0^2+x_0^2)+(x_0r_{вых}-r_0x_{вых})X_1]$;

$C_1=[(R_2+r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+R_2^2(r_0-r_{вых})-2R_2r_0r_{вых}]X_1^2$. $A_2=R_2^2(X_1+x_0)-x_{вых}[(R_2+r_0)^2+(X_1+x_0)^2]$;

$B_2=[(X_1+x_0)^2+r_0^2+2R_2r_0](r_{вых}^2+x_{вых}^2)+R_2^2[2X_1(x_0-x_{вых})+(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-$

$-2(R_2r_{вых}+X_1x_{вых})(r_0^2+x_0^2+X_1x_0)-2X_1R_2r_0x_{вых}$; $C_2=X_1(r_{вых}^2+x_{вых}^2)(r_0^2+2R_2r_0+x_0^2+X_1x_0)+$

$+[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_1R_2^2-(x_{вых}X_1^2+2X_1R_2r_{вых})(r_0^2+x_0^2)$.

Пусть перекрытое Т-образное соединение содержит реактивные двухполюсники jX_2, jX_3 и резистивные двухполюсники R_1, R_4 (рисунок 4г). Тогда при выборе комбинации R_1, X_2 (рисунок 4г) в решении (20) надо произвести замену $X_1=R_1$; $X_2=X_2$ и ввести новые коэффициенты:

$A_1=(R_4+r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}[(R_4+r_0)^2+x_0^2]$; $B_1=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_3^2+$ (23)

$+R_4(R_4+2r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2R_4[(X_3x_{вых}+r_0r_{вых})(R_4+r_0)+r_{вых}(x_0^2-X_3x_0)]$;

$C_1=[(R_4^2+X_3^2)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2R_4^2X_3x_{вых}+R_4X_3^2(R_4-2r_{вых})]r_0-[R_4^2r_{вых}-x_3^2(R_4-r_{вых})](r_0^2+x_0^2)$;

$A_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_3+R_4^2(x_0-x_{вых})$; $B_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_3^2+$

$+\{[R_4(R_4-r_{вых})+r_{вых}^2+x_{вых}^2]2x_0-2x_{вых}(R_4^2+R_4r_0+r_0^2+x_0^2)\}X_3+R_4^2(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2x_0x_{вых})$;

$C_2=[X_3(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-X_3^2x_{вых}](r_0^2+x_0^2)+R_4^2x_0[r_{вых}^2+(X_3-x_{вых})^2]+X_3^2x_0(r_{вых}^2-2R_4r_{вых}+x_{вых}^2)$.

При выборе комбинации R_1, X_3 (рисунок 4г) в решении (20) $X_1=R_1$; $X_2=X_3$:

$A_1=(R_4+r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}[(R_4+r_0)^2+x_0^2]$; $B_1=(r_{вых}^2+x_{вых}^2-2R_4r_{вых}-2X_2x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$

$+X_2^2[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-2X_2[R_4(r_0x_{вых}-r_{вых}x_0)-x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)]+2R_4r_0(r_{вых}^2-R_4r_{вых}+x_{вых}^2)$;

$C_1=R_4\{[(r_0^2+x_0^2+2X_2x_0)(r_{вых}^2-R_4r_{вых}+x_{вых}^2)+X_2^2[R_4(r_0-r_{вых})+(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})]-2X_2x_{вых}(r_0^2+x_0^2)\}$;

$A_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_2+x_0[(R_4-r_{вых})^2+x_{вых}^2]-x_{вых}(r_0^2+x_0^2)$;

$B_2=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]X_2^2-2X_2[R_4(r_0x_{вых}+r_{вых}x_0)-R_4^2(x_0-x_{вых})+x_{вых}(r_0^2+x_0^2)]-2R_4^2x_0x_{вых}+$

$+(r_0^2+x_0^2+2X_2x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)$; $C_2=R_4^2\{(X_2+x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+X_2[X_2(x_0-x_{вых})-2x_0x_{вых}]\}$.

При выборе комбинации R_1, R_4 (рисунок 4г) в решении (20) $X_1=R_1$; $X_2=R_4$:

$A_1=(X_2+X_3+x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+(x_0-x_{вых})(X_2+X_3)^2-2x_0x_{вых}(X_2+X_3)$; $\mathbf{B_1=2X_2X_3x_0r_{вых}}+$

$+2r_0[X_3(r_{вых}^2+x_{вых}^2-X_2x_{вых})-X_3^2x_{вых}]$; $C_1=X_3^2\{(r_0^2+x_0^2)X_2+x_0X_2^2-[r_0^2+(X_2+x_0)^2]\}+$

$+\{X_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+(r_{вых}^2-2X_2x_{вых}+x_{вых}^2)(r_0^2+x_0^2)+2X_2x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)\}X_3$;

$A_2=(r_{вых}^2+x_{вых}^2+X_3^2)(X_2+x_0)+(x_0-x_{вых})(X_2^2+2X_2X_3)+X_3(X_2^2-x_0x_{вых})-2X_2x_0x_{вых}$;

$B_2=2X_3\{[X_2(r_0-r_{вых})-x_0r_{вых}](X_2+X_3)-X_2r_0x_{вых}\}$; $C_2=X_2X_3(X_2+X_3)[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+$

$+(r_{вых}^2+x_{вых}^2)[X_3(r_0^2+x_0^2+2X_2x_0)+x_0X_3^2]-X_3x_{вых}(2X_2+X_3)(r_0^2+x_0^2)$.

При выборе комбинации X_2, X_3 (рисунок 4г) в решении (20) $X_1=X_2$; $X_2=X_3$:

$A_1=[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]R_1+R_4[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+R_4^2(r_0-r_{вых})$; $B_1=-2R_1R_4r_0x_{вых}+$

$+2[x_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-(r_0^2+x_0^2)x_{вых}-R_4x_0r_{вых}](R_1+R_4)$; $C_1=\{R_1^2r_0+R_4[(R_1+r_0)^2+x_0^2]\}(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+$

$+R_1(r_0^2+x_0^2)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-\{R_4^2[(R_1+r_0)^2+x_0^2]+(R_1^2+2R_1R_4)(r_0^2+x_0^2)+2r_0R_4R_1^2\}r_{вых}$;

$A_2=(R_4-r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+r_0(R_4^2+r_{вых}^2+x_{вых}^2)+R_1[(R_4+r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-2R_4r_0r_{вых}$;

$B_2=2R_1R_4r_{вых}x_0-2R_4x_{вых}[R_1R_4+r_0(R_1+R_4)]$; $C_2=-2R_1^2R_4r_0r_{вых}+$

$+(R_1+R_4)[R_1R_4+r_0(R_1+R_4)](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}(r_0^2+x_0^2)(R_1+R_4)^2-R_1R_4^2r_{вых}(R_1+2r_0)$.

При выборе комбинации X_2, R_4 (рисунок 4г) в решении (20) $X_1=X_2$; $X_2=R_4$:

$A_1=(x_0-x_{вых})(R_1^2+X_3^2)+X_3[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]$; $B_1=(R_1^2+2X_3x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+$

$+2X_3[x_0(R_1^2+R_1r_{вых})-x_{вых}(R_1^2+R_1r_0)]+(X_3^2-2X_3x_{вых})(r_0^2+x_0^2)-2x_0x_{вых}(R_1^2+X_3^2)$;

$C_1=[X_3(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-X_3^2x_{вых}][(R_1+r_0)^2+x_0^2]+R_1^2x_0[X_3(X_3-2x_{вых})+r_{вых}^2+x_{вых}^2]$;

$A_2=[r_{вых}^2+(X_3-x_{вых})^2](R_1+r_0)-r_{вых}[(R_1+r_0)^2+x_0^2]$; $B_2=(X_3^2-2R_1r_{вых})(r_0^2+x_0^2)+$

$+2X_3^2[R_1(r_0-r_{вых})-r_0r_{вых}]+(R_1^2+2R_1r_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2R_1^2r_0r_{вых}-2R_1X_3(r_0x_{вых}-r_{вых}x_0)$;

$C_2=(R_1^2+X_3^2)[r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)-r_{вых}(r_0^2+x_0^2)]+R_1X_3^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]$.

При выборе комбинации X_3, R_4 (рисунок 4г) в решении (20) $X_1=X_3$; $X_2=R_4$:

$A_1=(X_2-x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+(x_0-x_{вых})(R_1^2+X_2^2)-2x_{вых}(R_1r_0+X_2x_0)$; $B_1=X_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]+$

$+[(R_1+r_0)^2+x_0^2+2X_2x_0](r_{вых}^2+x_{вых}^2)-2X_2[R_1(r_0x_{вых}-x_0r_{вых})-R_1^2(x_0-x_{вых})+x_{вых}(r_0^2+x_0^2)]-2R_1^2x_0x_{вых}$;

$C_1=[(X_2+x_0)(r_{вых}^2+x_{вых}^2)+X_2^2(x_0-x_{вых})-2X_2x_0x_{вых}]R_1^2$; $A_2=X_2^2(R_1+r_0)-r_{вых}[(R_1+r_0)^2+(X_2+x_0)^2]$;

$B_2=[(R_1+r_0)^2+x_0^2+2X_2x_0](r_{вых}^2+x_{вых}^2)+X_2^2[(r_0-r_{вых})(2R_1+r_0-r_{вых})+(x_0-x_{вых})^2]-$

$-2(R_1r_{вых}+X_2x_{вых})(r_0^2+x_0^2)-2r_0r_{вых}R_1^2-2X_2(r_0x_{вых}+r_{вых}x_0)R_1$;

$C_2=\{X_2^2[(r_0-r_{вых})^2+(x_0-x_{вых})^2]-(R_1r_{вых}+2X_2x_{вых})(r_0^2+x_0^2)+(r_{вых}^2+x_{вых}^2)(r_0^2+R_1r_0+x_0^2+2X_2x_0)\}R_1$.

Пусть ССЧ выбран в виде перекрытого Т-образного соединения реактивных двухполюсников jX_2, jX_4 и резистивных двухполюсников R_1, R_3 (рисунок 4д). При выборе комбинации R_1, X_2 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = R_1$; $X_2 = X_2$:

$$A_1 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]R_3 + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}[(X_4 + x_0)^2 + r_0^2];\ B_1 = X_4^2(R_3 - r_{вых})^2 + \quad (24)$$

$$+[x_{вых}^2 + 2r_0(R_3 - r_{вых})]X_4^2 + 2X_4[R_3^2(x_0 - x_{вых}) - R_3(r_0 x_{вых} + x_0 r_{вых})] + R_3^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] +$$

$$+2R_3[r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)];\ C_1 = [r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](R_3^2 + X_4^2) +$$

$$+R_3 X_4[X_4(r_0^2 + x_0^2) + R_3 X_4 r_0 - 2r_0(R_3 x_{вых} + X_4 r_{вых});\ A_2 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]X_4 + X_4^2(x_0 - x_{вых});$$

$$B_2 = 2X_4[x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) + R_3(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) + R_3^2(x_0 - x_{вых})] +$$

$$+[(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2 - 2x_0 x_{вых}]X_4^2 + R_3^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2];$$

$$C_2 = (r_0^2 + x_0^2 + x_0 X_4)X_4[x_{вых}^2 + (R_3 - r_{вых})^2] - R_3^2[x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) + x_0(2X_4 x_{вых} - r_{вых}^2 - x_{вых}^2)].$$

При выборе комбинации R_1, R_3 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = R_1$; $X_2 = R_3$:

$$A_1 = (X_4 + x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + (X_2 - x_{вых})X_4^2 + 2X_4[X_2(x_0 - x_{вых}) - x_0 x_{вых}] +$$

$$+X_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2);\ B_1 = 2X_4^2 r_0(X_2 - x_{вых}) + 2X_4 r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) -$$

$$-2X_2 X_4(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых})];\ C_1 = [(X_2 - x_{вых})X_4^2 + (r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - 2X_2 x_{вых})X_4](r_0^2 + x_0^2) +$$

$$+X_4\{[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]X_2^2 + 2x_0 X_2(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)\} + X_4^2[X_2^2(x_0 - x_{вых}) - 2X_2 x_0 x_{вых}];$$

$$A_2 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]X_2 + x_0[r_{вых}^2 + (X_4 - x_{вых})^2] + (X_4 - x_{вых})(r_0^2 + x_0^2);\ B_2 = 2X_2 X_4(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) -$$

$$-2r_{вых}[(X_2 + x_0)X_4^2 + X_4(r_0^2 + x_0^2)];\ C_2 = [(X_2 + x_0)X_4^2 + (r_0^2 + x_0^2 + 2x_0 X_2)X_4](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$$

$$+[X_2^2(x_0 - x_{вых}) - 2X_2 x_0 x_{вых}]X_4^2 + X_4\{X_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2X_2 x_{вых}(r_0^2 + x_0^2)\}.$$

При выборе комбинации R_1, X_4 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = R_1$; $X_2 = X_4$:

$$A_1 = (R_3^2 + X_2^2)(r_0 - r_{вых}) + (R_3 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2r_0(R_3 r_{вых} + X_2 x_{вых});\ B_1 = -2X_2 R_3 r_0 x_{вых} +$$

$$+2(R_3 r_0 + X_2 x_0)(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2) + [(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2 - 2X_2 x_{вых}](r_0^2 + x_0^2) +$$

$$+X_2^2[(r_0 - r_{вых})(2R_3 + r_0 - r_{вых}) + (x_0 - x_{вых})^2];\ C_1 = R_3(r_0^2 + x_0^2 + 2X_2 x_0)(r_{вых}^2 - R_3 r_{вых} + x_{вых}^2) +$$

$$+X_2^2 R_3[(r_0 - r_{вых})R_3 + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2R_3 X_2 x_{вых}(r_0^2 + x_0^2);$$

$$A_2 = (X_2 + x_0)(R_3 - r_{вых})^2 + X_2(x_{вых}^2 - 2x_0 x_{вых}) + x_0(X_2^2 + x_{вых}^2) - X_2^2 x_{вых};\ B_2 = [(R_3 - r_{вых})^2 + x_{вых}^2 - 2X_2 x_{вых}](r_0^2 + x_0^2) +$$

$$+2X_2 x_0(R_3^2 - R_3 r_{вых} + r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + X_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2R_3 x_{вых}[R_3(X_2 + x_0) - X_2 r_0)];$$

$$C_2 = R_3^2 X_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - R_3^2[x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)].$$

При выборе комбинации X_2, R_3 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = X_2$; $X_2 = R_3$:

$$A_1 = (x_0 - x_{вых})X_4^2 + X_4[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2];\ B_1 = X_4^2[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2 - 2x_0 x_{вых}] +$$

$$+2X_4[x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - R_1(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) + R_1^2(x_0 - x_{вых})] + R_1^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2];$$

$$C_1 = [X_4(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - X_4^2 x_{вых}][(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + [x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - 2X_4 x_0 x_{вых}]R_1^2;$$

$$A_2 = [r_{вых}^2 + (X_4 - x_{вых})^2]r_0 + R_1[(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2] - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2);\ B_2 = X_4^2[(R_1 + r_0)(R_1 + r_0 - 2r_{вых}) + x_0^2] +$$

$+2R_1X_4[R_1(x_0\text{-}x_{вых})\text{-}r_0x_{вых}\text{-}x_0r_{вых}]+R_1^2[(r_0\text{-}r_{вых})^2+(x_0\text{-}x_{вых})^2]+2R_1[r_0(r_{вых}^2+x_{вых}^2)\text{-}r_{вых}(r_0^2+x_0^2)]$;

$C_2=[R_1^2r_0+X_4^2(R_1+r_0)](r_{вых}^2+x_{вых}^2)\text{-}r_{вых}\{(R_1^2+X_4^2)(r_0^2+x_0^2)+R_1X_4[2X_4r_0+R_1(X_4+2x_0)]\}$.

При выборе комбинации X_2, X_4 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = X_2; X_2 = X_4$:

$A_1 = (r_0 - r_{вых})(R_1 + R_3)^2 + [(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2](R_1 + R_3)$;

$B_1 = 2(R_1 + R_3)[x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - (r_0^2 + x_0^2)x_{вых} - R_1r_0x_{вых} - R_3x_0r_{вых}]$; $C_1 = R_1^2R_3^2(r_0 - r_{вых}) +$

$+[(r_0^2 + x_0^2 + R_1r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - R_3r_{вых}) - R_1R_3r_0r_{вых}](R_1 + R_3) + R_1R_3[(R_3 - r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + (R_1 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)]$;

$A_2 = [r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](R_1 + R_3)^2 + R_1R_3(R_1 + R_3)[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;

$B_2 = 2[R_1x_0(R_3 - r_{вых}) - x_{вых}R_3(R_1 + r_0)](R_1 + R_3)$;

$C_2 = [r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)](R_1 + R_3)^2 + R_1R_3(R_1 + R_3)[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$.

При выборе комбинации R_3, X_4 (рисунок 4д) в решении (20) $X_1 = R_3; X_2 = X_4$:

$A_1 = (R_1 - r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + (r_0 - r_{вых})(R_1^2 + X_2^2) - 2r_{вых}(R_1r_0 + X_2x_0)$; $B_1 = (X_2^2 - 2X_2x_{вых} - 2R_1r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) +$

$+[(R_1 + r_0)^2 + (X_2 + x_0)^2](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_2^2[r_0r_{вых} + x_0x_{вых} - R_1(r_0 - r_{вых})] - 2R_1^2r_0r_{вых} - 2R_1X_2(r_0x_{вых} + x_0r_{вых})$;

$C_1 = [R_1(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2R_1X_2x_{вых}](r_0^2 + x_0^2 + R_1r_0) + X_2^2R_1[R_1(r_0 - r_{вых}) + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] + 2R_1X_2x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)$;

$A_2 = (X_2 - x_{вых})[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + X_2^2(x_0 - x_{вых}) - 2X_2x_0x_{вых}$; $B_2 = [(R_1 + r_0)^2 + x_0^2 + 2X_2x_0](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$

$+X_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2X_2[R_1(r_0x_{вых} - x_0r_{вых}) - R_1^2(x_0 - x_{вых}) + x_{вых}(r_0^2 + x_0^2)] - 2R_1^2x_0x_{вых}$;

$C_2 = \{X_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) + x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)\}R_1^2$.

Пусть ССЧ выбран в виде перекрытого Т-образного соединения реактивных двухполюсников jX_3, jX_4 и резистивных двухполюсников R_1, R_2 (рисунок 4е). Для комбинации R_1, R_2 в решении (20) надо положить $X_1 = R_1; X_2 = R_2$:

$$A_1 = (X_4 + x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]X_3 - x_{вых}[r_0^2 + (X_4 + x_0)^2]; \quad (25)$$

$B_1 = 2X_4\{[X_3X_4 - x_{вых}(X_3 + X_4)]r_0 + X_3x_0r_{вых}\}$; $C_1 = X_3x_0(X_3 + 2X_4)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$

$+X_4^2x_0[r_{вых}^2 + (X_3 - x_{вых})^2] - [x_{вых}(X_3 + X_4) - X_3X_4](X_3 + X_4)(r_0^2 + x_0^2) - 2X_3^2X_4x_0x_{вых}$;

$A_2 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]X_3 + X_4[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] + X_4^2(x_0 - x_{вых})$;

$B_2 = 2(X_3 + X_4)[r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2 + X_4x_0)] - 2X_3X_4r_0x_{вых}$;

$C_2 = [(X_3 + X_4)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + (X_4 - x_{вых})X_3^2 - 2X_3X_4x_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + x_0X_4^2[r_{вых}^2 + (X_3 - x_{вых})^2] +$

$+[X_3(X_3 + 2X_4)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_3^2X_4x_{вых}]x_0$;

Для комбинации R_1, X_3 (рисунок 4е) в решении (20) $X_1 = R_1; X_2 = X_3$:

$A_1 = (R_2 - r_{вых})X_4^2 + 2X_4[R_2(x_0 - x_{вых}) - x_0r_{вых}] + R_2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) -$

$-r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)$; $B_1 = (r_0^2 + 2R_2r_0 + x_0^2)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] -$

$-2X_4[R_2(r_0x_{вых} + x_0r_{вых}) - R_2^2(x_0 - x_{вых})] + X_4^2[2R_2(r_0 - r_{вых}) + R_2^2 - 2r_0r_{вых}] -$;

$-2R_2r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)$; $C_1 = X_4^2[(R_2 - r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + R_2^2(r_0 - r_{вых}) - 2R_2r_0r_{вых}]$;

$A_2 = (X_4 - x_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + x_0[r_{вых}^2 + (X_4 - x_{вых})^2]$; $B_2 = (r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - 2X_4 x_{вых} - 2R_2 r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) +$
$+2(R_2 r_0 + X_4 x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + X_4^2(R_2^2 - 2x_0 x_{вых}) - 2R_2 X_4[r_0 x_{вых} + x_0 r_{вых} - R_2(x_0 - x_{вых})] +$
$+R_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$; $C_2 = (r_0^2 + x_0^2 + X_4 x_0 + 2R_2 r_0)X_4(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) +$
$+R_2^2 X_4[X_4(x_0 - x_{вых}) + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - 2R_2 X_4 r_{вых}(r_0^2 + x_0^2 + X_4 x_0)$.

Для комбинации R_1, X_4 (рисунок 4е) в решении (20) $X_1 = R_1$; $X_2 = X_4$:

$A_1 = (R_2 + r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + (r_0 - r_{вых})(R_2^2 + X_3^2) - 2r_0(R_2 r_{вых} + X_3 x_{вых})$; $B_1 = -2X_3^2 r_0 r_{вых} +$
$+[r_{вых}^2 + (X_3 - x_{вых})^2 - 2R_2 r_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + 2R_2[X_3^2(r_0 - r_{вых}) - X_3(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) + r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)] +$
$+R_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$; $C_1 = X_3^2\{R_2(r_0^2 + x_0^2) + r_0 R_2^2 - r_{вых}[(R_2 + r_0)^2 + x_0^2]\}$;
$A_2 = x_0[(R_2 - r_{вых})^2 + (X_3 - x_{вых})^2] + R_2^2(X_3 - x_{вых})$; $B_2 = R_2^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] +$
$+[(X_3 - x_{вых})^2 + r_{вых}^2 - 2R_2 r_{вых}](r_0^2 + x_0^2) + 2(R_2 r_0 + X_3 x_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2X_3^2 x_0 x_{вых} -$
$-2X_3[R_2(r_0 x_{вых} + x_0 r_{вых}) - R_2^2(x_0 - x_{вых})]$; $C_2 = R_2^2 X_3[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] +$
$+(r_0^2 + x_0^2 + X_3 x_0 + 2R_2 r_0)X_3(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - (X_3^2 x_{вых} + 2R_2 X_3 r_{вых})(r_0^2 + x_0^2)$.

Для комбинации R_2, X_3 (рисунок 4е) в решении (20) $X_1 = R_2$; $X_2 = X_3$:

$A_1 = [(r_0 - r_{вых})^2 + (X_4 + x_0 - x_{вых})^2]R_1 + X_4^2(r_0 - r_{вых})$; $B_1 = X_4^2[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2 - 2r_{вых}(R_1 + r_0)] +$
$+2R_1 X_4[R_1(x_0 - x_{вых}) - r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}] + R_1^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] + 2R_1[r_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)]$;
$C_1 = [r_0 R_1^2 + R_1(r_0^2 + x_0^2)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - r_{вых}[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + R_1^2(r_0^2 + x_0^2 + 2X_4 x_0)$;
$A_2 = (X_4 - x_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + x_0[r_{вых}^2 + (X_4 - x_{вых})^2]$; $B_2 = R_1^2[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] +$
$+[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2 - 2x_0 x_{вых}]X_4^2 + 2X_4[x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - R_1(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых}) + R_1^2(x_0 - x_{вых})]$;
$C_2 = [R_1^2 X_4 + x_0(R_1^2 + X_4^2)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - x_{вых}\{X_4^2[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + R_1^2(r_0^2 + x_0^2 + 2X_4 x_0)\}$.

Для комбинации R_2, X_4 (рисунок 4е) в решении (20) $X_1 = R_2$; $X_2 = X_4$:

$A_1 = (r_0 - r_{вых})(R_1^2 + X_3^2) + R_1[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$; $B_1 = (X_3^2 - 2R_1 r_{вых})(r_0^2 + x_0^2) +$
$+2X_3^2[R_1(r_0 - r_{вых}) - r_0 r_{вых}] + (r_{вых}^2 + x_{вых}^2)(R_1^2 + 2r_0 R_1) - 2R_1[R_1 r_0 r_{вых} + X_3(r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых})]$;
$C_1 = [(R_1 - r_{вых})X_3^2 + R_1(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - 2X_3 x_{вых})](r_0^2 + x_0^2) + X_3^2 R_1[R_1(r_0 - r_{вых}) - 2r_0 r_{вых}] +$
$+r_0 R_1^2(r_{вых}^2 + x_{вых}^2 - 2X_3 x_{вых})$; $A_2 = (X_3 - x_{вых})[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + x_0[r_{вых}^2 + (X_3 - x_{вых})^2]$;
$B_2 = (X_3^2 - 2X_3 x_{вых})(r_0^2 + x_0^2) + (R_1^2 + 2x_0 X_3)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2R_1 X_3[r_0 x_{вых} - x_0 r_{вых} - R_1(x_0 - x_{вых})] -$
$-2x_0 x_{вых}(R_1^2 + X_3^2)$; $C_2 = R_1^2 X_3[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - [x_{вых}(r_0^2 + x_0^2) - x_0(r_{вых}^2 + x_{вых}^2)](R_1^2 + X_3^2)$.

Для комбинации X_3, X_4 (рисунок 4е) в решении (20) $X_1 = X_3$; $X_2 = X_4$:

$A_1 = (R_1 + R_2)(r_0^2 - 2r_{вых} r_0 + x_0^2) + (r_0 - r_{вых})(R_1 + R_2)^2 - r_{вых}(r_0^2 + x_0^2)$; $B_1 = 2R_1 R_2 x_0 r_{вых} -$
$-2R_1 x_{вых}[r_0^2 + x_0^2 + (R_1 + R_2)r_0]$; $C_1 = [R_1(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) - 2R_1 R_2 r_{вых}](r_0^2 + x_0^2 + R_1 r_0) +$
$+R_1 R_2(R_1 + 2r_0)(r_{вых}^2 + x_{вых}^2) + R_1 R_2^2[R_1(r_0 - r_{вых}) + (r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2]$;
$A_2 = (R_2 - r_{вых})[(R_1 + r_0)^2 + x_0^2] + R_2^2(R_1 + r_0 - r_{вых}) - 2R_2 r_{вых}(R_1 + r_0)$;

$$B_2 = 2R_1R_2(R_1+R_2)(x_0 - x_{вых}) - 2R_1[r_{вых}x_0(R_1+R_2) + R_2x_{вых}r_0];$$

$$C_2 = R_1[r_0^2 + x_0^2 + r_0(R_1+2R_2)](r_{вых}^2 + x_{вых}^2)] + R_1R_2(R_1+R_2)[(r_0 - r_{вых})^2 + (x_0 - x_{вых})^2] - R_1r_{вых}(R_1+2R_2)(r_0^2 + x_0^2).$$

Можно показать, что для варианта включения ССЧ между источником сигнала и НЧ (на рисунке 1 ССЧ включён между НЧ и нагрузкой), отыскание выражений для определения оптимальных по критерию (1) параметров возможно также с помощью формул (8)-(25), но с учётом следующих перестановок:

$$r_0 \to -r_{вх};\ x_0 \to -x_{вх};\ r_{вых} \to -r_н;\ x_{вых} \to -x_н. \qquad (26)$$

4. Схемотехническое моделирование амплитудно-фазовых модуляторов с использованием синтезированных согласующих смешанных четырёхполюсников

На рисунках 5-9 для примера применения полученных результатов показаны синтезированные эквивалентная и принципиальная схемы АФМ, соответствующие структурной схеме рисунка 1а, и их частотные и модуляционные характеристики. В качестве нелинейного элемента использован транзистор типа BFQ17PH, включённый по схеме с общей базой на высоких частотах. Нагрузка выполнена на элементе R_{44}, сопротивление источника сигнала - на элементе R_{30}. Схема ССЧ собрана в виде Т-образного четырёхполюсника на элементах L_2, C_{24}, R_{45}, параметры которых определялись по формулам (14). При этом реактивное сопротивление $X_1 = 73,796011$ реализовано индуктивностью L_2, сопротивление $X_2 = -117,89255$ - ёмкостью C_{24}, сопротивление R_3 - резистором с заданным сопротивлением R_{45} (рисунок 5а). Выходное сопротивление ССЧ (3) равно $Z_{вых}$=296,357729+j20,004144 Цепь обратной связи выполнена на элементах C_{22}, C_{23}, R_{36}. Эквивалентная схема нелинейного элемента для каждого состояния выполнена в виде перекрытого Т-образного четырёхполюсника (на элементах $L_{10}, R_{10}, L_{11}, R_{13}, R_{11}, C_{16}, R_9, L_5$ (рисунок 8а) и элементах $C_{17}, R_{10}, L_{11}, R_{13}, R_{11}, C_{16}, R_9, L_5$ (рисунок 9а). Основанием для определения параметров этой схемы является выражение для $Z_{вх}$ из (2), которое определяет заданное входное сопротивление реальной и эквивалентной НЧ в двух состояниях: $Z_{вх1}$=-60,689379-j320.365761 и $Z_{вх2}$=-110,757883+j24.037646 при заданных параметрах выбранной структуры ЦОС [1]. Физический смысл и назначение остальных элементов принципиальной и эквивалентной схем очевидны.

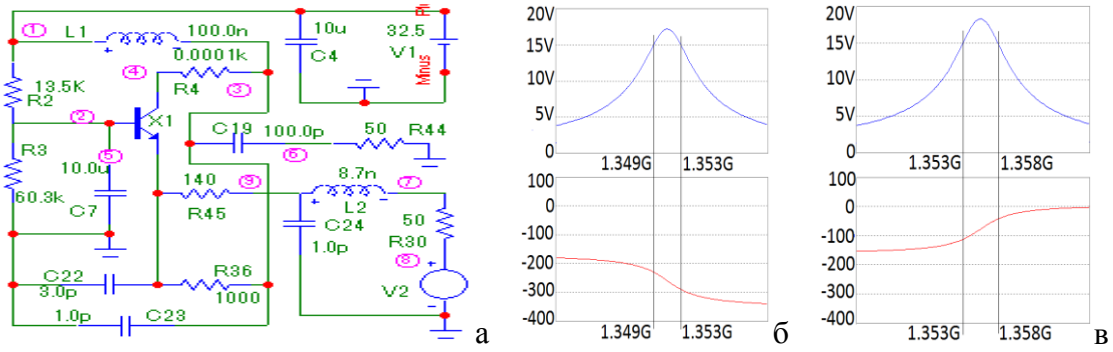


Рис.5. Принципиальная схема амплитудно-фазового модулятора (а), соответствующая первой структурной схеме (рисунок 1а), АЧХ и ФЧХ АФМ, полученные путём схемотехнического моделирования в системе «MicroCap» в состояниях нелинейного элемента, определяемых напряжениями питания 26.5 В (б) и 32.5 В (в) (m=1 , φ=-180 град. на частоте f =1353 МГц).

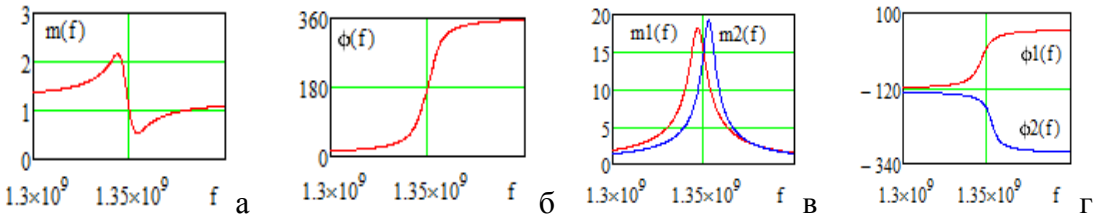


Рис. 6. Зависимости отношения модулей (а) и разности фаз (б) передаточных функций АФМ в двух состояниях и зависимости модулей (в) и фаз (г) передаточных функций АФМ в этих состояниях от частоты, полученные расчётным путём в системе «MathCad» с использованием результатов работы ($m_1 = m_2 = 15$, $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = -180$ град. на частоте f =1350 МГц).

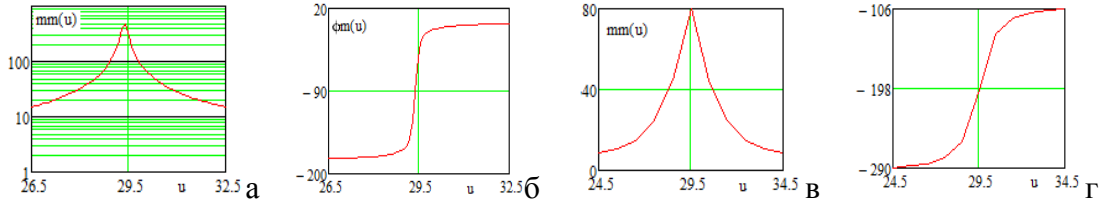


Рис. 7. Зависимости модулей (а, в) и фаз (б, г) передаточных функций АФМ от напряжения питания, полученные расчётным путём (а, б) в системе «MathCad» на частоте f =1350 МГц и экспериментально (в, г) в системе «MicroCap» на частоте f =1353 МГц с использованием результатов работы.

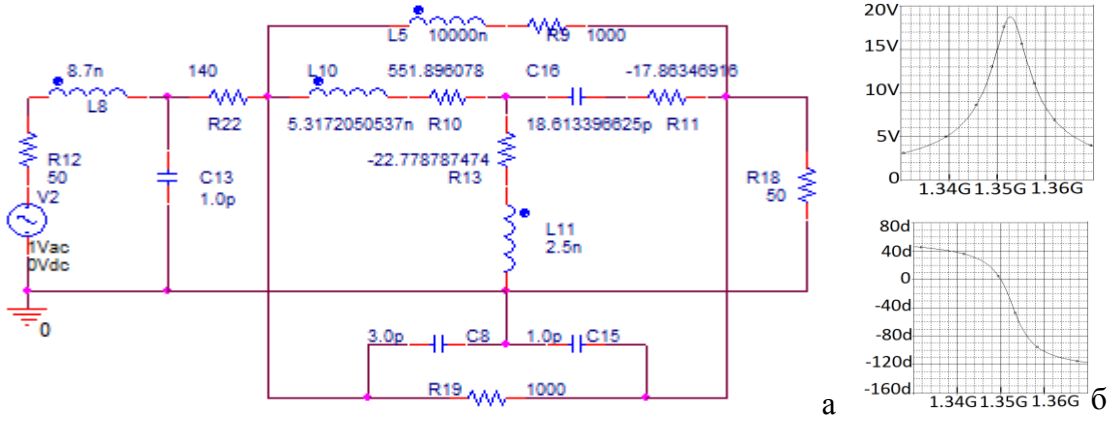


Рис. 8. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 5а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» в состоянии нелинейного элемента, определяемом напряжением питания 26.5 В (б).

Анализ показывает, что схемы и параметры ССЧ, ЦОС, сопротивления источника сигнала и нагрузки эквивалентной и принципиальной схем полностью совпадают. Экспериментальные (рисунок 5) частотные характеристики принципиальной схемы АФМ удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентных схем (рисунки 8а,9а), полученными расчётным путём (рисунок 6) и экспериментально (рисунки 8б, 9б)). Заданная рабочая частота эквивалентных схем $f=1350$ МГц (рисунки 8-9) в двух состояниях незначительно отличается от рабочей частоты принципиальной схемы $f \approx 1353$ МГц (рисунок 5). На этих частотах обеспечивается режим π-манипуляции фазы выходного сигнала при двухуровневом изменении управляющего сигнала и режим амплитудно-фазовой модуляции -при непрерывном его изменении. Некоторые отличия расчётных и экспериментальных характеристик можно объяснить тем, что в расчётах использовались линейные зависимости элементов матрицы проводимостей нелинейного элемента от изменения амплитуды управляющего сигнала (квадратичные участки вольт-амперных характеристик) и частоты, которые совпадают с реальными характеристиками только в двух состояниях. В этих состояниях реальные значения модулей и фаз передаточных функций совпадают с заданными.

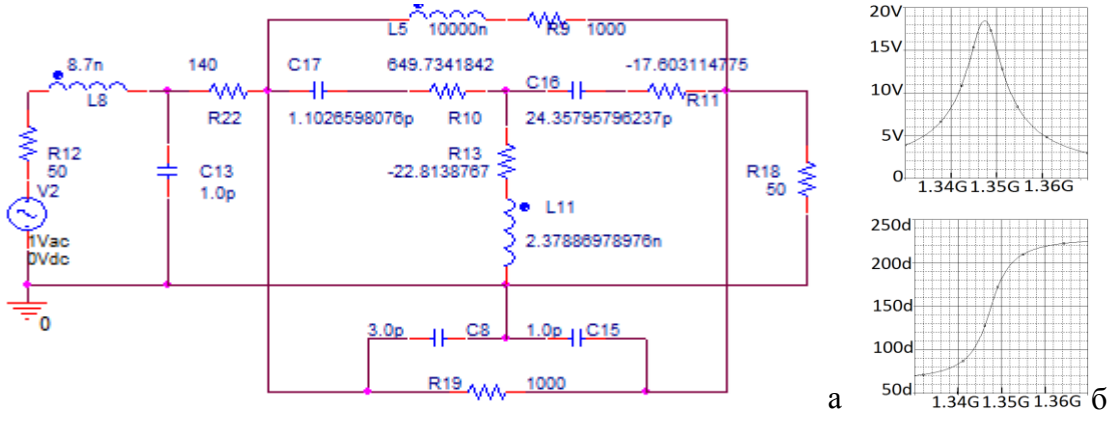


Рис. 9. Эквивалентная схема (а) АФМ (рисунок 5а), соответствующего первой структурной схеме (рисунок 1а), и её АЧХ и ФЧХ, полученные в системе «OrCad» в состоянии нелинейного элемента, определяемом напряжением питания 32.5 В (б).

5. Заключение

Полученные математические модели (8)-(26) для ССЧ в виде схем рисунков 2-4 могут быть использованы для технического проектирования АФМ с заданными частотными и модуляционными характеристиками. Использование для этой цели ССЧ наряду с реактивными, резистивными и комплексными согласующими по критерию (1) четырёхполюсниками даёт проектировщику также широкие возможности для расширения областей физической реализуемости не только этих характеристик, но и требуемых демодуляционных характеристик при соответствующем изменении физического характера используемого управляющего сигнала [1].

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. Voronezh: MESC MAF «AFA», 2018. - 588 p.
2. Gurevich I.V. Bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmoniousinfluences). M: Communication, 1975. - 368 p.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНТЕЗАТОРАХ С БЫСТРОЙ НАСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

А. В. Леньшин[1], А. Н. Голубинский[2], В. Н. Тихомиров[2], М. В. Матуразов[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Получены уравнения состояния с использованием системы MATLAB для математического моделирования фильтра нижних частот кольца фазовой автоподстройки синтезатора с дробным делением частоты сигнала управляемого напряжением генератора в цепи обратной связи и частотно-фазовым детектором с тремя устойчивыми состояниями зарядовой накачки в канале управления. Полученные результаты позволяют анализировать переходные процессы в синтезаторе частот при коммутации элементов фильтра нижних частот в канале управления системы автоподстройки.

Ключевые слова: синтезатор частот; фазовая автоподстройка; частотно-фазовый детектор; зарядовая накачка; делитель частоты; управляемый генератор; переходной процесс.

TRANSITIONAL PROCESSES IN FINE SYNTHESIZERS WITH FAST FREQUENCY SETTINGSETTING

A.V. Lenshin[1], A.N. Golubinsky[2], V. N. Tikhomirov[2], M. V. Maturazov[2]

[1]Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]JSC «Sozvezdie «Concern», Voronezh, Russia

Abstract. Equations of state are obtained using the MATLAB system for mathematical modeling of the low-pass filter of the phase locked loop of a synthesizer with a fractional frequency division of the signal of the voltage controlled oscillator in the feedback circuit and a frequency-phase detector with three stable charge pump states in the control channel. The results obtained allow us to analyze transients in a frequency synthesizer when switching low-pass filter elements in the control channel of an auto-tuning system.

Keywords: frequency synthesizer; phase locking; frequency phase detector; charge pumping; frequency divider; controlled generator; transition process.

1. Введение

В ряде интегральных микросхем синтезаторов частот (ИМС$_{СЧ}$) с частотно-фазовым детектором с тремя устойчивыми состояниями (ЧФД$_{3с}$) с зарядовой накачкой (ЗН) предлагается применение режима быстрой настройки (РБН) на нужную частоту с последующим сужением полосы пропускания системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ$_{ЗН}$). РБН иногда позволяет разрешить противоречия между требованиями малого времени переходного процесса (ПП) перестройки СЧ$_{ФАПЧзн}$ с одной рабочей частоты на другую и улучшением фильтрации шумов в выходном сигнале. Режим РБН актуален для СЧ$_{ФАПЧзн}$ с «большими» значениями коэффициента деления частоты в цепи обратной связи, когда доля шумов ЧФД$_{3с}$ с ЗН и шумов делителей частоты в выходном сигнале больше доли шумов, присущих автоматически подстраиваемому по частоте сигналу управляемого генератора (УГ). В [1] были найдены уравнения состояний системы СЧ$_{ФАПЧзн}$ в режиме РБН с введением некоторых ограничений на модель

используемых фильтров нижних частот (ФНЧ) в канале управления УГ и позволяющих определить время ПП при смене частот.

2. Постановка задачи исследования

Целью работы является нахождение уравнений состояния системы ФАПЧ$_{ЗН}$ с коммутируемой полосой пропускания, свободной от ограничений [1], для расчетов времени ПП в СЧ$_{ФАПЧзн}$. На рис. 1 приведена структурная схема СЧ$_{ФАПЧзн}$. С выхода ЧФД$_{Зс}$ с помощью ЗН ток накачки $i_{\partial}(t)$ поступает на ФНЧ с передаточной функцией $G(s)$ (t – текущее время, s – оператор дифференцирования). Напряжение $e_{\phi}(t)$ с выхода ФНЧ подается на устройство, которое моделирует УГ и ДДПКД с коэффициентом деления N_n с помощью усилительного звена с коэффициентом передачи S_y [(рад/с)/В] на суммирующее звено, на которое подается начальная частота $\omega_н$ сигнала УГ, а также интегрирующего звена со сбросом и релейного элемента (РЭ) с порогом $2\pi N_n$. Сброс в нуль интегрирующего звена осуществляется в моменты времени срабатывания РЭ t_n, где $n = 1,2,3...$ – номера импульсов $e_c(t_n)$, приходящих на ЧФД$_{Зс}$ с выхода ДДПКД. К этим традиционным элементам [2] добавлен счетчик, который осуществляет режим РБН – подсчитывает число импульсов $e_c(t_n)$, начиная с момента поступления сигнала на переход СЧ$_{ФАПЧзн}$ на другую частоту.

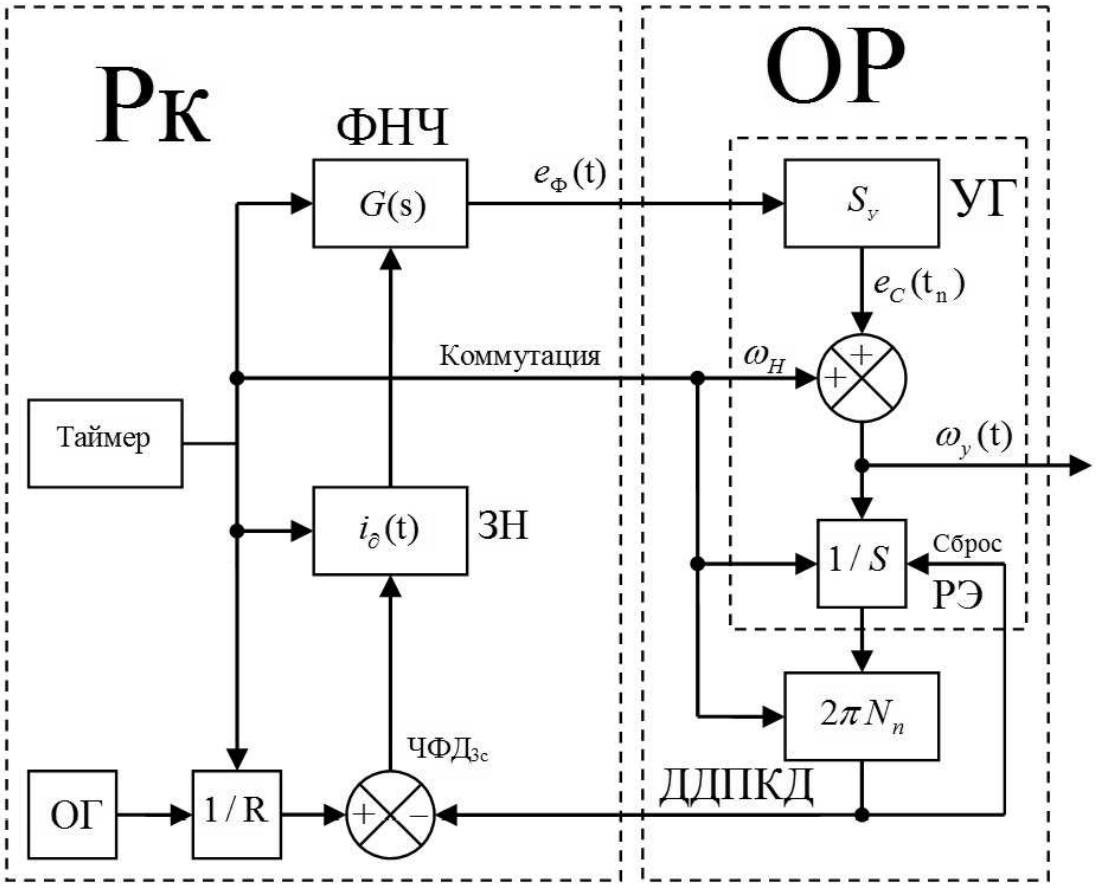


Рис. 1. Структурная схема СЧ$_{ФАПЧзн}$ с режимом РБН

Когда это число k достигает заданного значения (оно программируется) со счетчика поступает команда на ДФКД, делящий частоту сигнала ОГ, на РЭ делителя ДДПКД, ФНЧ и ЧФД$_{3c}$ с ЗН. Эта команда одновременно изменяет коэффициенты деления ДФКД и ДДПКД (в ИМС$_{СЧ}$ коэффициенты деления могут меняться в 4 раза), переключает структуру ФНЧ и уменьшает амплитуду тока $i_д(t)$ на выходе ЗН. Типы режимов РБН подробно рассмотрены в документации на ИМС$_{СЧ}$. Будем рассматривать наиболее общий случай, когда изменяются коэффициенты деления ДФКД и ДДПКД, а также амплитуда тока ЗН. Вид сигнала $i_д(t)$ зависит от режима работы ЧФД$_{3c}$ [2]. Для ЧФД$_{3c}$ с ЗН наиболее общий вид $i_д(t)$ показан на рис. 2 и соответствует одному из его режимов детектирования.

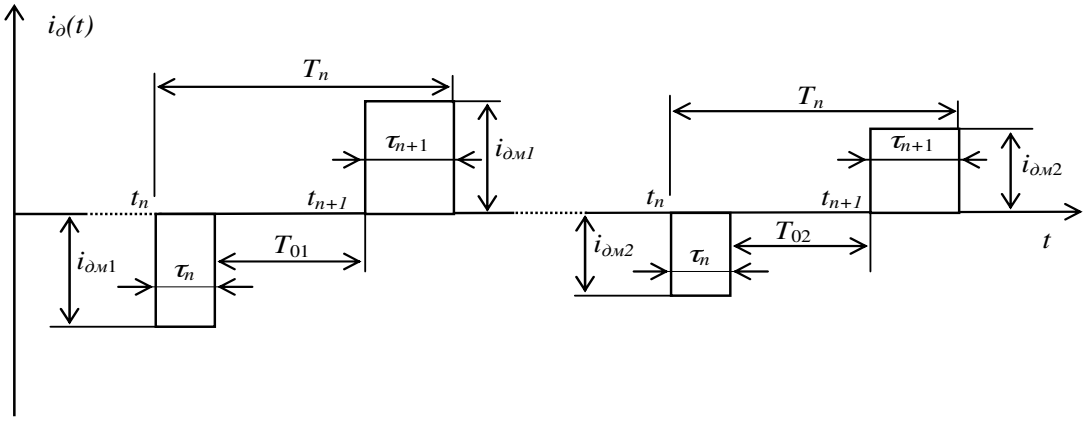


Рис. 2. Сигналы тока ЗН, управляемой ЧФД$_{3c}$

На рис. 2 T_{01}, T_{02} – периоды опорного сигнала до и после времени $t_к$ – момента поступления команды со счетчика на коммутацию режима РБН, соответственно, а также $i_{дт1}, i_{дт2}$ – амплитуды тока ЗН $i_д(t)$ до и после момента $t_к$ соответственно. Полагая τ_n, τ_{n+1} – длительности импульсов управления равными нулю или T_n, можно получить пять режимов работы ЧФД$_{3c}$ с ЗН [2].

На рис. 3 приведен пример ФНЧ третьего порядка с коммутируемыми во времени элементами и изменяемыми во времени параметрами.

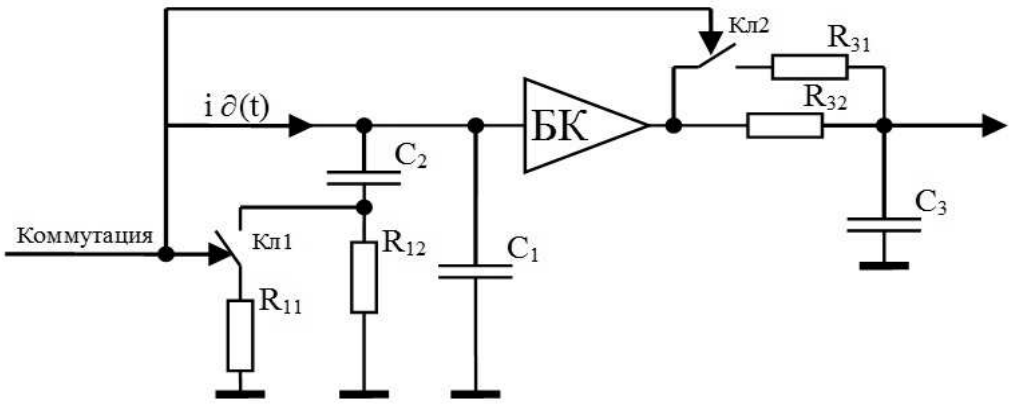


Рис. 3. Схема ФНЧ с коммутируемыми во времени элементами

На рис. 3 БК – буферный каскад с коэффициентом передачи равным единице. Режим работы ФНЧ имеет два интервала времени: на первом интервале $t < t_k$ ключи Кл1 и Кл2 замкнуты (резистор R_{11} подключен к R_{12} и резистор R_{31} подключен к R_{32}), на втором интервале $t > t_k$ ключи Кл1 и Кл2 разомкнуты (резистор R_{11} отключен от R_{12} и резистор R_{31} отключен от R_{32}), ток накачки $i_д(t)$ ЗН на первом интервале $t < t_k$ имеет амплитуду $i_{дм1}$, на втором интервале $t > t_k$ $i_д(t)$ имеет амплитуду $i_{дм1}$, при этом $k_1 = i_{дм1} / i_{дм2} > 1$. То есть система ФАПЧзн обладает повышенным быстродействием на первом интервале времени и повышенной фильтрующей способностью к помехам с выхода ЗН на втором интервале времени.

«Замороженные» передаточные функции ФНЧ по схеме на рис.3 можно представить в виде

$$G_1(s) = \frac{i_д(s)}{U_{C3}(s)} = \frac{(T_{11}s+1)}{s(C_1+C_2)(T_{21}s+1)(T_{31}s+1)} \text{ для } t < t_k \text{ и}$$

$$G_2(s) = \frac{i_д(s)}{U_{C3}(s)} = \frac{(T_{12}s+1)}{s(C_1+C_2)(T_{22}s+1)(T_{32}s+1)} \text{ для } t > t_k \text{, где:}$$

$$T_{11} = R_{12} \,||\, R_{11}C_2, T_{21} = R_{12} \,||\, R_{11}C_1C_2 / (C_1+C_2), T_{31} = R_{31} \,||\, R_{32}C_3,$$

$$R_{12} \,||\, R_{11} = \frac{R_{12}R_{11}}{R_{12}+R_{11}}, R_{31} \,||\, R_{32} = \frac{R_{31}R_{32}}{R_{31}+R_{32}},$$

$$T_{12} = R_{12}C_2, T_{22} = R_{12}C_1C_2 / (C_1+C_2), T_{32} = R_{32}C_3.$$

В терминологии, принятой в теории автоматического регулирования, ФНЧ с коммутируемыми элементами можно отнести к непрерывным линейным нестационарным системам, а в нашем случае к кусочно-стационарным. Рассмотрим нахождение уравнений состояний исследуемой системы для анализа ПП в СЧФАПЧзн с применением некоторых функций пакета прикладных программ *ControlSystemToolbox*, входящих в систему MATLAB [3].

3. Применение метода пространств состояний

Для решения поставленной задачи воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах и токи в индуктивностях ФНЧ (для примера ФНЧ по схеме на рис 3 напряжения на конденсаторах C_1, C_2, C_3 – $U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ и $U_{C3}(t)$ соответственно). В качестве выходного сигнала ФНЧ используется $U_{C3}(t)$. Тогда в соответствии со схемой на рис. 3 дифференциальное уравнение, описывающее ФНЧ, имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{AX} + \mathbf{BU} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{CX} + \mathbf{DU} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

где $\mathbf{X}=\left[U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C3}(t);\right]$ – вектор состояния ФНЧ (в общем случае имеет размер *m*);

$\mathbf{A}$ – матрица ФНЧ имеет два значения

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -1/R_1(t)C_1 & 1/R_1(t)C_1 & 0 \\ 1/T_1(t) & -1/T_1(t) & 0 \\ 1/T_3(t) & 0 & -1/T_3(t) \end{bmatrix},$$

где $R_1(t)=R_{12}$ для $t>t_k$ и $R_1(t)=R_{12}\,\|\,R_{11}$ для $t<t_k$, $T_1(t)=T_{11}$ для $t>t_k$ и $T_1(t)=T_{12}$ для $t<t_k$, $T_3(t)=T_{32}$ для $t>t_k$ и $T_3(t)=T_{31}$ для $t<t_k$.

$\mathbf{B}$=[1/C_1;0;0;] – матрица управления, $\mathbf{U}=i_д(t)$ – вектор управления(смотри рис. 2) (здесь представлен вариант вида дифференциального уравнения, когда $\mathbf{B}$ не меняется во времени, а амплитуда $i_д(t)$ меняется от $i_{дм1}$ до $i_{дм2}$, возможен вариант, когда $\mathbf{B}$ меняется во времени, а амплитуда $i_д(t)$ не меняется), $\mathbf{Y}=U_{с3}(t)$ – вектор выхода, $\mathbf{C}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\end{bmatrix}$ – матрица выхода, $\mathbf{D}=0$ – матрица компенсации, значение начального вектора состояния $\mathbf{X}(0)$ равно $\mathbf{X}(0)=[0;0;0;]$.

Отметим, что матрицы $\mathbf{X},\mathbf{B},\mathbf{Y},\mathbf{D}$ – записаны в соответствии с правилами оформления матриц в системе Matlab. В пакете прикладных программ Control System Toolbox системы Matlab представление модели в виде четверки матриц $\mathbf{A,B,C,D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний [3].

При решении (1) воспользуемся преобразованием eig [3] в системе Matlab для формирования модальной канонической SS-модели: $\mathbf{[P,A_Д]}$=eig($\mathbf{A}$) , где $\mathbf{A_Д}$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы $\mathbf{A}$, $\mathbf{P}$ – матрица правых собственных векторов $\mathbf{A}$.

Используем матрицу $\mathbf{P}$ для преобразования вектора состояний $\mathbf{X}$ к вектору $\mathbf{X_C}$. Новый вектор состояния $\mathbf{X_C}$ связан с исходным вектором соотношением:

$\mathbf{X_C=P^{-1}X}$ и система уравнений (1) преобразуется к виду:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}_\mathbf{C} &= \mathbf{A}_Д \times \mathbf{X_C} + \mathbf{B}_Д \times \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}_Д \times \mathbf{X_C} + \mathbf{D}\times\mathbf{U} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где: $\mathbf{P^{-1}}$ – обратная матрица к $\mathbf{P}$, $\mathbf{A_Д=P^{-1}AP}$, $\mathbf{B_Д=P^{-1}B}$, $\mathbf{C_Д=CP}$.

Так как на интервале движения $t=0\div t_k$ и $t>t_k$, мы имеем две матрицы $\mathbf{A_1},\mathbf{A_2}$, соответственно имеем две матрицы преобразований $\mathbf{P_1}$ и $\mathbf{P_2}$ и пары матриц: $\mathbf{B_{Д1}}$, $\mathbf{B_{Д2}}$ и $\mathbf{C_{Д1}}$, $\mathbf{C_{Д2}}$.

Решение первого уравнения в (2) на интервале времени от t_n до t_{n+1} запишем в виде:

$$\mathbf{X_{c1}}[n+1]=\mathbf{\Phi}_1(T_n)\mathbf{X_{c1}}[n]+\mathbf{V}_1[n], \qquad (3)$$

где $\mathbf{X_{c1}}[n] = \mathbf{X_{c1}}(t_n), \mathbf{\Phi}_1(T_n)$ – переходная матрица диагонального вида $\mathbf{\Phi}_1(t) = diag[\exp(\alpha_{11}t), \exp(\alpha_{12}t), ..., \exp(\alpha_{1m}t)]$, где $\alpha_{11}, \alpha_{12}, ..., \alpha_{1m}$ собственные значения матрицы $\mathbf{A_1}$, $\mathbf{V}_1[n] = \int_0^{T_n} \mathbf{\Phi}_1(T_n - \tau)\mathbf{B}_{Д1} i_д(\tau) d\tau$ – вектор столбец размером m.

Для $i_д(t)$, приведенного на рис. 2

$\mathbf{V}_1[n] = i_{дм1}[B_{Д11}\{\exp(\alpha_{11}\tau_{n+1}) + \exp[\alpha_{11}(T_n - \tau_n)] - \exp(\alpha_{11}T_n) - 1\} / \alpha_{11}; ...;$

$B_{Д1m}\{\exp(\alpha_{1m}\tau_{n+1}) + \exp[\alpha_{1m}(T_n - \tau_n)] - \exp(\alpha_{1m}T_n) - 1\} / \alpha_{1m};].$

Уравнение для определения периода следования импульсов в канале обратной связи имеет вид [1]:

$$\int_0^{T_n} \omega_y(\tau_n + t_n) \cdot 1(T_n - \tau) d\tau = 2\pi N_1, \; T_n = t_{n+1} - t_n, \tag{4}$$

где $\omega_y(t)$ – частота УГ, $1(t)$ – единичная ступенчатая функция.

Из рис. 1 найдем $\omega_y(t)$ на интервале времени от t_n до t_{n+1}

$$\omega_y(t) = \omega_{н1} + S_y \mathbf{C}_{Д1}[\mathbf{\Phi}_1(t)\mathbf{X}_{c1}[n] + \int_0^t \mathbf{\Phi}_1(t - \tau)\mathbf{B}_{Д1} i_д(\tau) d\tau] \tag{5}$$

Из (5), для $i_д(t)$ на рис. 2 и при $\lambda_1 = 0$ (полагая, что мы исследуем астатическую по фазе систему ФАПЧзн) получим уравнение для определения T_n

$$S_y\{C_{Д11}X_{c1}T_n + \sum_{i=2}^{m} C_{Д1i}X_{ci}[\exp(\alpha_{1i}T_n) - 1] / \alpha_{1i} + i_{дм1}C_{Д11}B_{Д11}[(\tau_n^2 + \tau_{n+1}^2)/2 - T_n\tau_n] +$$

$$i_{дм1}\sum_{i=2}^{m} C_{Д1i}B_{1i}[[\exp(\alpha_{1i}\tau_{n+1}) + \exp[\alpha_{1i}(T_n - \tau_n)] - \exp(\alpha_{1i}T_n) - 1] / \alpha_{1i} + \tau_n - \tau_{n+1}] / \alpha_{1i}\} \tag{6}$$

$$+\omega_{н1}T_n - 2\pi N_1 = f(T_n) = 0.$$

Отметим, что (6) является трансцендентным уравнением относительно T_n и решается, как правило, итерационными процедурами. Таким образом (3) и (6) представляют собой систему нелинейных разностных уравнений – математическую модель СЧФАПЧзн и подразумевают использование на интервале времени $t = 0 \div t_к$ в (4) матриц $\mathbf{A_1}, \mathbf{B}_{Д1}, \mathbf{C}_{Д1}$ и $\omega_н = \omega_{н1}, N = N_1$, а на интервале времени $t = t_к \div \infty$ матриц $\mathbf{A}_2, \mathbf{B}_{Д2}, \mathbf{C}_{Д2}$ и $\omega_н = \omega_{н2}, N = N_2$ (в уравнениях (3) и (6) индексы изменяют значение с 1 на 2). Переход от состояний $\mathbf{X_{c1}}[n]$ к $\mathbf{X_{c2}}[n]$ осуществляется с помощью выражения $\mathbf{X_{c2}}[n] = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{X_{c1}}[n]$.

4. Упрощенная методика расчета длительности переходных процессов

Задачу определения длительности ПП дискретной модели СЧФАПЧзн можно несколько упростить, если считать что на интервале времени $t = t_к \div \infty$ отклонения вектора состояний от своего стационарного состояния достаточно малыми. В этом случае можно рассчитать ПП по линейной импульсной модели, которую получим из (3)

и (6), полагая $\tau_n \ll T_{o2}, \tau_{n+1} \ll T_{o2}$, а также что $\alpha_{11} = \alpha_{21} = 0$ (считаем, что ФАПЧ$_{ЗН}$ обладает астатизмом по фазе). В итоге запишем линейную импульсную модель СЧ$_{ФАПЧзн}$ в виде

$$\left.\begin{aligned}
&dX_{c21}[n+1] = dX_{c21}[n] + i_{дм2} B_{Д21} \tau_n \\
&\text{.....} \\
&dX_{c2m}[n+1] = \{dX_{c2m}[n] + i_{дм2} B_{Д2m} \tau_n\} e^{\alpha_{2m} T_{o2}}, \\
&\tau_{n+1} = \tau_n [1 - i_{дм2} \frac{T_{02}^2}{N_2} C_{Д21} B_{Д21} - i_{дм2} \frac{T_{02}}{N_2} \sum_{i=2}^{m} C_{Д2i} B_{Д2i} (e^{\alpha_{2i} T_{02}} - 1)/\alpha_{2i}] \\
&- S_y \frac{T_{02}^2}{N_2} C_{Д21} dX_{c21}[n] - \frac{T_{02}}{N_2} \sum_{i=2}^{n} C_{Д2i} dX_{c2i}[n] (e^{\alpha_{2i} T_0} - 1)/\alpha_{2i},
\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

где $\mathbf{dX}_{c2}[n] = \mathbf{X}_{c2}[n] - \mathbf{X}_{стац}$, $\mathbf{dX}_{c2}[n] = \mathbf{X}_{c2}[n] - \mathbf{X}_{стац}$ – отклонение вектора $\mathbf{X}_{c2}[n]$ от своего стационарного значения $\mathbf{X}_{стац}$, для ФНЧ на рис. 3 $\mathbf{X}_{стац} = \frac{1}{S_У}(\frac{N_2}{T_{02}} - \frac{\omega_{н2}}{2\pi})\mathbf{P_2^{-1}} * [1;1;1;]$.

С использованием (3), (6) и (7) в среде MATLAB разработана программа *ifapn*. Входными параметрами *ifapn* являются $i_{дм1}, i_{дм2}, T_{01}, T_{02}, S_y$, $\mathbf{A_1}, \mathbf{A_2}$ $N1, N2$, $tfin, t_к$, $\omega_{н1}, \omega_{н2}$, где $N1, N2$ – коэффициент деления в цепи обратной связи до момента коммутации $t_к$ и после, соответственно, – заданное время ПП. Эта программа имеет пять фрагментов в соответствии с пятью типами движений в ЧФД$_{Зс}$ [2]. Из каждого фрагмента вызывается процедура *Matlabfzero* для поиска корня трансцендентного уравнения (6), если в этом фрагменте не находится то корень ищется в следующем фрагменте и т. д. После нахождения определяются длительности импульсов управления и по (3) находится вектор состояния. Выходными параметрами программы являются массивы значений.

5. Пример расчета длительности переходных процессов

Рассмотрим пример использования для расчета длительности ПП в СЧ$_{ФАПЧзн}$ с ФНЧ, изображенным на рис. 3. Будем считать, что СЧ$_{ФАПЧзн}$ имеет диапазон частот – 100 ÷ 120МГц с шагом сетки частот 25кГц, крутизна управления УГ $S_y / 2\pi$ = 2МГц/В. Передаточную функцию разомкнутого кольца ФАПЧ$_{ЗН}$ с учетом (1) запишем в виде $G_{ФАП}(s) = \frac{i_{дм}}{2\pi} \cdot \frac{S_y}{N_n s} \cdot G(s)$, где $G(s)$ равно $G_1(s)$ или $G_2(s)$.

В $G_{ФАП}(s)$ неизвестна $G(s)$. Для определения $G(s)$ примем дополнительно, что в режиме $t > t_k$ – частота среза $G_{ФАП}(s)$ равна 0,5 кГц, а показатель колебательности M передаточной функции замкнутого кольца ФАПЧ$_{ЗН}$ $G_З(s) = \frac{G_{ФАП}(s)}{1 + G_{ФАП}(s)}$ равен 1,3 [2].

На рис. 4 приведены данные по ПП во времени с использованием *ifapn* для трех вариантов построения СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$:

1 вариант – до момента $t_k = 0.0015c$ частота среза ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ равна 4*0.5кГц, $i_{дм1} = 5мА, i_{дм2} = (5/16)мА,\ T_{01} = T_{02} = 1/25000c$;

2 вариант – до момента $t_k = 0.0015c$ частота среза ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ равна 4*0.5кГц, $i_{дм1} = (5/4)мА, i_{дм2} = (5/16)мА,\ T_{01} = T_{02}/4 = 1/100000c$;

3 вариант – в системе ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ нет коммутации, частота среза ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ равна 0.5кГц, $i_{дм1} = i_{дм2} = 5мА,\ T_{01} = T_{02} = 1/25000c$.

В первых двух вариантах во время коммутации на систему ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ воздействует помеха коммутации [1] в виде 1(t) – единичная функция.

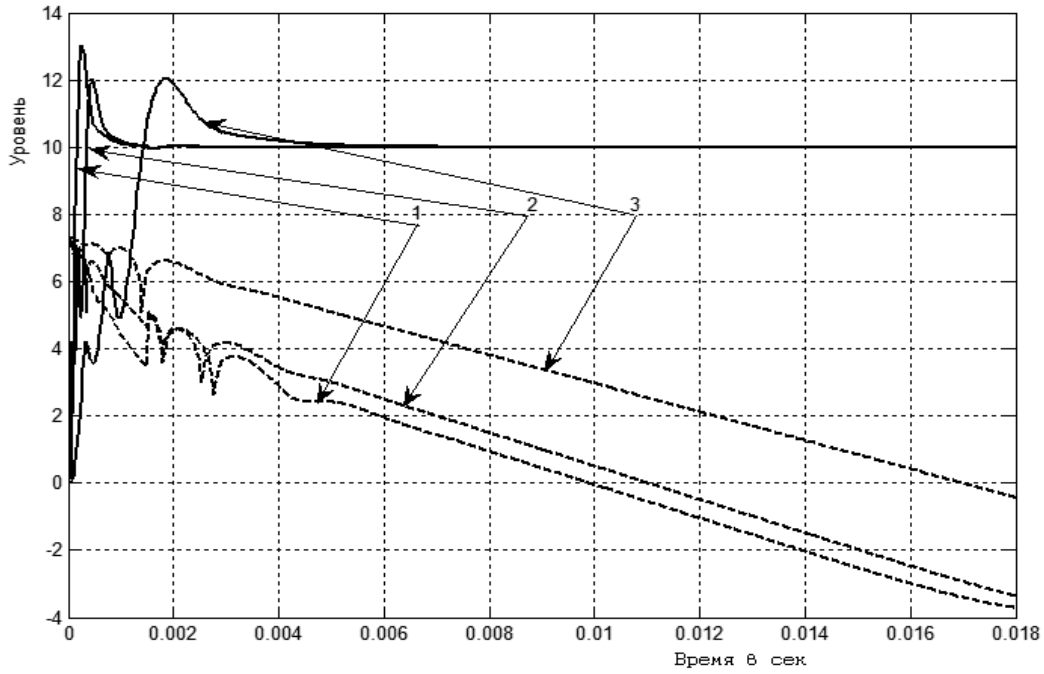


Рис. 4. ПП по отклонению частоты сигнала УГ
от номинала и напряжения управления в СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$

На рис. 4: непрерывные линии – $U_{C3}(t)$ в вольтах; штрихованная линия – $log10\{abs[S_y/2\pi - (120\text{МГц} - 100\text{МГц})]\}$ (поведение отклонения частоты УГ в герцах от установившегося значения во времени в логарифмическом масштабе).

Из графиков на рис. 4 следует, что для вариантов 1 и 2 при $t < t_k$ до коммутации СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$ быстро настраивается на частоту 120МГц, а затем со скоростью в 4 раза медленнее. Из графиков на рис. 4 видно, что для рассмотренного первого варианта построения СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$ выигрыш во времени настройки из-за коммутации полосы пропускания может достигать до двух раз. Второй вариант построения СЧ$_{\text{ФАПЧзн}}$ не имеет выигрыша во времени настройки по отношению к первому из-за увеличения времени нахождения ФАПЧ$_{\text{ЗН}}$ в режиме биений.

6. Заключение

Разработанная методика расчета ПП в СЧ$_{ФАПЧзн}$ с использованием системы MATLAB позволяет оценивать влияние коммутации элементов ФНЧ на длительность перестройки по частоте.

Литература

1. Романов С.К., Рахманин Д. Н. Моделирование переходных процессов в синтезаторах частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи.-2001,-Вып.2,-С.103-109.
2. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. –231 с.
3. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Control System Toolbox. –М.: Диалог-МИФИ, 1999. –297 с.

References

1. Romanov S.K., Rakhmanin D.N. Modeling of transient processes in frequency synthesizers with a switched bandwidth // Theory and technology of radio communication.-2001, -Vyp.2, -C.103-109.
2. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a system of pulse-phase auto-tuning. - M .: Radio and communication, 1989. –231 p.
3. Medvedev VS, Potemkin V.G. Control System Toolbox. – M .: Dialog-MEPI, 1999. –297 p.

ПОВЫШЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АФАР

Н. А. Кушнерев[1], М. В. Родин[1,2]

[1]АО «Концерн «Вега», Москва, Россия
[2]МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрены причины снижения эксплуатационной надежности систем электропитания радиолокационных АФАР и исследованы вопросы использования серийно выпускаемых унифицированных преобразователей напряжения в их составе. Отмечена необходимость учета переходных процессов, а также ограничения выходного тока преобразователей напряжения при разработке систем электропитания радиолокационных АФАР. На основе результатов собственных работ авторов предложены способы повышения надежности рассматриваемых систем электропитания.

Ключевые слова: радиолокационная система; активная фазированная антенная решетка; система электропитания.

IMPROVING OPERATIONAL RELIABILITY IN POWER SUPPLY SYSTEMS OF RADAR AESA

N. A. Kushnerev[1], M. V. Rodin[1,2]

[1]JSC «Corporation «Vega», Moscow, Russia
[2]Bauman MSTU, Moscow, Russia

Abstract. The report analyzes the reasons for the reduction of operational reliability in power supply systems of radar AESA. which use standardized commercially available voltage converters. The need to take into account transient processes, as well as the limitations of the output current of voltage converters in the design of power supply systems for advanced radar AESA is noted. Based on the results of the authors' own work, the ways to improve the reliability of the power supply systems are proposed.

Keywords: radar system; active electronically scanned array; power supply system.

1. Введение

Передающий тракт импульсных радиолокационных систем (РЛС) комплексов дистанционного мониторинга окружающего пространства (далее – комплексов мониторинга), а также бортовых радиоэлектронных систем управления (РЭСУ) носителем и оружием все чаще выполняют распределенным за счет применения активных фазированных антенных решеток (АФАР) [1-3]. Независимо от структуры и сложности организации АФАР важнейшей ее составной частью, значительно влияющей на энергопотребление от системы электроснабжения (СЭС) комплекса (или носителя в случае бортовых РЛС) и возможность обеспечения необходимого энергетического потенциала РЛС, является система электропитания (СЭП).

При разработке СЭП современных и перспективных радиолокационных АФАР преимущественно находят применение серийно выпускаемые унифицированные преобразователи типа DC-DC (ПН) со стабилизацией выходного напряжения. В совокупности с накопителями электроэнергии (НЭ) они обеспечивают электропитание

наиболее энергопотребляющей части АФАР и РЛС в целом – приемо-передающих модулей (ППМ), выходной усилитель мощности (УМ) передающего канала которых представляет собой для ПН импульсную нагрузку.

Однако представленные на отечественном и зарубежном рынках ПН не предназначены для работы с НЭ большой емкости, импульсной нагрузкой, а также не обеспечивают оперативной регулировки их выходного напряжения. В первую очередь, это связано с тем, что режим ограничения выходного тока в таких ПН является скорее аварийным, нежели штатным – и корректная безотказная работа в таком режиме производителем, как правило, не контролируется. В то же время режим ограничения выходного тока ПН при его работе в составе ППМ является штатным и многократно повторяющимся, что делает крайне нежелательным практическое применение представленных на рынке ПН из-за снижения их эксплуатационной надежности, а значит, и надежности СЭП в целом.

Вместе с тем применение серийно выпускаемых унифицированных ПН в СЭП радиолокационных АФАР обуславливает повышенные требования к их защите от воздействия переходных процессов, имеющих место в СЭП. Они вызывают перенапряжения и токовые перегрузки на входе и выходе ПН, что также ведет к снижению надежности СЭП.

Цель данной работы – предложить способы повышения надежности СЭП радиолокационных АФАР, обеспечивающие снижение амплитуды переходных процессов в узлах СЭП и позволяющие адаптировать серийно выпускаемые унифицированные ПН для применения в составе СЭП.

2. Причины снижения надежности систем электропитания АФАР

Анализ отказов узлов СЭП ряда радиолокационных АФАР, проведенный авторами, показывает, что среди всех причин отказов главенствующей является превышение амплитуды переходных процессов в СЭП величин токов и напряжений, максимально допустимых для ПН, что приводит преимущественно к выходу их из строя ПН.

Все переходные процессы в СЭП радиолокационных АФАР можно свести в три группы:

1. Броски тока потребления от СЭС при включении ППМ и связанные с этим броски напряжения электропитания отдельных ППМ.

2. Броски тока потребления от СЭС при изменении режима работы АФАР, управлении выходной мощностью ППМ и сканировании лучом диаграммы направленности антенной решетки.

3. Пульсации тока потребления от СЭС.

Рассмотрим для примера упрощенную типовую СЭП АФАР из состава бортовой импульсной РЛС. Ее структура приведена на рисунке 1 – это частично децентрализованная СЭП с промежуточной высоковольтной шиной постоянного тока. В схеме на рисунке 1 показан только один канал электропитания выходного УМ передающего канала ППМ.

Преобразование переменного напряжения бортовой сети 200 В 400 Гц в постоянное 270 В осуществляется AC-DC преобразователем. Далее с выхода AC-DC преобразователя через кабельную сеть и распределительную систему напряжение промежуточной шины 270 В поступает на входы ПН, входящих конструктивно в ППМ. Как правило, кабельная сеть имеет протяженность от единиц до десятков метров, а распределительная система содержит схемы фильтрации, коммутации, защиты от перегрузки по току и т. д.

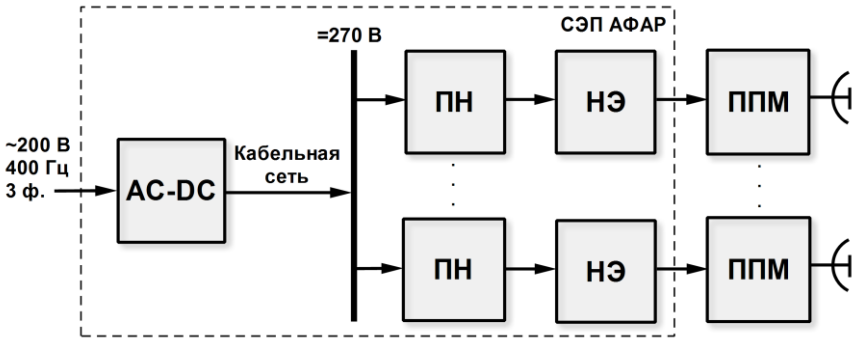


Рис.1. Структурная схема системы электропитания АФАР

На выходе каждого ПН установлен индуктивно-емкостный НЭ $L_{нэ}$-$C_{нэ}$. Как правило, ПН управляется внешней командой включения, которая разрешает или запрещает выдачу выходного напряжения. Для управления выходной мощностью ППМ напряжение на выходе ПН является регулируемым и задается кодом, поступающим из контроллера ППМ. Функциональная схема тракта электропитания выходного УМ передающего канала ППМ приведена на рисунке 2. В схеме на рисунке $U_{рег}$ – код, поступающий от контроллера; $U_{вх}$ и $U_{вых}$ – напряжения на входе ПН и выходе НЭ соответственно.

Рассмотрим далее работу ПН в составе СЭП.

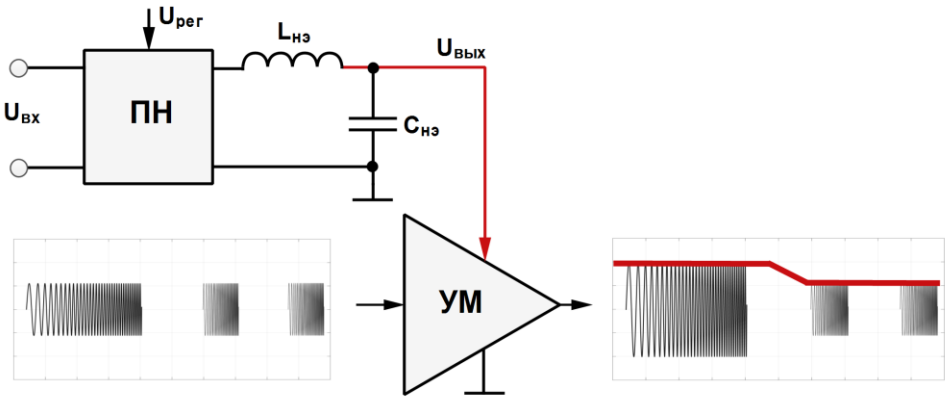


Рис.2. Функциональная схема тракта электропитания выходного УМ

3. Переходные процессы и способы их снижения

При наличии в цепи постоянного тока 270 В механических или электронных коммутаторов подключение выхода AC-DC преобразователя к распределительной

системе происходит за короткое время. При этом на ПН не подан сигнал включения – и он потребляет минимальный ток (далее – дежурный режим). Эквивалентная схема СЭП для этого случая приведена на рисунке 3. В схеме U – напряжение на выходе AC-DC преобразователя; R_0 – эквивалентное внутреннее сопротивление AC-DC преобразователя; $R_п$ – суммарное сопротивление кабельной сети и распределительной системы; $R_Н$ – эквивалентное входное сопротивление всех ПН в дежурном режиме; $L_п$ – суммарная индуктивность кабельной сети и распределительной системы; $C_Н$ – суммарная входная емкость всех ПН; K – коммутатор.

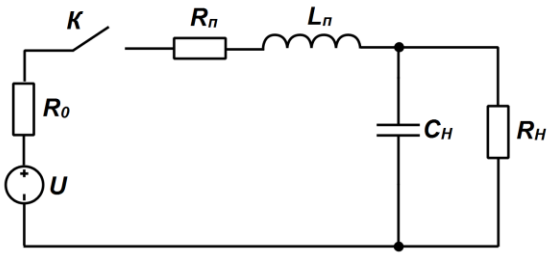
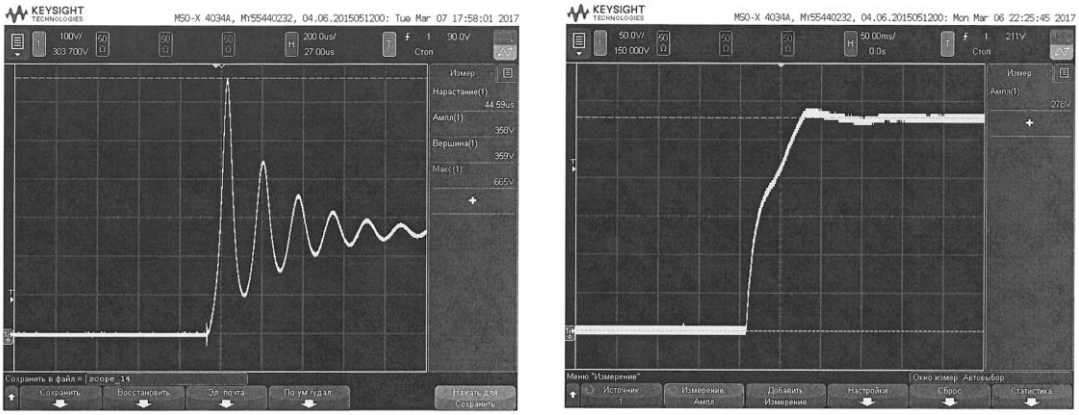


Рис.3. Эквивалентная схема СЭП

Пусть на выходе AC-DC преобразователя наличествует напряжение постоянного тока 270 В. После замыкания коммутатора K возникает затухающий колебательный процесс в электрическом контуре, образованном индуктивностью $L_п$ и емкостью $C_Н$. При значительной протяженности кабельной сети амплитуда этого колебательного процесса становится столь большой, что нередко приводит к пробою входных конденсаторов ПН из-за перенапряжения. На рисунке 4а в качестве примера приведена осциллограмма напряжения на входе ПН при подключении AC-DC преобразователя к кабельной сети длиной 50 м.



а) *б)*

Рис.4. Осциллограммы напряжения на входе ПН: без плавного запуска (а) и при его наличии (б) в AC-DC преобразователе

Как видно из осциллограммы, максимальное напряжение на входе ПН достигает 665 В при номинальной величине 270 В. Очевидно, столь большое превышение напряжения промежуточной шины недопустимо, так как может привести к электрическому пробою элементов во входных цепях ПН.

В то же время, если исключить механическую (электронную) коммутацию цепи постоянного тока 270 В в процессе работы АФАР (то есть AC-DC преобразователь должен быть постоянно подключен к промежуточной шине) и осуществлять дистанционное включение AC-DC преобразователя, оснащенного схемой плавного запуска (обеспечивает постепенное нарастание выходного напряжения), подачей команды включения, то колебательного процесса практически не происходит, что отражено на рисунке 4б.

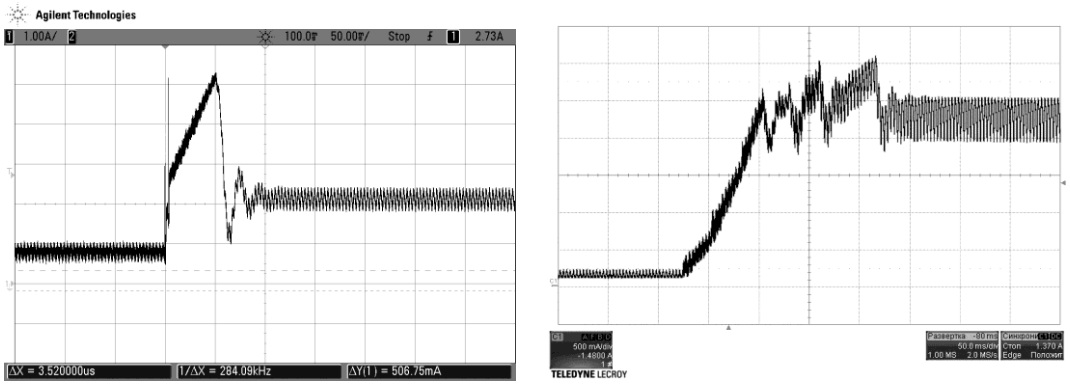
После подачи напряжения на вход ПН от контроллера поступает команда включения. В этот момент времени НЭ полностью разряжен и, как нагрузка ПН, представляет собой короткое замыкание. Большинство серийно выпускаемых моделей ПН в этом случае переходят в режим циклического перезапуска, что не позволяет им зарядить НЭ, что ограничивает применение таких ПН в составе ППМ. Некоторые ПН (например, производства фирмы «Vicor») переходят в режим ограничения выходного тока и осуществляют заряд НЭ, хотя производитель считает такой режим нежелательным.

После заряда конденсатора ПН переходит в режим стабилизации напряжения – и его выходной ток уменьшается до номинального значения или холостого хода. ПН потребляет максимальный ток в конце заряда НЭ, когда выходное напряжение ПН максимально. Осциллограмма тока потребления ПН при заряде НЭ приведена на рисунке 5а.

Учитывая, что заряд НЭ всех ПН при одновременном включении происходит так же одновременно, величина тока, потребляемого от AC-DC преобразователя, превышает номинальную в несколько раз. Такой режим работы является нежелательным и обычно приводит к перегрузке AC-DC преобразователя, что в целом снижает надежность СЭП.

Для снижения амплитуды броска тока потребления от AC-DC преобразователя целесообразно организовать ступенчатое включение всех ПН, разбив их на несколько групп. При количестве групп более трех амплитуда броска тока становится приемлемой и, как правило, не превышает среднего тока потребления на 20-25%.

Осциллограмма тока потребления группы из четырех включаемых ступенчато ПН при заряде НЭ приведена на рисунке 5б.



а) *б)*

Рис.5. Осциллограммы тока потребления ПН при заряде НЭ: одновременное (а) и ступенчатое (б) включение ППМ

Как видно из рисунка, пиковый ток потребления лишь незначительно превышает среднее его значение, что исключает перегрузку AC-DC преобразователя, а значит, повышает надежность СЭП.

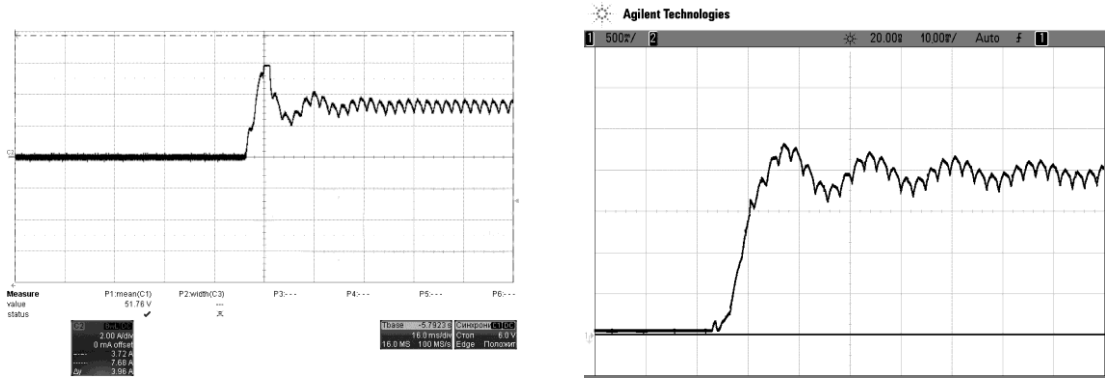
После заряда НЭ до требуемого напряжения и до начала работы АФАР на передачу ПН переходит в режим, близкий к холостому ходу. Подобная ситуация возникает и при изменении режима работы АФАР, а также при прохождении лучом АФАР сектора с запретом излучения. В этом случае имеет место колебательный процесс в электрическом контуре, образованном накопительными конденсатором и дросселем. В зависимости от параметров НЭ пиковая величина выходного тока ПН может в несколько раз превышать среднее значение при работе АФАР на передачу, что приводит к перегрузке ПН по току. Осциллограмма входного тока ПН при работе АФАР на передачу приведена на рисунке 6а.

Учитывая, что рассматриваемый переходный процесс происходит одновременно во всех ППМ, это приводит к значительному броску тока, потребляемого от AC-DC преобразователя.

Для уменьшения броска тока могут быть предложены несколько способов, основанных либо на смещении по времени начала передачи групп ППМ, либо на плавном нарастании тока потребления выходного УМ в передающем канале каждого ППМ, что не всегда реализуемо.

В простейшем случае все ППМ могут быть разделены на две равные группы с временем начала передачи, смещенном в одной группе относительно другой на половину периода колебаний тока.

Форма тока потребления группой ППМ от AC-DC преобразователя в этом случае будет иметь вид, показанный на рисунке 6б. Как видно из рисунка, амплитуда броска тока в начале работы АФАР на передачу уменьшена с 80% от среднего значения до 10-15%, что можно считать допустимым.



а) *б)*

Рис.6. Осциллограммы входного тока ПН при работе АФАР на передачу: без (а) и со смещением времени начала передачи (б)

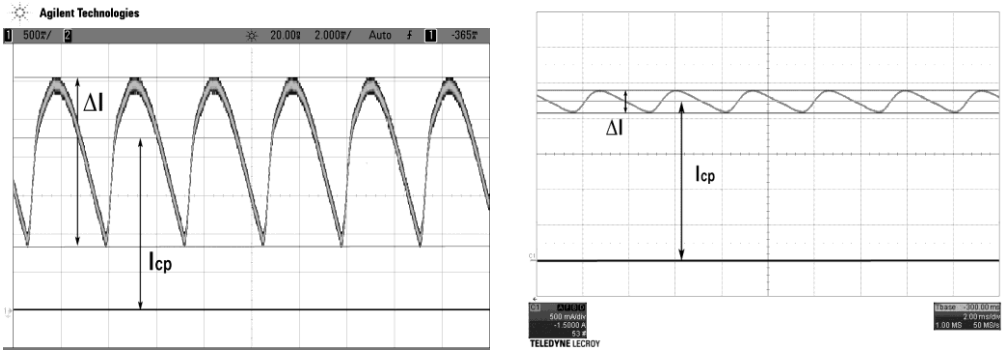
В ряде практических приложений с целью создания и быстрого изменения амплитудного распределения АФАР применяют оперативную регулировку выходной мощности ППМ путем изменения напряжения электропитания выходного УМ в

передающем канале ППМ [4]. В этом случае ПН должен обеспечивать максимально быстрое изменение выходного напряжения до требуемой величины. В процессе регулировки при снижении величины выходного напряжения ПН на некоторое время переходит в режим, близкий к холостому ходу, а излишняя энергия, запасенная в НЭ, расходуется на электропитание выходного УМ до момента достижения напряжения на НЭ требуемого значения. При увеличении выходного напряжения часть выходного тока ПН расходуется на электропитание выходного УМ, другая часть – на заряд НЭ до требуемой величины. Так как уменьшение скорости регулировки напряжения нежелательно, то при увеличении выходного напряжения ПН используют максимально возможную выходную мощность, при этом происходит перегрузка ПН по току.

Для снижения амплитуды бросков тока, потребляемого от AC-DC преобразователя, при регулировке выходных напряжений ПН целесообразно объединять таким образом, чтобы при изменении амплитудного распределения АФАР половина ПН в группе осуществляла перестройку выходных напряжений «вверх», а вторая половина – перестройку «вниз». В этом случае амплитуда броска тока, потребляемого группами ПН от AC-DC преобразователя, будет минимальной.

В течение длительности формируемого зондирующего радиоимпульса в ПН происходит разряд НЭ на некоторую величину напряжения ΔU, называемую обычно "сколом". В том случае, если разработчик ПН не использует дроссель в составе НЭ или выбирает его слишком малой индуктивности, имеет место модуляция тока, потребляемого как от ПН, так и от AC-DC преобразователя. Модуляция тока потребления более 10-20% от среднего значения является, как правило, недопустимой для бортовой радиоэлектронной аппаратуры [5]. На рисунке 7а приведена осциллограмма тока, потребляемого ПН от AC-DC преобразователя, при неправильно выбранной (слишком малой) индуктивности дросселя. Как видно из рисунка, размах пульсации тока потребления ΔI составляет около 90% от среднего значения $I_{ср}$.

При правильно выбранной индуктивности дросселя форма тока, потребляемого от AC-DC преобразователя, будет иметь вид, приведенный на рисунке 7б.



а) *б)*

Рис. 7. Осциллограммы тока потребления ПН от AC-DC преобразователя: малая (а) и достаточная индуктивность токоограничивающего дросселя (б)

Для обеспечения допустимого уровня пульсации тока потребления ПН индуктивность дросселя должна составлять не менее

$$L_{нэ} = \frac{(I_И/\Delta I + 1)T^2}{(2\pi)^2 C_{нэ}} \quad (1)$$

где $I_И$ – импульсный ток нагрузки; ΔI – допустимый размах пульсации тока нагрузки; T – период повторения зондирующих радиоимпульсов; $C_{нэ}$ – ёмкость накопительного конденсатора.

На практике величину ΔI следует выбирать не более 10…20% от величины $I_И$. В то же время слишком малая величина ΔI нежелательна, так как это приводит к увеличению массы и габаритов дросселя НЭ, а также амплитуды и длительности переходных процессов в НЭ при работе АФАР на передачу.

4. Ограничение выходного тока преобразователя напряжения

Как было показано выше, при работе ПН в составе СЭП имеют место переходные процессы, которые часто приводят к перегрузке ПН по выходному току.

Так как влиять на режимы работы серийно выпускаемых унифицированных ПН разработчик, как правило, не может, то с целью повышения надежности СЭП представляется необходимым между ПН и НЭ установить активный регулирующий элемент, ограничивающий ток на уровне, меньшем максимально допустимого для используемого ПН. В качестве такого регулирующего элемента может быть использован мощный полевой транзистор типа МОП. Такие транзисторы имеют очень малое сопротивление открытого канала сток-исток, что практически исключает энергетические потери при работе в установившемся режиме. В то же время МОП транзисторы позволяют рассеивать значительную мощность во время переходного процесса при заряде НЭ.

Структурная схема ограничителя выходного тока ПН представлена на рисунке 8. В схеме на рисунке ДТ – датчик тока, РЭ – регулирующий элемент, СУ – схема управления.

Рассмотрим выбор регулирующего транзистора ограничителя выходного тока ПН. Исходными данными являются максимальное выходное напряжение ПН $U_{макс}$, средний ток нагрузки $I_{н.ср}$, максимальный выходной ток ПН $I_{макс}$ и емкость накопительного конденсатора $C_{нэ}$.

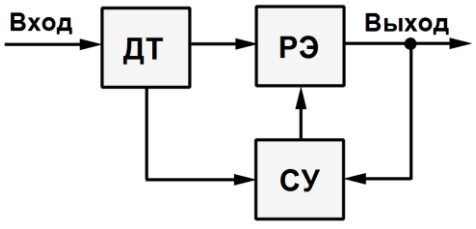


Рис. 8. Структурная схема ограничителя выходного тока ПН

Для обеспечения корректной работы схемы необходимо выбрать порог ограничения тока бóльшим, чем средний ток нагрузки, и мéньшим, чем максимальный выходной ток ПН. Целесообразно выбрать величину порога тока ограничения, близкую

к среднему арифметическому среднего тока нагрузки и максимального выходного тока ПН:

$$I_{огр} = \frac{I_{н.ср} + I_{макс}}{2}. \quad (2)$$

Пиковая мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе, составит

$$P_{макс} = I_{огр} U_{макс}. \quad (3)$$

Максимальное время работы схемы в режиме ограничения тока может быть найдено как:

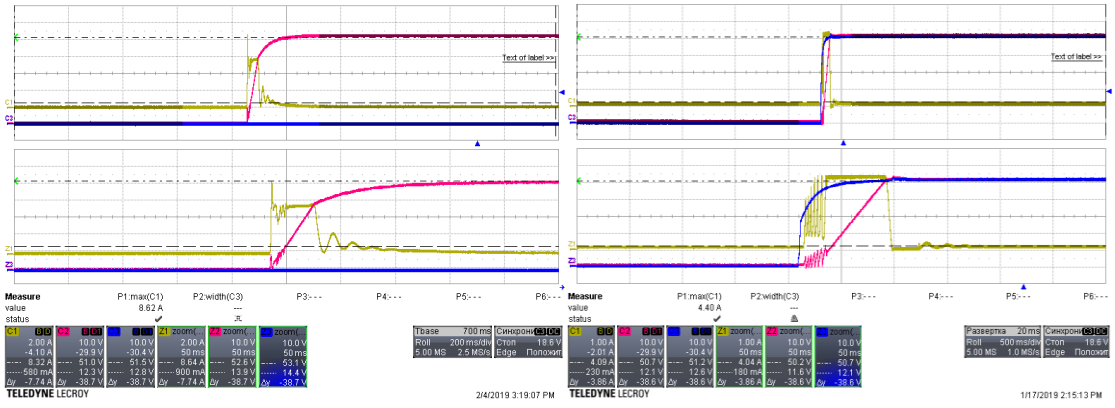
$$t_{макс} = -C_{нэ} R_{нэ} \ln\left(1 - \frac{U_{макс}}{i_{огр} R_{нэ}}\right), \quad (4)$$

где $R_{нэ} = U_{макс} / I_{н.ср}$ – среднее эквивалентное сопротивление нагрузки.

Исходя из полученного времени ограничения $t_{макс}$, пиковой рассеиваемой мощности $P_{макс}$ и максимального выходного напряжения преобразователя $U_{макс}$ следует выбрать регулирующий транзистор по области безопасных режимов, приведенной в документации на него.

Необходимо отметить, что применение ограничителя тока является компромиссным решением, направленным на адаптацию унифицированных ПН для работы в составе СЭП. Такое решение не является оптимальным с точки зрения массогабаритных показателей и показателей надежности СЭП. В то же время разработка ПН, предназначенного для работы с емкостными НЭ и импульсной нагрузкой и обеспечивающего корректную работу в режиме ограничения тока, позволит исключить необходимость введения схем ограничения тока в состав СЭП.

Для примера, осциллограммы, иллюстрирующие работу ПН без и с ограничителем выходного тока во время заряда НЭ при включении, приведены на рисунке 9. На рисунке 9*а* синим цветов показано напряжение на выходе ПН, красным – на выходе ограничителя, желтым – выходной ток ПН. Как видно из осциллограмм, амплитуда броска тока при использовании ограничителя сократилась с 8,6 А до 4,4 А при допустимом максимальном токе нагрузки ПН 5,2 А.



а) *б)*

Рис. 9. Заряд накопительного конденсатора при включении ПН по команде от контроллера: без ограничителя тока (а) и с ограничителем тока (б)

Предложенное схемотехническое решение позволяет не только обезопасить ПН от работы в аварийных режимах при переходных процессах, но и позволяет использовать в составе ППМ широкую номенклатуру серийных ПН, не способных включаться на НЭ большой емкости по причине циклического перезапуска схем защиты.

5. Заключение

Для обеспечения высоких показателей надежности СЭП радиолокационных АФАР необходимо учитывать наличие совокупности переходных процессов, возникающих в них при различных режимах работы РЛС, а также перегрузку по выходному току используемых преобразователей напряжения. Резюмируя полученные в работе результаты, отметим следующее.

1. Для снижения амплитуды переходных процессов, возникающих при включении напряжения промежуточной высоковольтной шины, до безопасных величин необходимо исключить коммутацию AC-DC преобразователя к ПН с помощью механических и электронных коммутаторов во время работы АФАР. Подача напряжения промежуточной шины в этом случае должна осуществляться по команде включения AC-DC преобразователя, выход которого постоянно подключен к промежуточной шине. При этом AC-DC преобразователь должен иметь схему плавного запуска, обеспечивающую постепенное нарастание выходного напряжения при подаче команды включения.

2. Для снижения амплитуды бросков тока потребления ПН от промежуточной высоковольтной шины целесообразно организовать ступенчатое включение ППМ, а также смещать по времени начало работы ППМ на передачу.

3. Для снижения амплитуды бросков тока потребления ПН от промежуточной высоковольтной шины при регулировке выходной мощности ППМ за счет изменения напряжения электропитания выходного УМ передающего канала ППМ целесообразно объединять ПН таким образом, чтобы половина ПН в группе осуществляла перестройку выходных напряжений «вверх», а вторая половина – перестройку «вниз».

4. Обеспечение допустимого уровня пульсации тока потребления ПН от промежуточной высоковольтной шины достигается правильным выбором индуктивности дросселя накопителя.

5. Предложенный ограничитель тока необходимо использовать совместно с серийно выпускаемыми унифицированными ПН для обеспечения рекомендованных производителем режимов работы последних и, как следствие, для повышения надежности СЭП.

6. Применение ограничителя тока является компромиссным решением, направленным на адаптацию унифицированных ПН для работы в составе СЭП. Такое решение не является оптимальным с точки зрения массогабаритных показателей и показателей надежности. В то же время разработка ПН, предназначенного для работы с емкостными накопителями электроэнергии и импульсной нагрузкой и обеспечивающего корректную работу в режиме ограничения тока, позволит исключить необходимость введения схем ограничения тока в состав СЭП.

Литература

1. Верба В.С. Радиолокационные системы авиационных комплексов радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. – 536 с.
2. Белый Ю.И. Антенны и радары с электронным управлением лучом / Белый Ю.И., Езопов А.В., Кауфман Г.Ф., Синани А.И., Усманов Р.Р. и др. М.: Радиотехника, 2016. – 234 с.
3. Канащенков А.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолётов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолётов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Колтышев Е.Е., Татарский Б.Г., Самарин О.Ф., Канащенков А.И., Меркулов В.И. и др. М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
4. Королев А.В., Кушнерев Н.А., Родин М.В. Об электропитании выходных усилительных каскадов приёмо-передающих модулей импульсных РЛС с АФАР // Электропитание, 2016, № 2. – С. 33-41.
5. Кныш В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоиздат, 1981. – 160 с.

References

1. Verba, V. S. Radars for airborne warning and control systems. Principles of construction, problems of development and features of functioning. M.: Radiotekhnika, 2014. – 536 p.
2. Beliy, Y. I. Radars and antennas with electronic beam control / Beliy Y.I., Ezopov A.V., Kaufman G.F., Sinani A.I., Usmanov R.R. et al. M.: Radiotekhnika, 2016. – 234 p.
3. Kanashchenkov A.I. Radar systems of multifunctional aircraft. Vol.1. Radar – information basis of multifunctional aircraft hostilities. Systems and algorithms for primary processing of radar signals / Kanashchenkov A.I., Koltyshev E.E., Samarin O.F., Merkulov V.I., Tatarskiy B.G. et al. M.: Radiotekhnika, 2006. – 656 p.
4. Korolev, A. V. About power supply of power amplifier of TRM in radar AESA / Korolev A. V., Kushnerev N. A., Rodin M. V. // Elektropitanie, 2016, No. 2. – Pp. 33-41.
5. Knish, V. A. Semiconductor converters in the systems of the charge storage capacitors. L.: Energoizdat, 1981. – 160 p.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОДУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА В АКТИВНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ

И.Л. Железняк[1], С.Ю. Федосеев[1], В.И. Тамбовцев[2]

[1]Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА». Челябинск, Россия
[2]Южно-Уральский государственный университет, Челябинск, Россия

Аннотация. В работе исследуется процесс преобразования в активном диэлектрике модулированного радиосигнала в акустические колебания. При этом анализируются механизмы взаимодействия модулированного высокочастотного сигнала с активным диэлектриком и соответствующие спектральные преобразования.

Ключевые слова: активный диэлектрик, пьезоэффект, амплитудная модуляция, спектральные преобразования.

TRANSFORMATION OF MODULATED RADIO SIGNAL IN ACTIVE DIELECTRIC

S. Fedoseev[1], I. Zheleznyak[1], V. Tambovcev[2]

[1] Branch Air Force Academy (VUNTS VVS VVA BSF), Chelyabinsk, Russia
[2]South Ural State University. Chelyabinsk, Russia

Abstract. The work studies the process of conversion in the active dielectric of a modulated radio signal into acoustic oscillations. In this case, the mechanisms of interaction of a modulated high-frequency signal with an active dielectric and the corresponding spectral transformations are analyzed.

Keywords: active dielectric, piezoelectric effect, amplitude modulation, spectral transformations.

1. Введение

В работе исследуется и анализируется процесс преобразования в активном диэлектрике модулированного радиосигнала в акустические колебания. При этом анализируются нелинейные механизмы взаимодействия модулированного высокочастотного сигнала с активным диэлектриком и соответствующие спектральные преобразования.

2. Преобразование модулированного сигнала в активном диэлектрике

Активный диэлектрик – это такой диэлектрик, в котором наблюдаются прямые и обратные пьезопреобразования [1]. В аналоговом физическом эксперименте рассматривается электроакустический эффект (радиозвук) в активном диэлектрике [2]. В качестве активного диэлектрика используется сегнетоэлектрик или пьезоэлектрик. В основе принципа действия лежит обратный пьезоэффект (линейный электромеханический эффект). Он наблюдается только в нецентросимметричных кристаллах или текстурах. Линейность обратного пьезоэффекта связана с собственной полярностью кристалла. При большой величине внутрикристаллического поля внешнее электрическое поле увеличивает взаимное смещение ионов или уменьшает его, при этом не изменяется направление внутренней поляризации [1].

Пьезоэффект можно индуцировать в любом активном диэлектрике. Пьезоэлектрики можно получить, например, из поли доменных сегнетоэлектриков, в которых «суммарный» пьезоэффект не наблюдался, хотя наблюдался в каждом домене. Для этого предварительную электрическую поляризацию получают при повышенной температуре. Механизмы образования электрического момента (поляризованного состояния) электронами, ионами и диполями различны. При жесткой и упругой связи внешние воздействия (электрическое, механическое) приводят к малым отклонениям от неполярного состояния. Это упругая поляризация. При выключении внешнего воздействия система быстро возвращается в неполяризованное состояние. Существует тепловая и миграционная поляризация. Тепловая поляризация связана с тепловым (хаотическим) движением частиц диэлектрика, которые совершают большие тепловые скачки порядка атомных размеров. Тепловые механизмы инерционны по сравнению с упругими. Миграционная поляризация связана с возникновением зарядов на границах неоднородностей и приводит к наибольшему перемещению связанных зарядов. В пьезоэлектриках инерционная миграционная поляризация обусловлена доменами разных размеров и ориентации. Время релаксации для упругой поляризации 10^{-16} – 10^{-12} с, для тепловой –10^{-10} - 10^{-4} с, для миграционной – 10^{-3} с [1]. Для пьезоэлектриков характерны пьезоэлектрический резонанс при низкой частоте (амплитуда колебаний нарастает, смещения синфазны) и антирезонанс при повышении частоты (смещения диполей противофазны направлению внешнего поля). Резонансная частота зависит от геометрических размеров и свойств кристалла.

Экспериментальная установка, на которой были исследованы процессы преобразования модулированных сигналов в звуковые, содержит низкочастотный и высокочастотный генераторы, пьезоэлектрик ЗП-19 и осциллограф [3]. С использованием в эксперименте немодулированного и частотно-модулированного сигналов звукового сигнала не наблюдалось. При использовании амплитудно-модулированного (АМ) сигнала с тональной и импульсной модуляцией (ИМ) звуковой сигнал наблюдался на частоте модуляции для АМ сигнала и на частоте повторения для ИМ сигнала.

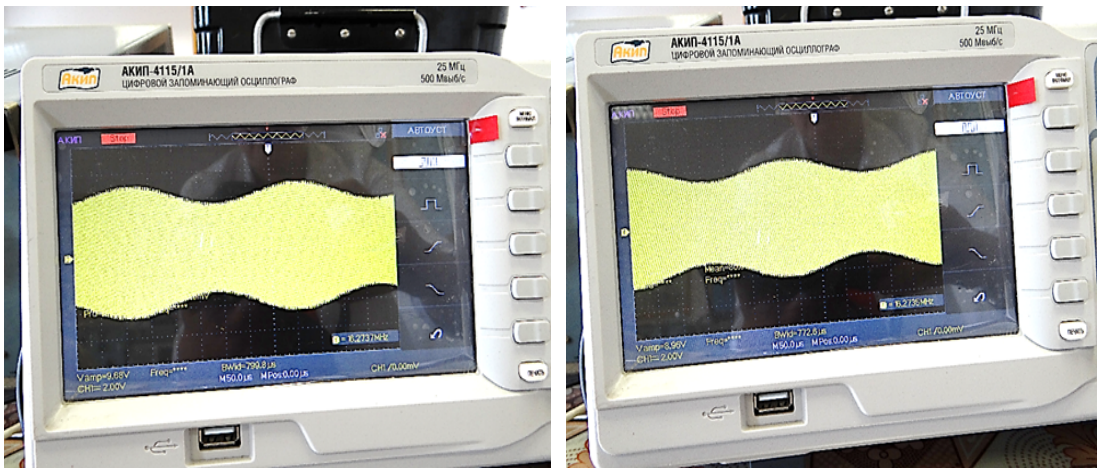


Рис.1. Снижение уровня сигнала на пьезоэлектрике при АМ.

При внешней амплитудной модуляции с модулирующей частотой 2 ÷ 4 кГц уровень сигнала на пьезоэлектрике снижается по сравнению с входным сигналом с 9.68 до 8.96 В (см. рис. 1). При внешней импульсной модуляции с частотой повторения 2 ÷ 4 кГц уровень сигнала на пьезоэлектрике снижается по сравнению с входным сигналом с 2.68 до 2.52 В. Было замечено увеличение уровня звукового сигнала при увеличении амплитуды модулирующего сигнала и уменьшение уровня звукового сигнала при увеличении уровня сигнала. Уровень звука при импульсной модуляции выше, чем уровень звука при тональной амплитудной модуляции.

Резонансное звучание пьезоэлектрика наблюдается при подключении его к генератору ГЗ-33 на частоте 2.635 кГц. Тот же резонанс наблюдается при подаче АМ сигнала на ЗП-19 на частоте 2.635 кГц. Наблюдаемые в эксперименте эффекты, возможно, связаны с инерционными видами поляризации пьезоэлектрика, а уменьшение уровня звукового сигнала при увеличении уровня несущей гармоники – с большой величиной внутрикристаллического поля и его уменьшением путем приложения внешнего электрического поля (при этом не изменяется направление внутренней поляризации).

3. Преобразование спектра амплитудного модулированного сигнала в спектр звукового сигнала

Возникновение низкочастотной составляющей сигнала можно объяснить нелинейностью этого активного диэлектрика. Ток *i(t)* и напряжение *u(t)* функционально связаны нелинейной вольт-амперной характеристикой. Ограничимся, например, аппроксимацией в виде полинома второй степени [4]:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2,$$

где a_0 – постоянная составляющая, *[А]*; a_1 – активная проводимость, *[Ом$^{-1}$]* ; a_2 – коэффициент квадратичной поправки, *[Ом$^{-2}$]*.

Например, для биений (в виде АМ с одной боковой частотой) получаем:

$$i = a_0 + a_1 U_{m1}\cos\omega_1 t + a_1 U_{m2}\cos\omega_2 t +$$

$$+ a_2\left(U_{m1}\cos\omega_1 t + U_{m2}\cos\omega_2 t\right)^2 = a_0 + a_1 U_{m1}\cos\omega_1 t + a_1 U_{m2}\cos\omega_2 t + + \frac{1}{2}a_2 U_{m1}^2 + \frac{1}{2}a_2 U_{m2}^2$$

$$+ \frac{1}{2}a_2 U_{m1}^2\cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2}a_2 U_{m2}^2\cos 2\omega_2 t +$$

$$+ 2a_2 U_{m1}U_{m2}\cos(\omega_1 + \omega_2)t + 2a_2 U_{m1}U_{m2}\cos(\omega_1 - \omega_2)t.$$

Если $\omega_1 = \omega_н + \Omega$, а $\omega_2 = \omega_н$ – боковая гармоника и несущая АМ сигнала соответственно, то $\omega_1 - \omega_2 = \Omega$ - модулирующая частота. Здесь представлена последней спектральной составляющей (НЧ), что и наблюдается в экспериментах по радиозвуку.

4. Заключение

Рассмотрено эффект преобразования амплитудно-модулированного ВЧ сигнала в активном диэлектрике в НЧ сигнал, сопровождающийся звучанием пьезосигнализатора. Преобразование связано с нелинейностью характеристики активного диэлектрика,

связанные с поляризационными явлениями. Планируются провести опыты с целью обнаружения радиозвука в жидкокристаллических активных диэлектриках.

Литература

1. Поплавко Ю.М., Переверзева Л.П., Раевский И.П. Физика активных диэлектриков. – Ростов н /Д. 2009. – 480 с.
2. Тамбовцев В.И., Железняк И.Л., Копыркин А.А. Микроволновый звуковой эффект преобразования модулированного радиосигнала. – Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018г. Том 21, №3. Стр.110 – 117 с.
3. Федосеев С.Ю., Тамбовцев В.И., Железняк И.Л. Ударное воздействие модулированного сигнала на термоупругое вещество // Материалы XVI международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», Миасс. - 2018, т. 4. – С. 6-7.
4. Саидов Б.Б., Следнев И.С., Тамбовцев В.И.. Преобразования спектра сигнала в активном нелинейном элементе с кубической характеристикой (Опубликована в Материалах XXV международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2019 год).

References

1. Poplavko Yu.M., Pereverzeva L.P., Raevsky I.P. Physic of active dielectrics. - Rostov n / D. 2009. – 480 s.
2. Tambovtsev V.I., Zheleznyak I.L., Kopyrkina A.A..Microwave sound effect of modulated radio signal conversion.: Journal - Physics of wave processes and radio engineering systems. 2018, Vol. 21, №3. Page. 110 - 117 s.
3. Fedoseev S., Tambovtsev V., Zheleznyak I. Impact of a modulated signal on a thermoelastic substance / Materials of the XVI International Scientific and Technical Conference "Physics and Technical Applications of Wave Processes", Miass. - 2018, vol.4. - p. 6-7
5. Saidov B.B., Slednev I.S., Tambovtsev V.I.. Transformations of the signal spectrum in an active nonlinear element with cubic characteristics (Published in Materials of the XXV International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication", 2019)

Н а у ч н о е и з д а н и е

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.)

Т о м 5

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 05.04.2019. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 27,3. Тираж 120. Заказ 242

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинала-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:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru