RLNC*2018

Сборник трудов
XXIV Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной
100-летию Воронежского государственного университета,
60-летию АО «Концерн «Созвездие»,
65-летию ИРЭ РАН им. В. А. Котельникова
и 110-летию со дня рождения В. А. Котельникова.

Том 5

РОССИЯ

XXIV международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 5

Секции 10-12

17-19 апреля 2018 г.

Воронеж

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»
Физический факультет

АО «Концерн «Созвездие»

Р15

Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). В 5-и томах. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018, - 2230 с.
ISBN 978-5-9500319-3-9

Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). **Том 5.** – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. - 445 с.
ISBN 978-5-9500319-8-4

© АО «Концерн «Созвездие», 2018
ISBN 978-5-9500319-3-9
© ФГБОУ ВО «ВГУ», 2018
ISBN 978-5-9500319-8-4
© ООО «ВЭЛБОРН», 2018

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЙ ПУТЬ РАЗВИТИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ
В. И. Борисов 1

МИКРОВОЛНОВАЯ СИСТЕМА ПЕРСОНАЛЬНОГО ДОСМОТРА ЛЮДЕЙ В ВЕРХНЕЙ ОДЕЖДЕ В ДВИЖЕНИИ В МЕСТАХ МАССОВОГО СКОПЛЕНИЯ, ПЕРЕДВИЖЕНИЯ И НА ОСОБО ОХРАНЯЕМЫХ ОБЪЕКТАХ
А. В. Журавлев, В. В. Разевиг, С. И. Ивашов, А. С. Бугаев 7

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ НАУКИ КАК ОТРАСЛИ ЦИФРОВОЙ ЭКОНОМИКИ
А. А. Зацаринный 20

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

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАПРОСОВ К БАЗЕ ДАННЫХ
Г. А. Тукманов 32

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ СЖАТЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В. И. Парфенов, Н. А. Кунаева.....37

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МОНИТОРИНГА СЕТИ, ОСНОВАННОЙ НА ТРАНСПОРТНОЙ ТЕХНОЛОГИИ МНОГОПРОТОКОЛЬНОЙ КОММУТАЦИИ ПО МЕТКАМ
А. В. Карпов, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Р. К. Шостак 46

ВЛИЯНИЕ АППЛИКАТИВНОГО ФОНА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВУМЕРНОГО СИГНАЛА
В. Н. Верещагин 50

ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ДЕКОДЕР ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С НЕРЕГУЛЯРНОЙ СТРУКТУРОЙ КОДИРОВАНИЯ
М. А. Засорин.....63

ГЕНЕРАЦИЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ СДВИГАЮЩИМИ РЕГИСТРАМИ
А. С. Щеголеватых, А. А. Черницкий, М. А. Черницкий 70

ЗАВИСИМОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ НИЗКОЧАСТОТНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОМ РАЗМЕЩЕНИИ ПРИЕМНИКА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ
А. Ф. Чипига, В. П. Пашинцев, В. А. Цимбал, И. В. Анзин 77

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ
Т. М. Печень, Е. В. Глушкевич, М. С. Горобец, А. А. Брушков 82

ИССЛЕДОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОЛОЖЕНИЯ ФРАГМЕНТА ИЗОБРАЖЕНИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ ТИПА ДИСКРИМИНАТОР - ОГРАНИЧИТЕЛЬ
Ю. С. Радченко, О. А. Машарова.....89

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 100

КОМПЕНСАЦИЯ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ РЕКУРСИВНЫМ АЛГОРИТМОМ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ
А. В. Журавлев, В. Г. Маркин 110

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ РАЙСОВСКОГО ТИПА
Д. В. Мокринский.....115

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ НА ОБЪЕКТЕ УПРАВЛЕНИЯ
А. В. Карпов, Ю. К. Худайназаров 123

МНОГОКАНАЛЬНОЕ РАДИОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО С РАСШИРЕННЫМ ЧАСТОТНЫМ ДИАПАЗОНОМ ПРИЕМА
С. А. Ермаков.....129

МОДЕЛЬ SDR-ПРИЕМНИКА С ПРОЦЕДУРОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОГО СИНГУЛЯРНОГО АНАЛИЗА
А. А. Васильченко 134

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Ю. С. Ионенков 140

НЕКОГЕРЕНТНАЯ КВАЗИПРАВДОПОДОБНАЯ ОЦЕНКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ РЕГУЛЯРНОГО РАДИОСИГНАЛА
Ю. Э. Корчагин, Н. С. Овчинникова 150

О ВАЖНОСТИ КОРРЕКЦИИ ВЫСОКИХ ПОРЯДКОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ М. А. Евсеев.....158

ОБ ИНТУИЦИИ В ЦИФРОВОЙ ПЛАТФОРМЕ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
К. И. Волович, С. А. Денисов, В. А. Кондрашев.....164

ОБНАРУЖЕНИЕ ДИСКРЕТНЫХ РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ПО СЖАТЫМ ДАННЫМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ COMPRESSIVE SENSING
В. И. Парфенов, Д. Ю. Голованов.....171

ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ЧАСТОТОЙ, НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ
Ю. Э. Корчагин, С. В. Корольков, Д. Н. Шепелев 183

ОЦЕНКА ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОТ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ В НЕОДНОРОДНОМ КАНАЛЕ. ЧАСТЬ 1. ОЦЕНКА ОСЛАБЛЕНИЯ СИГНАЛА
В. Е. Прохоров, С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, И. И. Малышев 193

ОЦЕНКА ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОТ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ В НЕОДНОРОДНОМ КАНАЛЕ. ЧАСТЬ 2. ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ
В. Е. Прохоров, С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, И. И. Малышев 206

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПО МАКСИМУМУ НОРМИРОВАННОГО КОРРЕЛЯТОРА
И. В. Гоголев, Г. Ю. Яшин 215

ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И ЖИВУЧЕСТИ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ
Д. А. Кошелев 224

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНОГО ИЗБЫТОЧНОГО КОДА НА БАЗЕ КОГНИТИВНОГО ПОДХОДА
А. А. Гладких, А. А. Шагарова, С. В. Шахтанов.....230

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ВОЕННОСЛУЖАЩИХ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ДАННЫХ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ
Т. В. Арутюнян 240

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРАХ С ПРОРЕЖИВАНИЕМ ПО ВРЕМЕНИ
А. Ю. Линович.....249

ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЛОЧНОЙ АДАПТИВНОЙ РЕШЕТЧАТОЙ ФИЛЬТРАЦИИ
И. Е. Чухломин, Н. А. Файзулин.....258

ПОСТРОЕНИЕ ЛОКАЛЬНО-ДЕКОДИРУЕМЫХ КОДОВ НА БАЗЕ КОДОВ-ПРОИЗВЕДЕНИЙ С ПРОСТОЙ ПРОВЕРКОЙ НА ЧЕТНОСТЬ ПРОИЗВОЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ
Р. В. Климов.....265

ПРИВЕДЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА К ЗАДАЧЕ ЛЯПУНОВА
Н. Д. Бирюк, В. В. Юргелас.....273

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА В КАНАЛАХ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
Н. В. Савищенко, О. А. Остроумов, Е. В. Лебеда 279

РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ РЕСЭМЛЕРОВ НА ПЛИС
М. И. Спажакин, А. Б. Токарев 284

РАСПОЗНАВАНИЕ ТИПОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО ИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СИГНАТУРАМ
Д. А. Суздальцев, А. А. Алексеев 291

СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХИ С ИЗВЕСТНОЙ СТРУКТУРОЙ В КОГЕРЕНТНОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС
А. В. Смолин, В. В. Неровный 296

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО КОДИРОВАНИЯ
М. С. Соловьева.....309

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ
Л. И. Аверина, О. К. Каменцев.....312

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ДЕГРАДАЦИИ ЧИСЛА ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ
М. Л. Артемов, Е. Л. Абрамова.....320

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 328

ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ УСТОЙЧИВОГО ОЦЕНИВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ И ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ
В. Н. Якимов, А. В. Машков, А. В. Желонкин 338

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ РАЗЛИЧЕНИЯ ПОРЯДКА ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ
А. О. Липатов, М. А. Смолина, К. С. Калашников.....347

ЭФЕКТИВНОСТЬ РАЗЛИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ПРИ НАЛИЧИИ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ
А. В. Захаров, В. К. Маршаков.....354

ЭФФЕКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДВОИЧНЫХ БЛОКОВЫХ КОДОВ В СИСТЕМЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ
Н. А. Пчелин 368

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И КАНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ
Ю. Н. Прибытков, Н. А. Воеводин 374

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ПОСТРОЕНИЯ ТРЁХМЕРНЫХ СТРУКТУР ПОЛУЧЕННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗЛИЧНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ
Е. О. Дорохова, Е. А. Семенищев 382

ЗАДАЧА НАХОЖДЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПЕРАТИВНОСТИ CALL-ЦЕНТРА И ЕЕ РЕШЕНИЯ НА ОСНОВЕ МНОГОФАЗНОЙ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
А. В. Цимбал, А. В. Боронин.....389

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВЫДЕЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО ИЗОБРАЖЕНИЯМ
А. А. Васильченко, Г. А. Коптелов.....396

ОЦЕНИВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Е. А. Самойлин, С. А. Карпов, И. С. Алейник.....403

Том 2

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

ОЦЕНКА МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ИНТЕНСИВНОСТИ
В. Н. Верещагин 1

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАТИВНОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Д. В. Ганин 16

РАСПОЗНАВАНИЕ ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ В БИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧЕЛОВЕКА
Р. Р. Ибадов, В. П. Федосов, С. Р. Ибадов 22

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
В. А. Кузнецов, В. С. Марюхненко.....26

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

АКТИВИРУЮЩАЯ ПОДСИСТЕМА СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров.....39

АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ
Е. П. Петров, Н. Л. Харина, И. Е. Петров 45

АНАЛИЗ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНЫХ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ С РЕШЁТЧАТОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
А. М. Чингаева, Р. И. Травин 52

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ РАДИОСЕТЕЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ
И. В. Реджепов, А. А. Парфентьев, К. И. Гвозд 63

АНАЛИЗ СПОСОБОВ СКРЫТНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА
И. А. Мартынюк, А. А. Бречко, Н. В. Львова 70

ЗАВИСИМОСТЬ УРОВНЯ ТЕЛЕСМОТРЕНИЯ ТВ КАНАЛА И ОБЪЕМА ГЕНЕРИРУЕМОГО В НЕМ РЕКЛАМНОГО ИНВЕНТАРЯ ОТ ХАРАКТЕРИСТИК НАСТРОЙКИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ
В. А. Карпенко.....73

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЕВОЙ КОМПЛЕКСНОЙ АППАРАТНОЙ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ
Е. В. Сарафанников., Р. М. Гречнев 77

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ
Н. В. Савищенко, Е. В. Лебеда.....84

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕЛИЧИН ОТТОКА АБОНЕНТОВ БОЛЬШОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОКОНКУРЕНТНОГО РЫНКА МЕГАПОЛИСА
И. В. Астахов, Е. А. Рудакова 89

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРА ПРОТОКОЛА АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ВЫЗОВА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ
Е. А. Гаврилин, А. А. Крикунов, Д. А. Ковальков 93

КОМПЬЮТЕРНАЯ ПРОГРАММА ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХУРОВНЕВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ
Ю. А. Тамм.....99

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПЕРЕНОСИМЫХ МАГИСТРАЛЬНЫХ УЗЛОВЫХ СТАНЦИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ БОЛЬШИХ ОПТОВОЛОКОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ
Ю. А. Тамм, Н. Ф. Бух-Винер 102

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ СОВМЕСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ
С. М. Одоевский, В. П. Хоборова 106

МЕТОДИКА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Д. А. Иванов, А. И. Суетин 115

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА
О. С. Лаута, Д. А. Иванов, А. П. Нечепуренко, М. А. Власенко.....124

МЕТОДИКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА КОММУТАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПОЛЕВЫХ КОМПЛЕКСНЫХ АППАРАТНЫХ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АГЕНТНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
И. Г. Воробьев, Е. В. Сарафанников.....130

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ОСНОВЕ МЕТОДА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Д. А. Иванов, М. А. Гудков.....137

МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СО СРЕДОЙ РАДИКАЛОВ, КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ АКТИВИРУЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМЫ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров.....147

МОДЕЛЬ ПОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ АТАК НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов.....154

МОДЕЛЬ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ АППРОКСИМАЦИЮ СОСТОЯНИЯ РАДИОКАНАЛА СОСТАВНОЙ РАДИОЛИНИИ ПОТОКОМ СОВПАДЕНИЙ БИНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Н. А. Пылаев, В. И. Дмитриев.....158

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Е. А. Беспалый, С. И. Кузнецов 165

ОСОБЕННОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И СПОСОБЫ МАСКИРОВАНИЯ ДЕМАСКИРУЮЩИХ ПРИЗНАКОВ СРЕДСТВ ПРОАКТИВНОЙ ЗАЩИТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ
Р. В. Максимов, С. П. Соколовский, Д. Н. Орехов 169

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕДУРЫ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КОЛЛИЗИЙ НА КАЧЕСТВО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛА СЛУЧАЙНОГО ДОСТУПА В РАДИОКАНАЛЕ
А. А. Крикунов, Д. А. Ковальков, Е. А. Гаврилин 180

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ OFDM В КАНАЛАХ С БЫСТРЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ
В. Г. Карташевский, К. С. Слипенчуч, А. А. Филимонов 185

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. М. Рзуки.....196

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ
А. О. Горюнов.....202

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В СЕТЯХ СВЯЗИ СТАНДАРТА 5G
Н. Ю. Чилихин.....209

ПРОЦЕССНЫЕ АСПЕКТЫ КОМПЛЕКСНОГО РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ КАК ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ОСНОВЫ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
С. В. Козлов 219

РАЗРАБОТКА И ПРОТОТИПИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ GNU RADIO
А. В. Львов, А. Д. Мителькова, Д. В. Кабаев, А. С. Стародубровский 228

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ЖИВУЧЕСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Б. Б. Искольный, М. С. Антоненко, С. Р. Шарифуллин 235

СОКРАЩЕНИЕ СЛОЖНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА НА ОСНОВЕ РАЗЛОЖЕНИЯ РАСШИРЕНИЙ ПОЛЕЙ НА ПОДПОЛЯ
В. В. Квашенников 243

СТРУКТУРНО-ЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГИБРИДНОЙ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. Е. Потапов, И. Д. Потапова, Л. Ю. Лобанова.....250

ТРАФИК КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ
А. В. Зюльков.....255

УРОВЕНЬ ТЕЛЕСМОТРЕНИЯ, КАК ПАРАМЕТР ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МЕЖДУ ОПЕРАТОРОМ СВЯЗИ И КОНТЕНТ- ПРОВАЙДЕРОМ
С. В. Назаров, Ю. А. Тамм, В. А. Карпенко.....261

УСТРОЙСТВА БЫСТРОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ НА РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ОСНОВАНИЕМ
Е. П. Петров, Н. Л. Харина, И. Е. Петров 264

ФОРМАЛИЗОВАННОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ, НА ОСНОВЕ ЕЕ СВОЙСТВ И ОТНОШЕНИЙ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров.....275

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ
Л. И. Аверина, А. О. Кузнецов, О. В. Бугров.....282

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

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ
С. М. Гудков.....290

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В ПАССИВНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОВИДЕНИЯ
В. К. Клочко, С. М. Гудков.....299

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ
Т. М. Сухов, С. Ю. Страхов, В. Н. Гармаш, Ю. В. Петров, Д. М. Коробочкин.....308

ОБЪЕМНЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОРГАНИЧЕСКИЙ СВЕТОДИОД
А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Золотухин 313

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

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ МАКСИМИЗАЦИИ РЕЗКОСТИ
А. А. Монаков.....321

АДАПТАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАЗЛОЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ
А. И. Бобровский, А. В. Морозов, А. К. Цыцулин 335

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛА МНОГООБЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОЙ РЛС
А. В. Голубев, А. Б. Силантьев 343

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОРИЕНТАЦИИ НОСИТЕЛЯ НА ФОРМУ ОТКЛИКА MIMO РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ
Э. Ф. Гибадрахманова, В. В. Чапурский 351

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ
В. В. Родионов 357

АНАЛИЗ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПАССИВНОЙ БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ПОДСВЕТОМ ОТ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВНЕШНИХ ИСТОЧНИКОВ
А. А. Филиппов, С. Ю. Сысуев, И. Н. Сазанов.....364

БОРТОВАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ ШИРОКОДИАПАЗОННАЯ СТАНЦИЯ РАДИОКОНТРОЛЯ
А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, И. Б. Крыжко, П. В. Першин, А. Б. Токарев 375

ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЯ УРОВНЕМЕРОМ С ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ И ШУМА
Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский.....383

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА В КАЧЕСТВЕ ЗАГОРИЗОНТНОГО КВ РАДАРА ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ
В. П. Урядов, Г. Г. Вертоградов, М. С. Скляревский, Ф. И. Выборнов 393

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ МЕТОДОМ НАТУРНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
А. В. Володько, И. С. Киреев 403

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ
А. В. Володько, М. А. Сиваш 409

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПОИСКА И СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛИ
А. В. Володько, В. А. Мальцев 416

МЕТОД ОДНОПОЗИЦИОННОЙ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ИЗМЕРЕНИЯМ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев,
И. А. Марченко, К. Е. Родюшкин 420

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА, ПО АНАЛИЗУ ПОЛУЧЕННОЙ РАДИОГОЛОГРАММЫ.
Б. Г. Женгуров, А. А. Журавлев, И. О. Ерков, И. В. Маслов 430

Том 3

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

НЕЛИНЕЙНАЯ ТРАЕКТОРНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В СВЯЗАННЫХ КООРДИНАТАХ
К. К. Васильев, А. В. Маттис.....1

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ЛЧМ-СИГНАЛОВ
П. П. Гончаров, А. А. Строцев.....9

ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА МОДОВОГО СОСТАВА ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ МНОГОВОЛНОВОГО ВОЛНОВОДА С КОСОСРЕЗАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Е. П. Тищук, Б. И. Власов.....14

ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СИГНАЛА С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Г. С. Нахмансон, А. В. Суслин.....22

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСОВ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ РАЗВЕДКИ И СОЗДАНИЯ ПОМЕХ СИСТЕМАМ ОПОЗНАВАНИЯ С ИМИТОСТОЙКИМИ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, В. В. Лебедев.....28

ПОГРЕШНОСТЬ ВОЛНОВОДНОГО ЧАСТОТНОГО УРОВНЕМЕРА НА ФОНЕ ПОМЕХ ПРИ ПОНИЖЕННОЙ ЧАСТОТЕ ДИСКРЕТИЗАЦИИ
Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский.....39

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТНО-МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЛС С ОДНОЛУЧЕВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
А. А. Столяров.....49

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮСВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. В. Киселев, М. Ю. Селин, Г. К. Усков.....55

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИНВАРИАНТОВ В ЗАДАЧЕ ОТОЖДЕСТВЛЕНИЯ-ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЛЯ ТРИАНГУЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев, И. А. Марченко.....60

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГИБКО-ЖЁСТКИХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ.
Р. С. Гвоздарев, Д. А. Рыжов, С. А. Никуйко.....71

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ В РАЗЛИЧНЫХ КЛИМАТИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ В ЛЕСИСТОЙ МЕСТНОСТИ
А. И. Бочаров, К. И. Меша.....78

СЕГМЕНТАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ АКТИВНОГО КОНТУРА
М. Ю. Нестеров 82

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ПО ДАЛЬНОСТИ ЗА СЧЕТ ИНВЕРСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
Е. А. Печенев 87

СПУТНИКОВЫЕ И ПСЕВДОСПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА
Е. С. Перевозов 100

УГЛОМЕРНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЛОКАЦИЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев,
И. А. Марченко, К. Е. Родюшкин 106

УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ СМЕНЫ РЕЖИМА ИЗЛУЧЕНИЯ В МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ
Н. А. Кушнерев, М. В. Родин 116

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА
А. Д. Михайлов, В. Н. Буров, А. В. Мякиньков 127

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

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В АКТИВНЫХ СИСТЕМАХ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ
А. А. Монаков.....134

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СВОС СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ОДНОЙ КОМПОНЕНТЫ.
В. А. Миронов, В. В. Неровный, П. Д. Коратаев, Ю. С. Левицкая.....143

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СВОС СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ДВУХ КОМПОНЕНТ
В. В. Неровный, Ю. С. Левицкая, П. Д. Коратаев 147

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ-СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА МЕЛКОВОДЬЕ
Г. А. Варфоломеев.....157

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПОЗИЦИОННЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В ЗАДАЧЕ НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ
В. В. Кирюшкин, Н. С. Волков, А. В. Супрунов 163

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МУЛЬТИСИСТЕМНОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС
А. В. Коровин, Д. И. Савин, А. А. Новиков.....175

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ И ВРЕМЕННОЙ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХ В РЛС С ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫМ ЗАКОНОМ ИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ
И. Н. Жукова, Н. Е. Колегов.....188

МЕТОД НАКОПЛЕНИЯ РЕШЕНИЙ ОБ ОТОЖДЕСТВЛЕНИИ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ
Ю. В. Петров, О. Ю. Кузьмичев.....199

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ НАВИГАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПОДВОДНЫХ ОРИЕНТИРОВ
А. В. Бобков, К. К. Васильев 205

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB ДИНАМИКИ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ
В. В. Кузнецов 210

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕЛЕНГАТОРА-ДАЛЬНОМЕРА.
Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Е. Г. Чайка, В. А. Валов, Ф. И. Выборнов,
А. В. Першин, А. С. Стародубровский.....213

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА.
Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Е. Г. Чайка, В. А. Валов, Ф. И. Выборнов,
А. В. Першин, А. С. Стародубровский.....223

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА НА ЛОКСОДРОМИЧЕСКОЙ ТРАЕКТОРИИ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ НАВИГАЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ
А. А. Баяндурова 230

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПОДВИЖНЫХ МАГНИТНЫХ ОБЪЕКТОВ
С. Э. Логунов 237

ОРГАНИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ И АПРОБАЦИИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОНАСС/GPS В ИНТЕРЕСАХ МВД РОССИИ
Д. В. Дьяченко, А. А. Кучеров 240

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СРЕДСТВАМИ МЕЖСАМОЛЕТНОЙ НАВИГАЦИИ
Л. Ю. Королев.....247

ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМ ПО КРУГУ СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков.....251

РАДИОЛУЧЕВЫЕ МЕТОДЫ В НАДГОРИЗОНТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ. КОМПЛЕКС ИМИТАЦИОННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ.
В. Б. Иванов, С. М. Савельев, А. И. Стучилин, А. В. Щербинко. Э. И. Шустов.....256

РАЗРЕШЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕСКОЛЬКИХ ШУМОВЫХ ИСТОЧНИКОВ
В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Г. Н. Кузнецов, И. В. Казначеев.....268

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПЕЛЕНГАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНОГО БЛА
В. И. Кулакова 280

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ АВИАЦИОННОЙ АДАПТИВНОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА НЕЗАКРЕПЛЕННЫХ ЧАСТОТАХ
В. В. Хоптар 291

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАЛИБРОВКИ МАГНИТОМЕТРА НА ОСНОВЕ ПЕРВИЧНОЙ ИЗБЫТОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев 296

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
П. А. Трифонов, А. А. Тимошенко 303

МОДЕЛИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ С ЛИНЕЙНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ
А. П. Любавский, С. Н. Разиньков.....312

МОНИТОРИНГ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКОВ
Е. Л. Фаерштейн, А. С. Щеголеватых 320

ПОСТРОЕНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Б. Н. Воронков, А. С. Щеголеватых 330

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. ЧАСТЬ I. ВОЛНЫ В НЕУПОРЯДОЧЕННЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
А. А. Потапов.....338

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. ЧАСТЬ II. УРАВНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ЦЕЛИ
А. А. Потапов.....359

ФРАКТАЛЫ И ОТРИЦАТЕЛЬНЫЙ КОНДЕНСАТОР. НОВОСТИ С МЕЖДУНАРОДНОГО КИТАЙСКО - РОССИЙСКОГО СИМПОЗИУМА «НОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИИ» (ХАЙНАНЬ, КИТАЙ, 28 НОЯБРЯ - 1 ДЕКАБРЯ 2017 Г.)
А. А. Потапов.....372

ШИРОКОПОЛОСНАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЁТА ДИФРАКЦИОННОЙ КАРТИНЫ ИЗОТРОПНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров.....389

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СФОКУСИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ И МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ
Д. А. Веденькин, Ю. Е. Седельников 398

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ
П. А. Трифонов, А. А. Тимошенко 404

Том 4

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

АНАЛИЗ ПРОБЛЕМ СОЗДАНИЯ «СВЕРХРАЗРЕШАЮЩЕЙ» ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОМОЩЬЮ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ
И. Я. Орлов, А. П. Евсеев, П. Н. Вьюгин, А. В. Пучков 1

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
А. В. Кузнецов, А. И. Климов, Ю. Б. Нечаев.....13

БЛИЖНЕЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ ВЫПУСКНОЙ ДВУХТРОСОВОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ
Т. В. Митрофанова 19

ВЛИЯНИЕ ТРОПОСФЕРНЫХ ВОЛНОВОДОВ НА РАБОТУ РАДИОЛОКАТОРА НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
М. С. Михайлов, А. А. Волкова, Е. А. Бородко, К. Ю. Кожевников, В. А. Пермяков.....23

ИЗМЕНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СКАНИРУЮЩЕЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ПРИ ОТКАЗАХ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ
Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, Е. В. Аверина 35

ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ
А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....43

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНОСОГЛАСОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН
М. С. Мацаян, А. С. Годин, К. Н. Климов.....48

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИКОВ ДЛЯ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ МИКРОВОЛНОВЫХ ЛИНЗ
А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, В. А. Степкин, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков 58

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ОСНОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯ
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. Сафонов 64

КРИТЕРИЙ ДАЛЬНЕЙ ЗОНЫ ДЛЯ КРУГЛОЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ С РАВНОМЕРНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ
С. П. Скулкин, В. И. Турчин, Н. И. Кащеев, Н. А. Лысенко, Г. К. Усков.....83

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ
А. С. Колупаева 89

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ГОФРИРОВАННОГО РУПОРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ
С. И. Бойчук, Д. Д. Габриэльян, Л. Н. Козлова, А. Е. Коровкин, А. В. Шипулин 96

МЕТОД ФАЗОВОГО СИНТЕЗА ПЕРЕДАЮЩЕЙ АФАР РЛС ПО ЗАДАННЫМ ТРЕБОВАНИЯМ К ЗОНЕ ОТВЕТСТВЕННОСТИ
Л. В. Винник, Д. Ю. Елисеев, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....105

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СПЕКТРА ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА
А. А. Волков, П. А. Трифонов.....115

МЕТОДОЛОГИЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ И КАЛИБРОВКИ ОПТИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ОСНОВАННАЯ НА АППРОКСИМАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. Сафонов 125

МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ РОТМАНА ДЛЯ MIMO-ТЕХНОЛОГИЙ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СТАНДАРТА 5G
В. И. Чугуевский, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров 137

МНОГОЛУЧЕВАЯ ТЕМ-РУПОРНАЯ АНТЕННА С ФОРМИРОВАНИЕМ НАПРАВЛЕНИЯ ЛИНЗОЙ ЛЮНЕБЕРГА
А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, П. А. Кретов, Н. А. Лысенко, Н. С. Сбитнев.....143

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО ЛАНДШАФТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
Е. С. Малевич, М. С. Михайлов, В. А. Пермяков.....150

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК
С. И. Тюленев, А. Ю. Аальмуттар, С. К. Аль-Хафаджи. 158

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ КВАДРАНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
С. В. Козлов, А. Д. Нехайчик 164

НОБЕЛЕВСКИЕ ЛАУРЕАТЫ ПО ФИЗИКЕ О СКОРОСТИ ГРАВИТАЦИИ
В. И. Тамбовцев, И. С. Ковин, И. И. Прокопов 173

О РАЗРАБОТКЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАДИОСТАНЦИЙ С РЕЖИМОМ ППРЧ
И. Ю. Хлопушин.....179

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ПО СИГНАЛАМ ВНЗ
В. А. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева, Э. И. Шустов.....183

ОСОБЕННОСТИ УЧЁТА КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА И УСЛОВИЙ ЕГО НЕСОВЕРШЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ В ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ.
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков 188

ОТРАЖЕНИЕ И ПРЕЛОМЛЕНИЕ РАДИОВОЛН НА ФРОНТЕ УДАРНОЙ ВОЛНЫ В ПЛАЗМЕ
Е. Н. Злыднев, В. И. Тамбовцев, И. А. Шевяков 201

ОЦЕНКА ГРАНИЦ ТРЕХМЕРНОЙ ДОМИНАНТНОЙ ОБЛАСТИ МНОГОЛУЧЕВОСТИ С УЧЕТОМ РАССТОЯНИЙ ДО ОТРАЖАЮЩИХ ПРЕПЯТСТВИЙ И ВЫСОТ ИХ РАЗМЕЩЕНИЯ НАД УРОВНЕМ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Ю. В. Самойлов, Д. В. Лучин, О. А. Минаева 212

ОЦЕНКА ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ДЛЯ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В ПЛОСКИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СИММЕТРИЧНОЙ ФОРМЫ
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков 219

ОЦЕНКА КОЛИЧЕСТВА СЛОЁВ ДИСКРЕТНОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА ДЛЯ СЛУЧАЯ ЕЁ МАЛОГО ОТНОСИТЕЛЬНОГО ДИАМЕТРА
А. В. Лазарев, Г. К. Усков, П. А. Кретов 227

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ ДЛЯ АНАЛИЗА ИЗЛУЧАЮЩИХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С КИРАЛЬНЫМИ ПОДЛОЖКАМИ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, С. А. Коршунов, С. В. Ситникова, Ю. В. Соколова 232

РЕАЛИЗАЦИЯ БЛОКА ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОЙ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА СВЯЗИ ПРИ ОГРАНИЧЕННЫХ МАССОГАБАРИТНЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РЕСУРСАХ
М. С. Полянин 239

СОСТАВНАЯ ВИБРАТОРНАЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА
А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков 251

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДИАПАЗОНА КВЧ
А. В. Кузнецов, А. И. Климов, Ю. Б. Нечаев 256

УГЛОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛОВ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СУММАРНО-РАЗНОСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ
Ш. А. Каирхан, С. В. Козлов 267

УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ БЛИЗКОРАСПОЛОЖЕННЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ НА ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН
А. С. Ряховский, Р. А. Асташов 274

УПРАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ И ПАРАМЕТРАМИ АНТЕНН ПОСРЕДСТВОМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОКРЫТИЙ
В. В. Харченко, Д. В. Харченко 280

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА ОВЧ-УВЧ ДИАПАЗОНОВ НА ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ
А. С. Гвоздарёв, Т .К. Артёмова, К. С. Артемов 286

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ
А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, Г. К. Усков 293

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ
В. К. Маршаков., А. Д. Кононов, А. А. Кононов 300

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ РЕШЕТКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ЩЕЛЕВЫХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ЦИЛИНДРА
С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, М. Ю. Лукин.....310

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

АНАЛИЗ РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОВОЛНЫ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПЕЛЕНГАТОРА
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко 318

МОДЕЛИ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ЛЕТНО-ПОДЪЕМНЫХ СРЕДСТВАХ
В. А. Павлов, Р. С. Нистратов, А. В. Петров 327

МОДЕЛИ СЛУЧАЙНЫХ ОШИБОК ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ЛЕТНО-ПОДЪЕМНЫХ СРЕДСТВАХ
В. А. Павлов, Р. С. Нистратов, Ле Ван Донг, Е. С. Шерстяных.....333

МОДЕЛЬ СИНТЕЗА И КООРДИНАЦИИ СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
М. В. Павловский, А. С. Бородкин 339

ОЦЕНКА ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЛЧМ-СИГНАЛА ПО КОРОТКОЙ ВЫБОРКЕ
К. Ю. Дорох, С. В. Козлов, Е. А. Манюкевич.....362

ПРИМЕНЕНИЕ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ
С. В. Козлов, Д. А. Нагорный.....368

РАЗДЕЛЕНИЕ ПОТОКА ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ И ФИЛЬТРАЦИЯ КООРДИНАТ ПОДВИЖНЫХ И НЕПОДВИЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Э. А. Кирсанов, С. А. Колесников 378

ТЕХНОЛОГИЯ СМНТЕЗА КОМПЛЕКСОВ РЭП ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ВМФ
С. А. Мочалов 389

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ УРОВНЯ ПОМЕХ В УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДО 2 ГГЦ
А. В. Акишин, А. А. Бречко, Ю. И. Стародубцев 397

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЗАИМНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ПРОГРАММНО ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСТАНЦИЙ С ПОЗИЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВНУТРИОБЪЕКТОВОЙ ЭМС
А. А. Водчиц, С. В. Козлов.....402

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

АНАЛИЗ СВОБОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА ПОСРЕДСТВОМ ПРИВЕДЕНИЯ УРАВНЕНИЯ КОНТУРА К УРАВНЕНИЮ ХИЛЛА
Н. Д. Бирюк, А. Ю. Кривцов, О. С. Хорпяков 413

АНОДИРОВАННЫЕ АЛЮМИНИЕВЫЕ ПОДЛОЖКИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ГИГАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Д. Л. Шиманович, В. А. Яковцева, В. А. Сокол, Е. Д. Беспрозванный 422

Том 5

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

АРХИТЕКТУРА НЕЙРОМОРФНОГО ПРОЦЕССОРА
А. В. Воронов, Ю. С. Балашов 1

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ КОРПУСА НА СОПРОТИВЛЕНИЕ СТОК-ИСТОК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА
Е. В. Гончаренко, Т. Г. Меньшикова, Е. Н. Бормонтов 7

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ДЕФЛЕКТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров 13

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО ШЕННОНУ, КУЛЬБАКУ И ФИШЕРУ ПРИ ОПИСАНИИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 25

ИССЛЕДОВАНИЕ БЛОКА ПОЛОСОВОГО И РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РЕЗОНАТОРОМ
Д. Н. Панин, В. И. Михайлов 32

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА 2G-5G СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ КОММЕРЧЕСКОЙ SDR ПЛАТФОРМЫ
О. В. Бойко, Д. В. Журавлев, И. А. Сафонов 37

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДУЛИРОВАННОГО СВЧ СИГНАЛА НА СФЕРИЧЕСКИЙ НЕИДЕАЛЬНЫЙ ДИЭЛЕКТРИК
А. О. Головенко, И. С. Ковин, А. А. Копыркин 45

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МЕТОДОВ В ИНТЕРЕСАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ
К. Н. Чугай 52

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ПРИ ПОДДЕРЖАНИИ РАБОЧЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ И РТО
М. Н. Ивлиев, А. А. Хвостов, А. А. Журавлев, С. В. Куцов 58

МИКРОВОЛНОВЫЙ СЛУХОВОЙ ЭФФЕКТ И ЕГО СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ
А. А. Копыркин, И. Л. Железняк, В. И. Краус.....63

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛОКА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ТАКТОВОГО СИГНАЛА И ДАННЫХ НА ЯЗЫКЕ VERILOG-AMS
А. В. Злобин, В. И. Клюкин, Ю. К. Николаенков.....70

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА
А. А. Кузин, А. В. Мякиньков, С. А. Шабалин 75

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ СТРОБОСКОПИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В СИНХРОННОМ РЕЖИМЕ
О. В. Пак., В. Д. Захарченко 85

МОДЕЛЬ СЕГМЕНТИРОВАННОГО ЦАП ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ
С. В. Калиниченко, Ю. С. Балашов 90

ОБОБЩЕННЫЙ ПОКАЗАТЕЛЬ КАЧЕСТВА ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
А. П. Алимов, Б. Ф. Змий 98

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ КОМПЛЕКСОВ РЛС ДО
А. Ю. Перлов 106

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ
Д. А. Зябкин, Н. Е. Колегов 115

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКАЛЯРНОГО И ВЕКТОРНОГО ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 125

ОЦЕНКА УРОВНЯ КОМБИНАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДМВ-ДИАПАЗОНА ПРИ РАБОТЕ НА РАССОГЛАСОВАННУЮ НАГРУЗКУ
М. М. Полунин 136

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ
Н. А. Дружинина 140

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОВЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ
Н. А. Дружинина 150

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 161

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 171

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 183

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 193

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 203

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 214

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯ-ЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 224

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 233

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ВЫХОДНЫХ КАСКАДАХ ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЛС
А. С. Пшеничкин 243

ПОТЕРИ СВЕТА В МИКРОЗАЗОРЕ МНОГОМОДОВОГО ОПТОВОЛОКНА
К. Э. Ангарита Лорес, Е. Н. Бормонтов 251

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ LDMOS-ТРАНЗИСТОРОВ С НЕЛИНЕЙНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРИМЕСИ LDD-ОБЛАСТИ
Р. П. Алексеев, Е. Н. Бормонтов, Г. В. Быкадорова, А. Н. Цоцорин 257

РАЗРАБОТКА 14-БИТНОГО КМОП КНИ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЧАСТОТОЙ 1.2 ГГЦ
А. В. Спиридонов, В. И. Бабенко, Е. Н. Бормонтов 265

РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОМПОНЕНТОВ В СОСТАВЕ МОЩНОГО СВЧ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ
А. И. Задорожный., О. Т. Драк 275

СОВРЕМЕННЫЕ МОЩНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ
М. И. Черных, С. В. Тарасов, А. Н. Цоцорин, И. В. Семейкин.....279

УПРАВЛЕНИЕ ПРЯМЫМ ЦИФРОВЫМ СИНТЕЗОМ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УКВ ДИАПАЗОНЕ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев.....284

УСТРОЙСТВО РЕГИСТРАЦИИ ПУЛЬСОВОГО СИГНАЛА
А. С. Мамонов, Е. В. Богатиков, Я. А. Туровский, А. Н. Шебанов.....289

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОПТИМАЛЬНОГО СОГЛАСОВАНИЯ НАГРУЗКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОТРАКТА В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ШУМОВ
М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин.....295

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

ДВУХДИАПАЗОННЫЙ БИСТАТИЧЕСКИЙ РСА ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ
А. В. Борисенков, О. В. Горячкин, Б. Г. Женгуров, В. Н. Долгополов, И. Г. Курков, Д. В.Суханов.....301

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ ЛЧМ-СИГНАЛА
А. А. Колчев, И. А. Егошин.....308

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

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ КАК ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ СТРАТЕГИЧЕСКОГО ЗВЕНА
Л. А. Пшеничных, П. С. Ференец.....317

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ КИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ АТАКИ НА ЭЛЕМЕНТЫ СЕТИ СВЯЗИ
А. А. Бречко, А. В. Акишин.....324

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОНФЛИКТНОГО КОМПОНЕНТА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С УПРАВЛЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ
Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков.....327

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ ОБОСОБЛЕННЫМ ПОДРАЗДЕЛЕНИЕМ ПРЕДПРИЯТИЯ
С. В. Бессонов, Р. В. Емельянов.....335

К ВОПРОСУ СОХРАНЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ИЛИ РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ
И. Н. Малышева, А. А. Мальцев, Ю. А. Плахотнюк.....345

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ СВЯЗИ МОБИЛЬНЫХ АГЕНТОВ, СОЕДИНЕННАЯ С МОДЕЛЬЮ ДВИЖЕНИЯ, И ЕЕ РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ «ПСИХОХОД»
А. В. Кузнецов.....351

НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ В ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ
М. Н. Данильченко, К. В. Пядухова, А. Н. Голубинский 361

О ПРИМЕНЕНИИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЛОЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ И ПРОЦЕССАМИ
Н. М. Рябков, А. Н. Голубинский 369

ОЦЕНКА ДИНАМИКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ КОНФЛИКТА
С. А. Житенёв, А. А. Ерыгин, А. Н. Голубинский 378

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДОВ МОДУЛЯЦИЙ
Ю. А. Аверьянова, А. А. Строцев 384

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБУЧЕНИЯ ПО ПРЕЦЕДЕНТАМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ МОДУЛЯЦИИ
А. И. Косяк, А. М. Деркач 390

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ МЕТЕОСТАНЦИИ
С. А. Камынин, Д. В. Журавлев 396

СИСТЕМА СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ОПЕРАТОРОВ РЕНТГЕНОТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИНТРОСКОПОВ
Д. А. Козлов, А. К. Волков, А. К. Волков 408

СТАБИЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ, ДОПУСКАЮЩИХ ХАОТИЧЕСКОЕ ПОВЕДЕНИЕ, ПОСРЕДСТВОМ АВТОТРАНСФОРМАЦИИ ХАОТИЧЕСКОГО ПОВЕДЕНИЯ В ГИСТЕРЕЗИСНОЕ
А. В. Мержвинский, Б. М. Попов 415

АРХИТЕКТУРА НЕЙРОМОРФНОГО ПРОЦЕССОРА

А.В. Воронов[1], Ю.С. Балашов[2]

[1]АО «НИИЭТ», Воронеж, Россия
[2]ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье рассмотрены основные проблемы, решаемые нейроморфными системами. Рассмотрено их преимущество перед процессорными системами, построенными по архитектуре фон Неймана. Рассмотрена структура нейроморфного ядра, являющееся основой для построения нейроморфных систем. Представлены основные топологии искусственных нейронных сетей. Предложена архитектура нейроморфного процессора, способная реализовать любую топологию искусственной нейронной сети.

Ключевые слова: искусственные нейронные сети; искусственный нейрон; архитектура процессора; нейроморфные системы.

ARCHITECTURE OF A NEUROMORPHIC PROCESSOR

A.V. Voronov, U.S. Balashov[2]

[1]SRIET JSC , Voronezh, Russia
[2]VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. In this paper the main problems solved by neuromorphic systems are considered. Considered their advantage over processor systems built by von Neumann architecture. The structure of the neuromorphic nucleus, which is the basis for the construction of neuromorphic systems, is considered. The main topologies of artificial neural networks are presented. The architecture of a neuromorphic processor is proposed, capable of realizing any topology of an artificial neural network.

Keywords: artificial neural networks; artificial neuron; processor architecture; neuromorphic systems..

1. Введение

Биологические нейроморфные системы обладают большим преимуществом перед процессорными системами в таких задачах, как обработка изображений, распознавание и синтез речи. Это обусловлено параллелизмом первых, который позволяет им осуществлять параллельную обработку информации. В настоящее время стала возможной реализация искусственных нейронных сетей, используя современные суперкомпьютеры, обладающие большой вычислительной мощностью. Однако, эти системы обладают огромным энергопотреблением и занимают большие площади, по сравнению с биологическими системами. Данный разрыв в эффективности между искусственными и биологическими нейроморфными системами возможно преодолеть путем использования микро- и наноэлектронных технологий.

Одним из основных подходов к реализации нейроморфной архитектуры, заключается в использовании аналоговых схем [1]. Данный подход позволяет значительно снизить энергопотребление, однако он имеет два основных недостатка. Во-первых, существует различие между математической моделью нейроморфных алгоритмов и аппарат-

ной реализацией, вызванное чувствительностью аналоговых схем к изменениям технического процесса и влиянием внешних факторов. Во-вторых, существует проблема масштабирования аналоговых схем.

Другой подход к реализации нейроморфной архитектуры, исключающий недостатки первого подхода, заключается в использовании цифровых схем. В таком случае, в качестве нейроморфной системы можно использовать программную модель, но к сожалению, это приведет к крайне неэффективной реализации. Это связано с тем, что процессорные системы осуществляют обработку информации последовательно и поэтому для реализации параллелизма, характерного для нейроморфных систем, потребовалось бы большое количество процессорных ядер, функционирующих на больших частотах, что привело бы к огромному энергопотреблению. По этой причине существует необходимость реализации нейроморфной системы используя микро- и наноэлектронные технологии.

2. Нейроморфное ядро.

В отличии от процессорных систем, построенных по архитектуре фон Неймана, имеющих несколько ядер, выполняющих сложные вычисления, нейроморфные системы состоят из большого массива ядер, выполняющих элементарные математические операции. Массив может состоять из тысяч и миллионов таких ядер. За счет просты выполняемых операций каждое ядро имеет простую архитектуру и способна выполнять операции с большой частотой. А благодаря большому количеству таких ядер, вся система выполнять тысячи и миллионы, в зависимости от размерности массива, простых математических операций одновременно. Таким образом сложные вычисления, для выполнения которых последовательным процессорным системам потребовалось бы осуществить большое количество итераций, для нейроморфных систем можно распределить между всем массивом ядер и выполнить вычисление за одну итерацию. Каждое нейроморфное ядро, так же называемое искусственным нейроном, имеет структуру, представленную ниже [2].

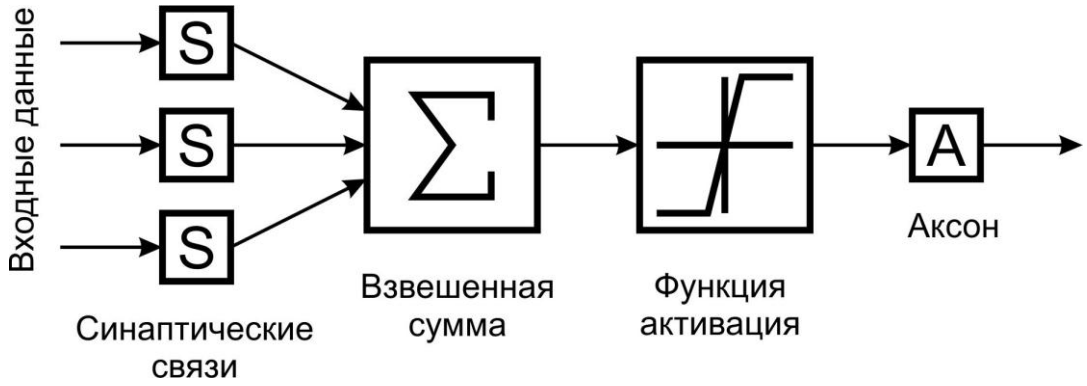


Рис.1. Структура искусственного нейрона.

Искусственный нейрон состоит из массива синапсов, осуществляют передачу входной информации ядру нейрона. Каждый синапс обладает весовым коэффициентом, так же называемым синоптическим весом, характеризующим силу синоптической связи по

аналогии с биологическим нейроном. Данный коэффициент не является постоянной величиной и может быть изменен в процессе настройки, называемой обучением нейронной сети. Если сила связи отрицательная, то связь называется тормозящей, в противном случае усиливающей Таким образом можно добиться либо усиления, либо ослабления водного сигнала. [3].

Одним из элементов ядра нейрона является сумматор, выполняющий расчет взвешенной суммы произведений входных сигналов и синаптических весов. Расчет взвешенной суммы выполняется по следующей формуле:

$$S= \sum_{i=1}^{n} w_i \cdot x_i, \quad (1)$$

где w_i – значение синоптического веса;
x_i – входной сигнал;
n – количество нейронов в слое.

Следующим элементом ядра нейрона является нелинейный элемент, так же называемый функцией активации. Данный элемент выполняет сравнение значения взвешенной суммы с пороговым значением. Если значение взвешенной суммы превышает пороговое, то нейрон переходит в возбужденная состояния, генерируя на выходе определенный сигнал, в противном случае на выходе нейрона генерируется сигнал, соответствующий тормозящему состоянию. Выходной сигнал нейрона рассчитывается по следующей формуле:

$$Y= F(S), \quad (2)$$

где F(S) – функция активации искусственного нейрона.

Существует несколько типов фикций активации. На практике в основном используются два типа функций: пороговая, и сигмоидная. Первая определяется формулой (3) и имеет вид, представленный на рисунке 2, а вторая определяется формулой (4) и имеет вид, представленный на рисунке 3.

$$y = \begin{cases} 1, S > 0; \\ 0, S \leq 0. \end{cases} \quad (3)$$

$$y = \frac{1}{1 + e^{-icS}}. \quad (4)$$

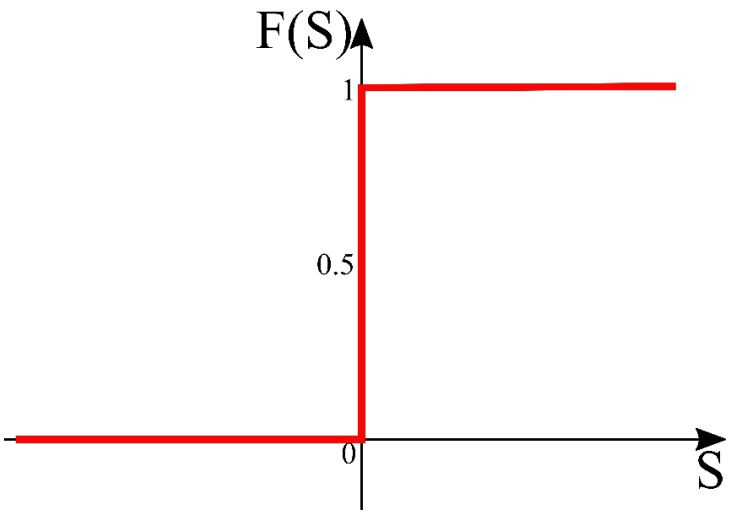


Рис.2. График пороговой функций активации.

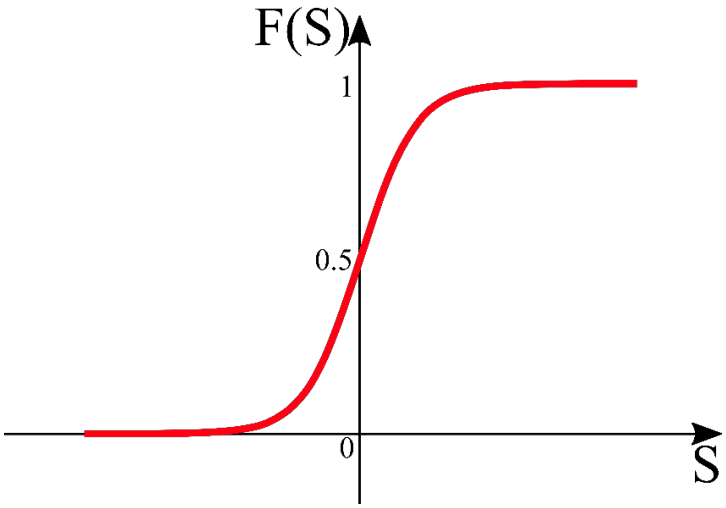


Рис.3. График сигмоидной функций активации.

Выходным элементом искусственного нейрона является аксон, осуществляющий передачу выходного сигнала на синапсы других нейронов.

3. Архитектура нейроморфного процессора

Используя искусственные нейроны, можно построить искусственную нейронную сеть, которая представляет из себя многослойную структура, в каждом слое которой находится определенное количество нейронов. Количество слоев и количество нейронов в каждом слое зависит от топологии и решаемой задачи. Сигнал с выхода нейрона поступает на вход каждого нейрона следующего слоя. Существуют топологии нейронных сетей с обратными связями, называемые рекуррентными. На рисунке 4 представлены некоторые из возможных топологий искусственных нейронных сетей.

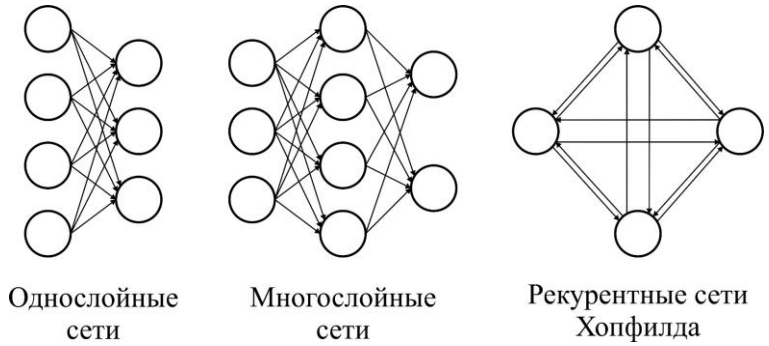


Рис.4. Пример нескольких топологий искусственных нейронных сетей.

Одна из проблем, возникающих при разработке нейроморфных систем, заключается в их нестандартности, а также узком спектре решаемых задач. То есть система, разработанная для выполнения одной определенной задачи, малопригодна для выполнения отличающейся задачи. Исходя из этого, можно заключить, что разработка нейроморфных систем с использованием микроэлектронных технологий затруднительна.

Выходом в данной ситуации является разработка архитектуры нейропроцессора с динамической топологией, способного перестраиваться для выполнения конкретной задачи. Примером устройств с перестраиваемой структурой являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). На рисунке 5 представлена архитектура нейроморфного процессора, способного изменять свою тополоти.

Процессор построенный по данной архитектуре состоит из массива искусственных нейронов, блока хранения и коррекции весовых коэффициентов и блока переключателей. Преимущество данной архитектуре заключается в том, что синапсы одного нейрона не имеют постоянных связей с аксонами остальных нейронов. Коммутация синапсов и аксонов может быть выполнена в блоке переключателей. Таким образом возможно инициализировать любую топологию нейронной сети в одном процессоре не изменяя его структуры.

Также путем добавления механизмов самоадаптации, можно получить процессор, который будет адаптироваться под выполнения определённой задачи и изменение внешних факторов.

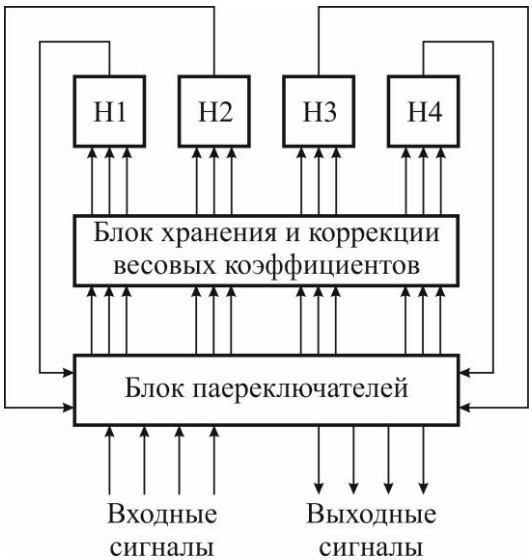


Рис.5. Архитектура нейроморфного процессора на примере 4 нейроморфных ядер.

4. Заключение

Рассмотрены основные плюсы и минусы нейроморфных систем. Предложена архитектура нейроморфного процессора, имеющая непостоянную топологию нейронной сети. Это позволит преодолеть ограничения, связанные с реализацией нейроморфных систем с использованием микроэлектронных технологий.

Литература

1. C. Mead, Analog VLSI and neural systems. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989.
2. Хайкин Саймон. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.
3. Головко В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. Кн. 4: Учеб. Пособие для вузов/ Общая редакция А.И. Галушкина. –М.: ИПРЖР, 2001. – 256 с.: ил. (Нейрокомпьютеры и их применение).

References

4. C. Mead, Analog VLSI and neural systems. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989.
5. Haykin Simon. Neural networks: full course, 2nd edition .: Trans. with English. - M .: Publishing house "Williams", 2006. - 1104 p .: ill. - Paral. tit. Eng.
6. Golovko V.A. Neural networks: training, organization and application. Book. 4: Textbook. A Handbook for Universities / General Edition A.I. Galushkin. -M.: IPGR, 2001. - 256 with.: Ill. (Neurocomputers and their application).

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ КОРПУСА НА СОПРОТИВЛЕНИЕ СТОК-ИСТОК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Е.В. Гончаренко[1], Т.Г. Меньшикова[2], Е.Н. Бормонтов[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

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

Аннотация. В работе рассмотрены образцы полевых транзисторов, собранные в корпус с применением различных технологий. Произведена оценка влияния материала внутренних соединений на уровень сопротивления сток-исток данных транзисторов. Рассмотрены разные варианты покрытия выводной рамки (Au, Ag). Подобрана оптимальная технология приварки внутренних соединений для снижения значения параметра сопротивления сток-исток транзистора в открытом состоянии.

Ключевые слова: полевой транзистор, технология сборки, сопротивление сток-исток, покрытие выводной рамки, приварка выводов ультразвуковая, монтаж кристаллов на основание.

INFLUENCE OF A STRUCTURAL AND TECHNOLOGICAL FEATURES OF A CASE ON A SOURCE-DRAIN RESISTANCE OF THE FIELD-EFFECT TRANSISTOR

E.V. Goncharenko[1], T.G. Menshikova[2], E.N. Bormontov[1]

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

[2]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. At this work the samples of field-effect transistors assembled in the case using different technologies are considered. The influence assessment of internal connections material on drain source resistance level of these transistors was made. Different options of a lead frame coating (Au, Ag) are considered. The optimum technique of internal connections welding reducing the value of a drain source resistance of the transistor was allocated.

Keywords: the field-effect transistor, an assembly technique, drain source resistance, lead frame coating, ultrasonic welding of outputs, mounting of crystals on the base.

1. Введение

Надежность полупроводниковых изделий тесно связана с технологией производства и, в особенности, с операциями получения контактных соединений, монтажа кристаллов на основание. Именно эти операции могут вносить значительные изменения в электрические параметры изделий твердотельной электроники. [1]

Полевые транзисторы, несомненно, находят широкое применение в различных радиолюбительских схемах, бытовой и промышленной аппаратуре, оборудовании гражданского и военного назначения и т.д.[2]

Стремление минимизировать сопротивление корпуса является актуальной задачей при производстве изделий полупроводниковой электроники. Операции сборки непосредственно влияют на электрические параметры готовых изделий. Поэтому подбор технологии корпусирования является важным процессом. [3]

Целью работы является анализ влияния конструктивно-технологических решений на получение наименьшего значения сопротивления сток-исток полевого транзистора.

2. Объекты и методы исследования

Объектами исследования являлись n-канальные полевые транзисторы с основными характеристиками, приведенными в таблице 1.

Таблица 1. Основные характеристики полевых транзисторов.

Наименование параметра	Значение
Напряжение сток-исток максимальное Uси max, В	30
Ток стока максимальный Ic max, А	10
Сопротивление сток-исток в открытом состоянии Rси отк, Ом	0,020
Пороговое напряжение Uпор, В	1,5-2,5

Контроль электрических параметров осуществлялся с помощью тестера контроля статических параметров транзисторов 14 ТКС 100-001, который предназначен для контроля и измерения статических параметров транзисторов и диодов малой, средней и большой мощности. Обеспечивает измерение обратных токов в диапазоне ±0,001мкА - ±100мА, диапазон задания режимных напряжений ±0,01В - ±500В, диапазон задания режимных токов ±0,1мкА - ±10А.

3. Экспериментальная часть

Для оценки уровня сопротивления сток-исток были собраны образцы полевых транзисторов в количестве 8 шт., взятых из несоответствующей продукции.

Приварка внутренних соединений производилась методом термозвуковой сварки золотой (Au) проволокой ø 50 мкм. (5 выводов – исток, 1 вывод – затвор) на установке УМС-1УТ, которая предназначена для сварки золотой и алюминиевой проволоки диаметром 15 – 100 мкм внахлест.

Наклейка кристаллов на основание производилась при помощи устройства дозирования жидких веществ марки FISNAR на токопроводящий клей ТОК-2.

Материал покрытия выводной рамки – серебро (Ag). Покрытие наносилось гальваническим методом.

Количество внутренних выводов обусловлено наличием свободного места на контактных площадках выводной рамки. (Рис. 1)

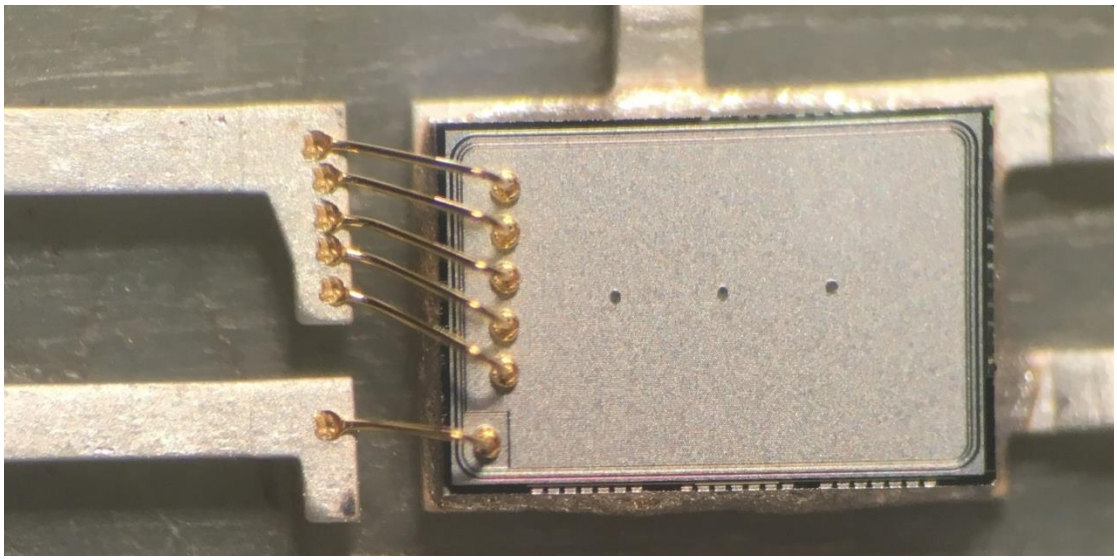


Рис. 1. Внешний вид незагерметизированного изделия.

В таблице 2 представлены значения параметра Rси отк, полученные на тестере контроля статических параметров транзисторов 14 ТКС 100-001.

Таблица 2. Значения параметра Rси отк образцов, взятых из несоответствующей продукции.

Образец №	Значение Rси отк, мОм	Среднее значение Rси отк, мОм	Минимальное значение Rси отк, мОм	Максимальное значение Rси отк, мОм
1	20,01	20,07	19,98	20,21
2	19,98			
3	20,13			
4	19,99			
5	20,21			
6	20,04			
7	20,07			
8	20,11			

Для оценки влияния выводной рамки на значение сопротивления сток-исток был проведен эксперимент по выявлению зависимости сопротивления сток-исток от материала внутренних соединений. Для его проведения были взяты по 8 образцов

корпуса полевого транзистора (без кристалла) и собраны двумя различными способами приварки выводов:

1) 5 выводов – исток, 1 вывод – затвор. Материал соединений – Au ø 50 мкм. Материал покрытия выводной рамки – Ag;
2) 4 вывода – исток, 1 вывод – затвор. Материал соединений – Al ø 100 мкм (исток), Au ø 50 мкм (затвор). Материал покрытия выводной рамки – Ag.

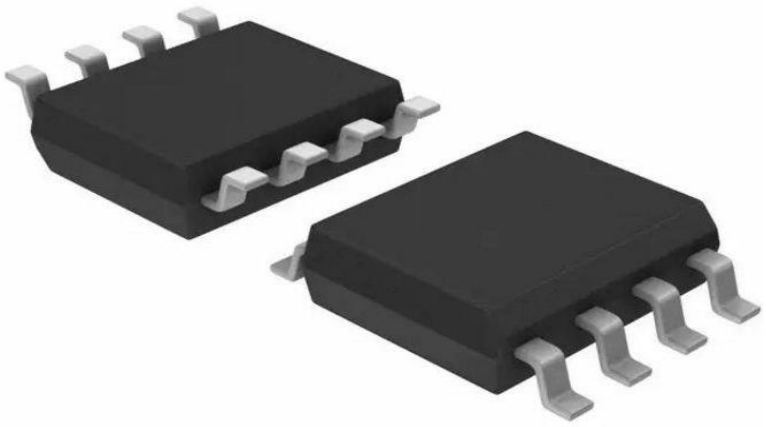


Рис. 2. Образец корпуса полевого транзистора.

В рамках эксперимента приварка внутренних соединений проводилась методом термозвуковой сварки на установке УМС-1УТ путем присоединения выводов на дно выводной рамки. Результаты замера параметра сопротивления сток-исток приведены в таблице 3 и на графике 1.

Табл. 3. Значения параметра Rси отк образцов, собранных разными способами приварки внутренних выводов.

Образец №	Значение Rси отк, мОм (технология № 1)	Значение Rси отк, мОм (технология № 2)
1	3,24	1,28
2	3,12	1,18
3	2,97	1,39
4	2,98	1,27
5	2,96	1,25
6	3,70	1,30
7	3,01	1,34
8	3,35	1,28

Среднее значение уровня Rси отк образцов, собранных способом № 2, составляет 1,27 мОм, что на 1,88 мОм меньше значения Rси отк образцов, собранных способом № 1. Таким образом, был подобран оптимальный вариант материала внутренних соединений, при котором вносится наименьший вклад в значение Rси отк.

Затем оценивался вклад материала покрытия выводной рамки в значение Rси отк. Были взяты медные образцы выводных рамок и покрыты Au в одном случае и Ag в другом. Покрытие наносилось гальваническим методом, толщиной порядка 4 мкм.

Кристаллы полевых транзисторов собиралось в корпус с применением способа № 2 приварки внутренних выводов (исток - 4 вывода Al ø 100 мкм). Значения параметра Rси отк приведены в таблице 4 и графике 2.

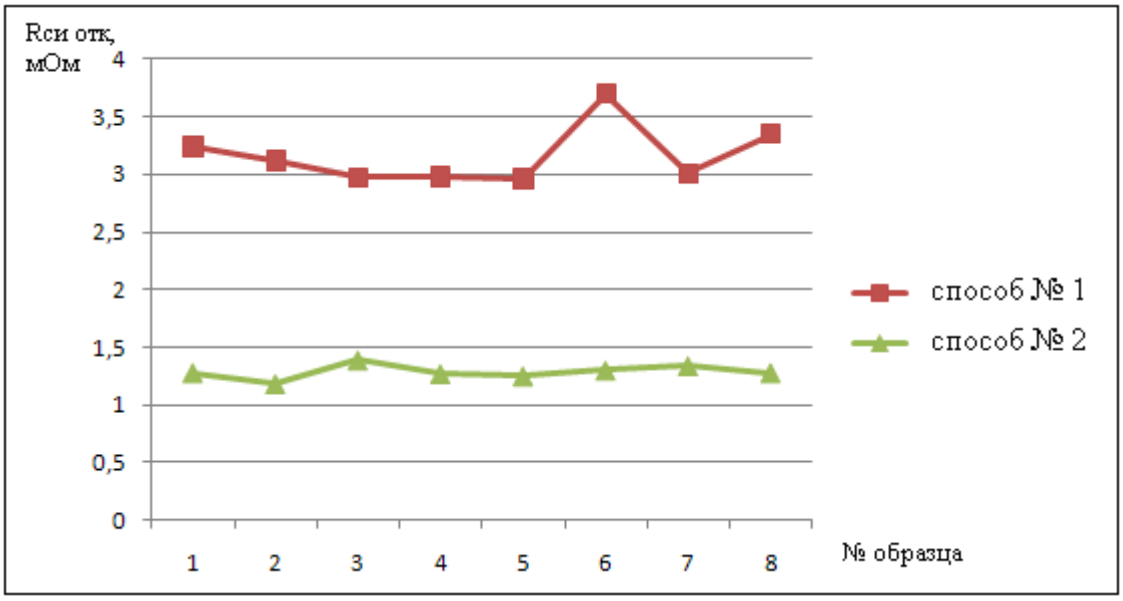


График 1. Значения параметра Rси отк образцов, собранных разными способами приварки внутренних выводов.

Табл. 4. Значения параметра Rси отк образцов с разным материалом покрытия выводной рамки.

Образец №	Значение Rси отк, мОм (покрытие Ag)	Значение Rси отк, мОм (покрытие Au)
1	18,15	18,92
2	18,10	18,48
3	18,01	18,43
4	17,91	18,54
5	17,77	18,57
6	18,58	18,86
7	17,90	19,81
8	17,86	18,98
9	17,89	18,30
10	18,26	18,52
11	17,60	18,49
12	18,11	18,71
Среднее значение	**18,01**	**18,72**
Минимальное значение	**17,60**	**18,43**
Максимальное значение	**18,58**	**19,81**

Установлена зависимость параметра Rси отк от материала покрытия выводной рамки. Среднее значение Rси отк образцов с применением Ag покрытия ниже среднего значения Rси отк с применением Au покрытия на 0,7 мОм.

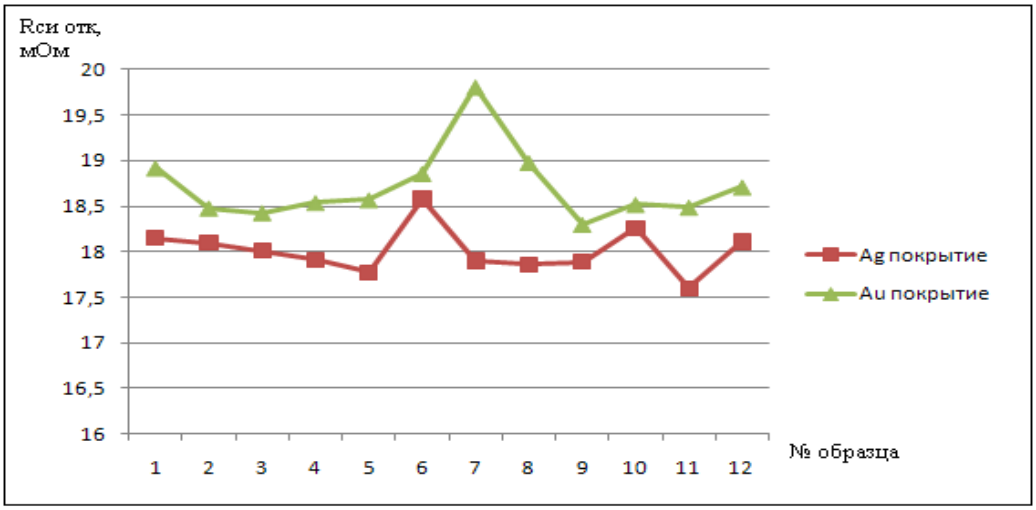


График 2. Значения параметра Rси отк образцов с разным материалом покрытия выводной рамки.

4. Заключение

Значение сопротивления сток-исток полевого транзистора в открытом состоянии зависит как от материала внутренних соединений, так и от материала покрытия выводной рамки.

Представленный способ приварки выводов, а именно приварка 4-х выводов Al ø 100 мкм на исток и 1 вывод Au ø 50 мкм на затвор, снижает значение параметра Rси отк на ~1,9 мОм по отношению к используемой технологии: приварка 5 выводов Au ø 50 мкм на исток и 1 вывод Au ø 50 мкм на затвор.

Выявлена зависимость показателя Rси отк от покрытия выводной рамки. Значение параметра Rси отк при использовании Ag покрытия ниже значения Rси отк при использовании Au покрытия на ~ 0,7 мОм.

Таким образом, результаты, полученные в процессе данной работы, можно учитывать при разработке технологии сборки изделий полупроводниковой электроники.

Литература

1. Беляев В. Н., Сегал Ю. Е., Зенин В. В. Соединения полупроводниковых кристаллов с основаниями корпусов силовых полупроводниковых приборов методом пайки. // Техника машиностроения, 2002, № 14. - С. 43-51.
2. Гришина Л.М., Павлов В.В. Полевые транзисторы. М.: Радио и связь, 1982. – 72 с.
3. Бочаров Л.Н. Полевые транзисторы. М.: Радио и связь, 1984. – 80 с.

References

1. Belyaev V. N., Segal Yu. E., Zenin V. V. Connections of semiconductor crystals with the bases of the casing of force semiconductor items by a soldering method. // Technique of mechanical engineering, 2002, No. 14. - Pp. 43-51.
2. Grishina L.M., Pavlov V.V. Field transistors. M.: Radio and communication, 1982. – 72 p.
3. Bocharov L.N. Field transistors. M.: Radio and communication, 1984. – 80 p.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ДЕФЛЕКТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

А. М. Бобрешов[1], И. С. Коровченко[1], А. В. Олейников[1], К. А. Прохоров[1]

[1]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматривается вопрос экспериментального определения акустической скорости акустооптического кристалла при помощи метода, основанного на зондировании модулированным меандром с изменяющимся периодом. При определении скорости требуется определить временную постоянную ячейки. Важным требованием является правильный выбор несущей частоты и диапазона частот зондирующего сигнала.

В статье приводится описание модели прохождения зондирующего сигнала в зависимости от периода. Упрощение при описании достигается за счёт предположения об однородности среды.

Для одной из предлагаемых методик измерения требуется наличие точной калибровки системы сбора данных, что не всегда бывает возможно. В связи с этим разработана методика основанная также на зондировании меандрами с переменным периодом, но использующая “относительные” измерения. Также она позволяет, при наличии системы с точной калибровкой, дополнительно проверить правильность полученных данных.

Приведены результаты численного моделирования максимальной интенсивности дифракционной картины. Показано, что экспериментальные результаты совпали с теоретическими с точностью 1.5%. Сделаны выводы.

Ключевые слова: акустооптика; измерение параметров; зондирующие сигналы; акустическая скорость; дифракция Брэгга; автоматизированные измерения; дифракционная картина.

MEASUREMENT OF PARAMETERS OF ACOUSTOOPTIC DEFLECTORS WITH THE USE OF PROBING SIGNALS

A. M. Bobreshov[1], I. S. Korovchenko[1], A. V. Oleynikov[1], K. A. Prohorov[1]

[1]Federal State Budget Educational Institution of Higher Education "Voronezh State University" ("VSU" FGBOU VO), Voronezh, Russia

Abstract. In report concidered the problem of experimental determination of the acoustic velocity of an acousto-optic crystal by means of a method based on probing by a modulated meander with a varying period. When determining the speed, it is required to determine the time constant of the cell. An important requirement is the correct selection of the carrier frequency and the frequency range of the probe signal

The report describes the model of passing the probing signal depending on the period. Simplification in describing is achieved by assuming that the medium is homogenum.

For one of the proposed measurement methods required accurate calibration of the data collection system, which is not always possible. In connection with this, a technique was

developed based on probing meanders with a variable period, but using "relative" measurements. It allows to additionally verify the correctness of the received data in the presence of a system with an accurate caliber.

The results of numerical modeling of the maximum intensity of the diffraction pattern are presented. It is shown that the experimental results coincided with the theoretical results with an accuracy of 1.5%. The conclusions are done.

Keywords: acoustooptics; measurement of parameters; probing signals; acoustic speed; Bragg diffraction; automated measurements; diffraction pattern.

1. Введение

Для современных устройств приема и обработки информации уширение спектра – наиболее перспективный путь развития с точки зрения увеличения количества передаваемой информации. По этой причине представляется интересной разработка методов определения характеристик акустооптических элементов, вносящих основной вклад в распределения светового поля, при использовании широкополосных и сверхширокополосных устройств. Это позволит на этапе проектирования осуществлять выбор материалов для оптического кристалла и пьезоэлемента [1, 2], а также номиналов цепей согласования [3], наиболее подходящих с точки зрения применения широкополосных и сверхширокополосных сигналов конкретного типа в устройствах приема и обработки информации.

На данный момент параметры большинства используемых материалов известны только для определённых срезов кристалла. Для вычисления путём численного решения уравнения Грина-Кристоффеля требуется знание пьезоэлектрических модулей и упругих коэффициентов [4]. Вместе с тем, набор этих параметров ограничен применением классических подходов к моделированию и проектированию акустооптических устройств. Существует необходимость определить набор параметров для численного моделирования пространственного распределения светового поля в моделях [5, 6], не ограниченных узкополосными сигналами, а также разработать методы измерения этих параметров [5, 7, 8].

Акустическая скорость является одним из важнейших параметров акустооптических кристаллов, непосредственно характеризуя такой параметр как диэлектрическая проницаемость. Зная диэлектрическую проницаемость кристалла, можно рассчитать значения пьезоэлектрических модулей. Наличие информации о различных срезах кристалла позволяет рассчитать пространственное распределение оптического поля и подобрать такие характеристики акустооптического преобразователя, при которых обработка широкополосных и сверхширокополосных сигналов возможна и осуществляется наиболее эффективно.

2. Теоретическое обоснование

В теории акустооптики выделяют два основных подхода к описанию акустооптического взаимодействия: метод интегральных и дифференциальных уравнений. В методе интегральных уравнений связь между распределением

электрического поля светового пучка в выходной плоскости и акустического пучка, распространяющегося в оптическом кристалле, задаётся уравнением

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_V \frac{[[\vec{P}(\vec{r},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|}dV, \quad (1)$$

где $k'-$ волновое число дифрагированной волны, $n-$ показатель преломления среды для необыкновенного луча, $\vec{P}(\vec{r},t)$ — функция зависимости амплитуды и фазы индуцированного дипольного момента, которая связана с неоднородностью показателя преломления формулой:

$$P_i=\frac{1}{4\pi}\left(\Sigma_{ij}-\delta_{ij}\right)E_j \quad (2)$$

В большинстве рассматриваемых приложений, при использовании данного подхода также используют условие малой эффективности дифракции, что приводит к линейности как по оптическому, так и по акустическому полю, а также условие работы в дальней зоне. В результате, для расчета распределения электрического поля светового пучка применяется формула (1)

$$\vec{E}(\vec{r})=-\frac{k^2}{n^2}\frac{\exp(-ik'\rho')}{\rho'}Lw^2\ \frac{\sin(\frac{\beta L}{2})}{\frac{\beta L}{2}}\ \frac{\sin(\alpha x' w)}{\alpha x' w}\ \frac{\sin(\alpha y' w)}{\alpha y' w}, \quad (3)$$

где

$$\beta=\frac{K}{cos\theta}\left(\frac{K}{2k'}-sin\theta\right)\ \text{и}\ \alpha=\frac{k'}{2z'}.$$

W — апертура акустооптической ячейки, L — длина акустооптического взаимодействия, K — волновое число акустической волны.

Второй подход основан на уравнениях Максвелла для немагнитной непроводящей среды, диэлектрическая проницаемость ε которой предполагается функцией координат и времени. Из уравнений Максвелла можно записать дифференциальное уравнение для напряжённости электрического поля световой волны

$$\Delta\vec{\mathrm{E}}-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left(\vec{\varepsilon}*\vec{\mathrm{E}}\right)=0$$

Для дифрагированного света решение можно представить в виде суммы плоских волн:

$$E=\sum_l U_l(z)\exp\left(-i\left((\omega+l\Omega)t-(k*sin\theta-lK)x+kz*cos\theta\right)\right),$$

При этом амплитуда волны, в первом максимуме дифракционного поля определяется выражением:

$$U_1=-\exp(-i\beta_1 z)\,\xi U_0\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}}\exp(i\beta_1 z')\,dz'$$

$$=\xi U_0 L exp(-i\beta_1 z)\frac{\sin\left(\frac{\beta_1 L}{2}\right)}{\frac{\beta_1 L}{2}}, \quad (4)$$

где $$\beta_1=-\frac{K}{cos\theta}\left(sin\theta+\frac{K}{2k}\right). \quad (5)$$

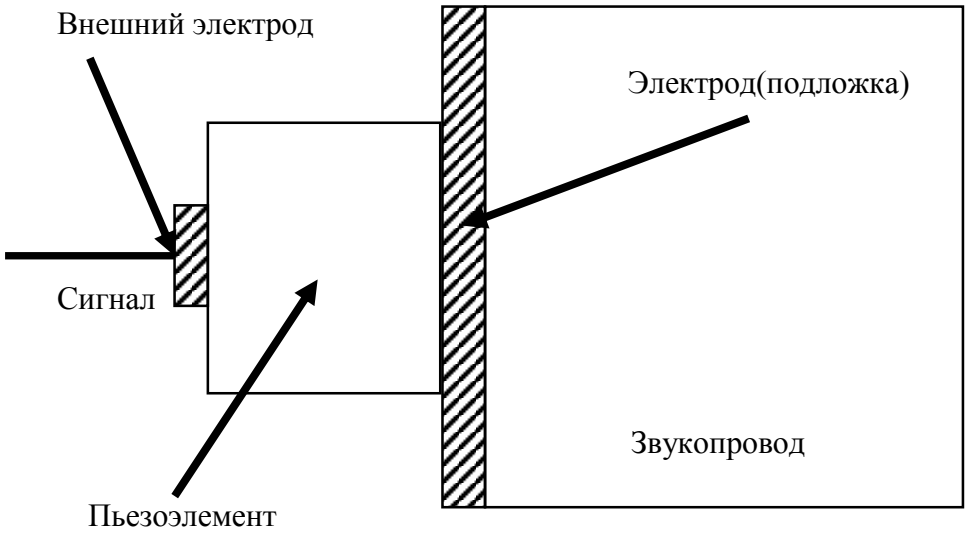
Различают два типа дифракции, различающихся дифракционными спектрами: Рамана-Ната и Брэгга. Первый вид дифракции наблюдается на низких частотах и небольшой длине области акустооптического взаимодействия. В результате дифракции можно наблюдать множество дифракционных максимумов различных порядков, расположенных симметрично, относительно нулевого. При изменении угла падения угловое распределение остаётся таким же, а интенсивность падает. В режиме Брэгга дифракционная картина возникает только при определённом угле падения, в отличие от Рамана-Ната, при этом возникает лишь один побочный максимум. Угол, при котором интенсивность в единственном боковом максимуме будет наибольшей называется углом Брэгга [2].

На рис.1а представлен основной способ возбуждения акустических волн. Электрическое поле сигнала, прикладываемое к электродам, вызывает колебания пьезоэлемента с амплитудой, много меньшей длины упругой волны. Сечение звукового пучка определяется внешним электродом. Проходя через внутренний электрод(подложку), звуковая волна попадает в звукопровод. После этого происходит дифракция светового пучка на пространственной решетке, образованной неоднородностью показателя преломления под действием звуковой волны. После этого дифракционная картина отображается на экране. Общая схема используемой модели изображена на рис. 1б.

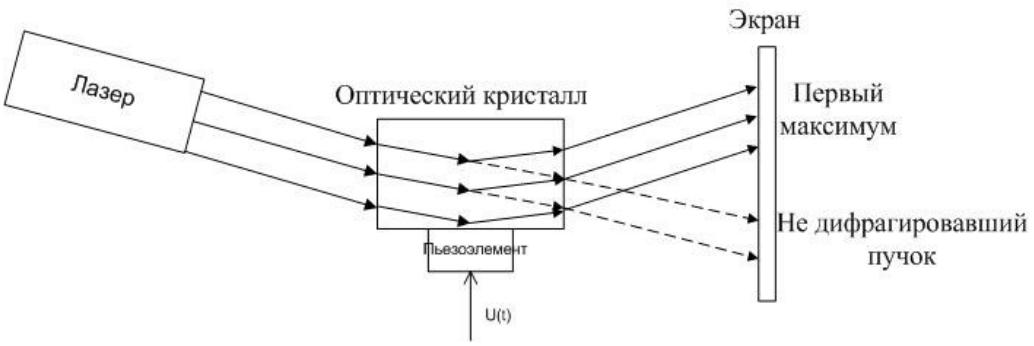
Большинство практических применений основывается на работе устройств в ближней зоне дифракции, в то время как для определения параметров кристалла предпочтительнее работать в дальней зоне. В этом случае главными плюсами являются простота настройки оптической системы с точки зрения реализации метода и получение более надежных результатов. Метод, представленный в работе, основан на анализе картины распределения интенсивности оптического поля на выходе акустооптического преобразователя, что позволяет измерить распределение с высоким угловым расширением [1].

Метод измерения акустической скорости исследуемой среды основывается на зондировании оптического кристалла акустическими волнами, образованными гармоническим электрическим сигналом на фиксированной частоте, модулированном меандром с изменяющимся периодом. Частота гармонического сигнала в методе выбирается, исходя из полученных частотных характеристик пьезоэлемента, а максимальная частота модуляции определяется половиной ширины полосы пропускания пьезоэлемента. В работе описано две методики измерений акустической скорости. Первая используется для измерения скорости в системах с точной предварительной настройкой измерительных приборов, в то время как вторая позволяет не проводить нормировку и значительно упрощает измерения, очевидно являясь менее точной.

Если акустическая волна, возбуждаемая пьезоэлементом и распространяемая в акустооптической ячейке, однородна, а оптический пучок когерентен, то можно сделать



а)



б)

Рис.1. Основная модель возбуждения акустических волн.

следующие предположения. Значение максимальной интенсивности дифрагированного пучка в случае однородной среды меняется в зависимости от периода повторения меандра:

- $T \to \infty$ наблюдается при облучении среды непрерывным гармоническим сигналом;
- $T \to \tau$ имеет место при заполнении ячейки целиком одним периодом акустической волны, образованной зондирующим электрическим сигналом, где τ – временная постоянная ячейки, характеризующая время прохода акустической волны через область акустооптического взаимодействия;
- $T \to 0$ соответствует случаю, когда внутри укладывается множество периодов акустической волны.

В случае, когда зондирующий сигнал является гармоническим, максимальное значение интенсивности I_{max} остаётся постоянным после включения подачи сигнала и не зависит от момента. Этот случай соответствует $T \to \infty$. При уменьшении периода меандра, модулирующего гармонический сигнал, происходит постепенное изменение дифракционной картины. В интервале $2\tau \leq T < \infty$ максимальное значение интенсивности остаётся постоянным, но достигается уже не сразу, а в течение какого-то времени, которое зависит от величины T. В диапазоне $\tau < T < 2\tau$ максимальное значение интенсивности начинает убывать, поскольку часть области взаимодействия акустической и оптической волн оказывается не заполненной сигналом. Точка $T = \tau$ определяет минимальное значение I_{max} на выходе ячейки, которое остаётся постоянным независимо от времени. Это можно объяснить тем, что в области взаимодействия содержится исключительно один период зондирующего сигнала. Учитывая однородность среды [9, 10], результирующее поле можно представить в виде:

$$\vec{E}_{rez}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2}\vec{E}(\vec{r}, t) \quad (6)$$

Исходя из этого получаем, что максимальная напряжённость электрического поля будет равняться половине от исходного. На основе этого можно сделать вывод, что минимальное значение $(I_{max})_{min}$ в дифракционной картине будет равняться 25% от максимального значения I_{max}. Аналогичные выводы можно получить и с использованием метода дифференциальных уравнений. При дальнейшем уменьшении периода меандра будет происходить периодическое изменение максимального значения интенсивности дифракции I_{max}, в то время как минимизация $(I_{max})_{min}$ будет иметь место в точках с $T = n\tau, n = 1,2, \ldots$

В том случае, когда $T = \tau$ в зоне взаимодействия помещается ровно один период меандра. Как было сказано выше, в этот момент значение $(I_{max})_{min}$ будет равняться четверти от максимума. Зная длину зоны взаимодействия и период Т, можно однозначно определить акустическую скорость, как $v = l/T$, поэтому искомому значению τ будет соответствовать первая точка, в которой интенсивность равна $\frac{I_{max}}{4}$. Для определения временной постоянной ячейки τ, требуется возможность точного измерения интенсивности в первом максимуме дифракционного поля. Из этого следует необходимость точной калибровки и линейность её элементов, однако, это не всегда бывает возможно.

Точное и линейное измерение интенсивности при любых значениях является неотъемлемым условием возможности использования предположений, описанных выше. Для работы в системе с нелинейным оптическим устройством предлагается несколько иной подход. Он основывается на том, что при $T \to 0$ количество периодов меандра, укладывающихся в зону взаимодействия, значительно увеличивается $n \to \infty$. Интенсивность первого максимума при этом стремится к тому же значению $(I_{max})_{min}$, что и в случае минимизации I_{max}, т. е. 25% от максимума. Однако теперь, не требуется калибровать измерительную систему. Достаточно прировнять некоторое полученное при

измерениях значение к четверти интенсивности. Первое значение длительности меандра, которому соответствует данное значение, и является искомым.

Для определения максимальной частоты меандра, характеризующей акустическую скорость, проведём следующие рассуждения. Основной величиной, которая будет изменяться при увеличении количества меандров, попадающих в зону взаимодействия, является девиация значения интенсивности первого максимума $\Delta I(\vec{r})$. Если принять её равной 5% от значения максимального значения интенсивности первого максимума, то требуемая для анализа частота меандра будет зависеть от условия:

$$\Delta \mathrm{I}(\vec{\mathrm{r}}) = I_{max}(\vec{\mathrm{r}}) - I_{min}(\vec{\mathrm{r}}) = 0.05 I_{max}(\vec{\mathrm{r}}),$$

Тогда:

$$\frac{I_{min}(\vec{\mathrm{r}})}{I_{max}(\vec{\mathrm{r}})} = 0.95.$$

Пусть N – количество полупериодов меандра, укладываемых в зону взаимодействия, $\tau -$ некая остаточная часть меандра, при этом $0 < \tau \leq \frac{T}{2}$, тогда в случае, если N – чётное и $\tau = \frac{T}{2}$, получается наибольшая разность между минимальным и максимальным значением:

$$\frac{I_{min}}{I_{max}} = \left(\frac{\frac{N}{2} * \frac{T}{2}}{\frac{N}{2} * \frac{T}{2} + \tau} \right)^2 = 0.95$$

Так как значение $\tau = \frac{T}{2}$, то получается, что

$$\frac{N}{N+2} = 0.975$$

Отсюда выражаем N и получаем, что N=38. Так как N — количество полупериодов меандра, укладываемых в зону взаимодействия, то частоту надо подбирать в N/2 раз большую максимально ожидаемой.

3. Реализация предложенного метода

Для реализации метода была разработана и реализована измерительная установка, блок-схема которой представлена на рис. 2. Источником оптического излучения является лазер генерирующий пучок с длиной волны 655нм. Это излучение проходит через акустооптическую ячейку, состоящую из пьезоэлемента и оптического кристалла. Она располагается на регулируемой подставке, которая позволяет задавать расстояние от ячейки до экрана, а также поворачивать ячейку в горизонтальной плоскости, меняя угол падения световой волны. Акустический сигнал передается на ячейку с помощью кабеля от высокочастотного генератора сигналов Agilent N5178b. Световой пучок дифрагирует на пространственной решетке, образованной неоднородностью показателя преломления под действием звуковой волны. Камера служит для считывания дифракционной картины, полученного в результате работы установки. Обработка экспериментальных данных и управление генератором осуществляется измерительным комплексом, выполненного с помощью системы автоматизации научных экспериментов LabView на базе National Instruments.

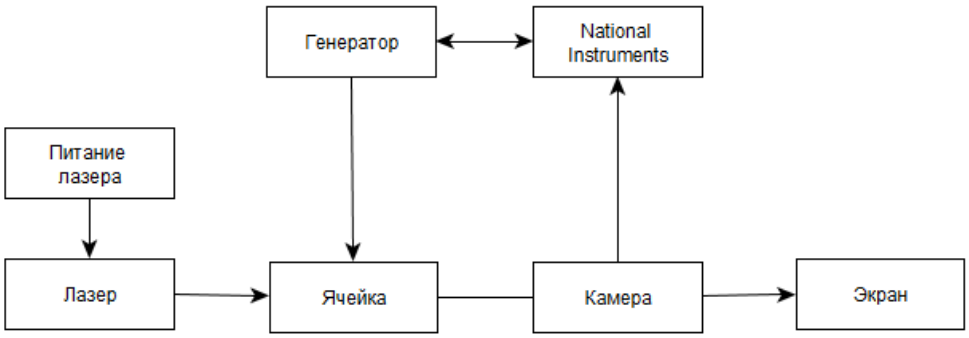


Рис.2. Блок схема измерительной установки

Для определения акустической скорости необходимо:

1) Определить ширину полосы пьезоэлемента,

2) Произвести выбор несущей частоты,

3) Произвести расчёт акустической скорости.

Известно, что полоса работы акустооптических приборов определяется характеристиками пьезоэлемента и селективностью акустооптического взаимодействия. Очевидно, что для получения максимально точно результата следует выбрать диапазон частот, на котором коэффициент пропускания максимален и наиболее линеен. В связи с этим, требуется предварительное измерение полосы пропускания пьезоэлемента, с целью определения параметров зондирующего сигнала.

Частотная характеристика пьезоэлемента измеряется на основе множества дифракционных картин, соответствующих различным углам падения лазерного луча на используемый кристалл [11]. Метод измерения основывается на том, что для дифракции Брэгга характерно наличие только одного бокового максимума. Если для какой-либо частоты из рассматриваемого диапазона выполнены условия, необходимые для данного режима дифракции, то на дифракционной картине можно наблюдать чётко выраженный максимум интенсивности. Очевидно, что в данном случае получается максимальное значение интенсивности, которое не зависит от частоты сигнала, и определяется частотной характеристикой пьезоэлемента. После получения множества дифракционных картин для различных значений углов, строится трёхмерный график в координатах частоты, отклонения на экране и относительной интенсивности (рис.3).

Проекция графика на плоскость Интенсивность / Частота зондирующего сигнала будет представлять из себя искомую характеристику пьезопреобразователя (рис.4)

Для измерения постоянной кристалла τ на генераторе последовательно происходит изменение параметров модулирующего меандра. При этом при увеличении частоты модуляции время сбора данных увеличивается. Это связано с использование для сбора данных камеры, с частотой 23 кадра/с. Очевидно, что для дискретизации частоты модуляции с частотой 23кГц требуется в 1000 раз больше времени, чем для снятия данных о 23Гц. С целью увеличения выборки и накопления достаточного количества

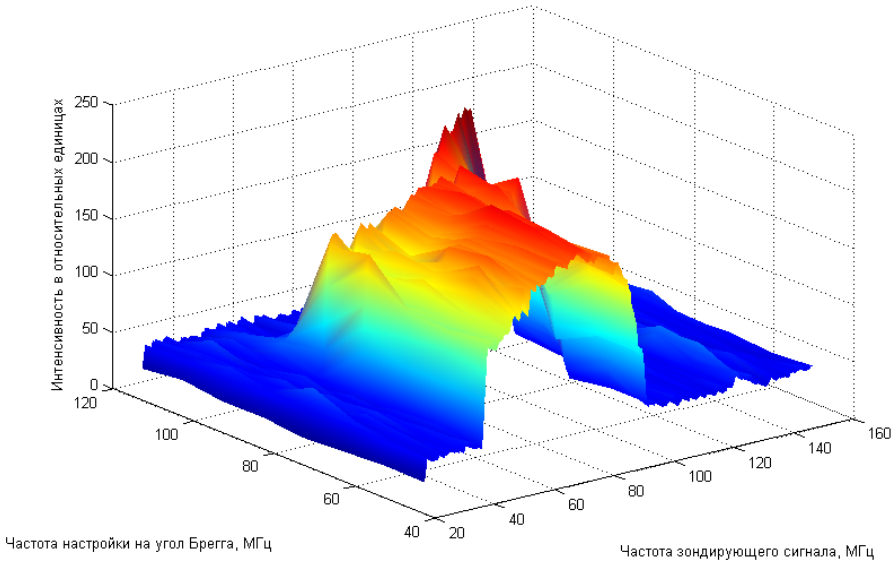


Рис.3. Трёхмерный график распределения интенсивности

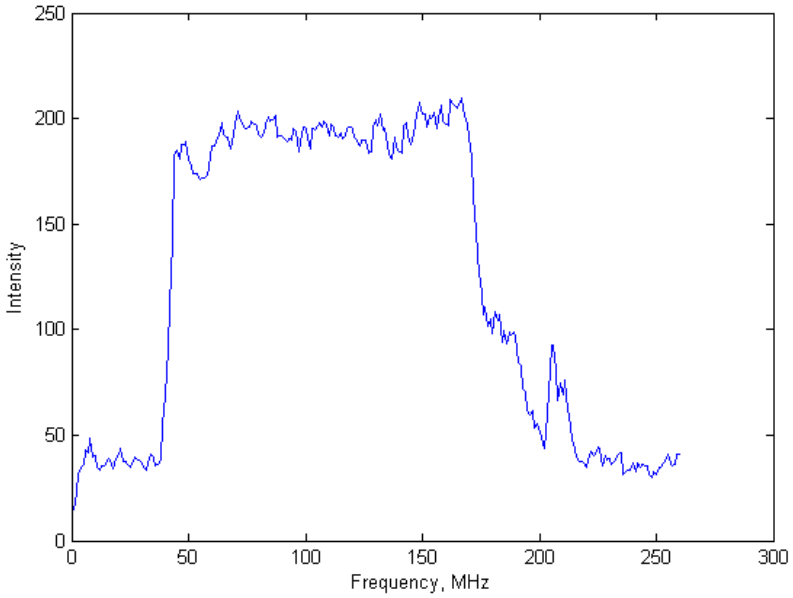


Рис. 4 Частотная характеристика полосы пропускания пьезоэлемента

данных на более высоких частотах (20 – 90 МГц) измерения производятся достаточно долго от единиц до десятков часов для каждого значения частоты.

На рис. 5 представлены расчётный, полученный с помощью численного моделирования, и экспериментальный график зависимостей интенсивности от частоты модуляции. Видно, что первый минимум интенсивности приходится на частоту 1.8 МГц и l = 4мм, следовательно, акустическая скорость в данном кристалле составляет $1.8*10^6*0.004=7200 м/с$. Данное значение с погрешностью в 1.5% совпадает со значением акустической скорости в кристалле ниобата лития 7320м/с [12, 13], из которого и был изготовлен звукопровод.

Возникновение данной погрешности возможно по различным причинам. Во-первых, в процессе эксперимента была использована методика, не требующая предварительной точной настройки измерительных приборов. Во-вторых, сбор данных осуществлялся камерой с частотой много меньшей частоты модуляции меандра. Это приводит к увеличению времени, требуемого для проведения эксперимента в количество раз, равного отношению данных частот. В-третьих, чем больше времени требуется для измерения, тем более вероятно влияние возможных нестабильностей лазера. В основу метода положено, что источник излучения обладает высокой когерентностью, а значение интенсивности неизменно на протяжении всего эксперимента, однако, некая девиация всё же присутствует. Нестабильность этих значений в эксперименте устраняется за счёт увеличения объема выборки данных. Однако, для уменьшения времени проведения эксперимента количество измерений было уменьшено, и локальные всплески мощности лазера могли повлиять на конечный результат. Также на рис. 1 видно, что количество точек, в которых снимались данные с увеличением частоты уменьшается, что связано со значительным увеличением времени сбора данных.

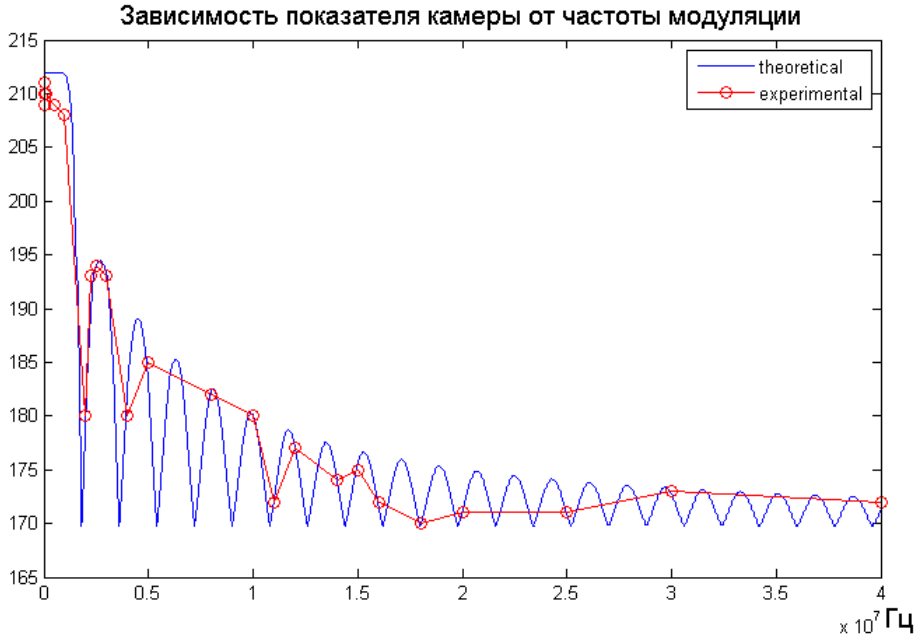


Рис. 5. Зависимость измеренной интенсивности от частоты модуляции

4. Заключение

В работе приводится теоретическое описание и экспериментальная проверка метода определения акустической скорости акустооптического кристалла и ширины полосы пьезопреобразователя. Рассматриваются два варианта измерений: абсолютные для линейной системы и относительные для нелинейной. Приведён расчёт предельной частоты модуляции, после которой при заданном параметре неоднородности интенсивности не целесообразно проводить измерения, а также проведено сравнение теоретических и экспериментальных результатов.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ №16-42-360381Р_А.

Литература

1. Колесников А.И. Современные материалы для акустооптических устройств на объёмных волнах / А.И. Колесников // - Вестник ТвГУ. Серия «Физика», выпуск 15. 2011. – С.67 – 85.
2. Балакший В.И., Волошинов В.Б., Князев Г.А., Кулакова Л.А. Исследование акустооптических кристаллов теллура в режиме анизотпропной дифракции света / В.И. Балакший, В.Б. Волошинов, Г.А. Князев, Л.А. Кулакова //ЖТФ, т. 78, 2008. – С. 87-95.
3. Молчанов В.Я., Макаров О.Ю., Друина Д.В., Гасанов О.В. Широкополосное электрическое согласование акустооптических устройств с трактом электронной системы управления / В.Я. Молчанов, О.Ю. Макаров, Д.В. Друина, О.В. Гасанов // - Вестник ТвГУ. Серия «Физика», выпуск 14. 2011. – С.85 – 102.
4. Поликарпова Н. В., Мальнева П. В. // Известия РАН. Серия физическая. 2012. Т. 76. №12. С. 1422
5. Захарченко С.В., Батурин А.С. Метод нахождения приближенного решения задачи многочастотной акустооптической дифракции / С.В. Захарченко, А.С. Батурин // Труды МФТИ, т.5, 2013 — №1 – с. 44-52
6. Дьяконов Е.А., Волошинов В.Б., Поликарпова Н.В. Акустический журнал, 2012, т. 58, № 1, с. 121-131
7. Петров В. В. Метод создания широкополосных акустооптических гиперзвуковых брэгговских ячеек / В. В. Петров // ЖТФ, т. 67, 1997. – с. 53-57.
8. Заварин С.В. Особенности использования многоэлементных преобразователей в анизотропных акустооптических элементах Брэгга / С. В. Заварин, Е. Л. Никишин // Автометрия, т. 48, 2012. – №1 – с. 114-119.
9. Захаров А.В., Поликарпова Н.В., Волошинов В.Б. Модифицированный параметр Кляйна-Куна для анализа акустооптического взаимодействия в акустически анизотропной среде // Труды школы-семинара «Волны-2014»,сек.6 , с. 10-13
10. Пикуль О.Ю., Криштоп В. В., Гончарова П. С., Литвинова М. Н., Сюй А. В. Оптические процессы в анизотропных кристаллах : учеб. Пособие / под ред В.В. Криштопа // О. Ю. Пикуль, В.В. Криштоп, П. С. Гончарова, М. Н. Литвинова, А. В. Сюй.— Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2012. — 131 с.
11. Бобрешов А.М., Коровченко И.С., Олейников А.В. Экспериментальное определение параметров акустооптических устройств // Труды 14 международной научно-техническая конф. «Физика и технические приложения волновых процессов», 2017, С.121-122.
12. Блистанов А. А., Бондаренко В. С., Акустические кристаллы. Справочник / А. А. Блистанов, В. С. Бондаренко; под ред. М. П. Шаскольской // — М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1982. — 632 с.
13. Балышева О. Л. Материалы для акустоэлектронных устройств: учеб. пособие / О. Л. Балышева // — ГУАП. СПб, 2005. — 50 с.

References

1. Kolesnikov A.I. Modern materials for acousto-optical devices based on volume waves/ A. I. Kolesnikov // - Vestnik TSU. Series «Physics», volume 15. 2011. – P.67 – 85.
2. Balakshii V.I., Voloshinov V.B., Knyazev G.A., Kulakova L.A. Investigation into the acoustooptic properties of tellurium crystals by anisotropic diffraction of light / V.I. Balakshii, V.B. Voloshinov, G.A. Knyazev, L.A. Kulakova // Journal of applied physics, v. 78, 2008. – P. 87-95.
3. Molchanov V.Ya, Makarov O.Yu, Druina D.V.., Gasanov O.V. Broad-band complex impedance matching of piezoelectric transducer with the channel of electronic control system / V.Ya. Molchanov, O.Yu. Makarov, D.V. Druina, O.V. Gasanov // - Vestnik TSU. Series «Physics», volume 14. 2011. – P.85 – 102.
4. Polikarpova N.V., Malneva P.V. // Izvestia RAN. Physics series . 2012. T. 76. №12. P. 1422

5. Zaharchenko S.V., Baturin A.S. Approach to an approximate solution to the multifrequency acoustooptic interaction problem / S.V. Zaharchenko, A.S. Baturin // Proceeding of MIPT, v.5, 2013 — №1 – pp. 44-52
6. D'yakonov E.A.., Voloshinov V.B., Polikarpova N.V. Acoustical Physics, 2012, v. 58, № 1, pp. 121-131
7. Petrov V.V. Method of creating wide-band acoustooptic hypersonic bragg cells / V. V. Petrov // Journal of applied physics, v. 67, 1997. – pp. 53-57.
8. Zavarin S. V. Features of using multi-element converters in anisotropic acousto-optic bragg cells / S. V. Zavarin, E. L. Nikishin // Optoelectronics, Instrumentation and data processing, v. 48, 2012. – №1 – pp. 97-101.
9. Zaharov A.V., Polikarpova N.V., Voloshinov V.B. Modified Klein-Cook Parameter for the Analysis of Acousto-Optic Interaction in the Acoustically Anisotropic Medium// Proceeding of school-seminar «Waves-2014»,sec.6 , pp. 10-13
10. Pikul O.Yu., Krishtop V.V., Goncharova P.S., Litvinova M.N., Syui A.V. Optical process in the anisotropic crystals //O. Yu. Pikul, V. V. Krishtop, P. S. Goncharova, M. N. Litvinova, A. V. Syui.— Habarovskк: DVGUPS, 2012. — 131 p.
11. Bobreshov A.M., Korovchenko I.S., Oleynikov A.V. Экспериментальное определение основных параметров акустооптических устройств // Proceeding of XIV international technical-science conf. «The physics and technologyl applications of waves processes», 2017, pp.121-122.
12. Blistanov A. A., Bondarenko V. S., Akusticheskie kristally. Spravochnik / A. A. Blistanov, V. S. Bondarenko // — M.: Nauka, Glavnaia redakciia fiziko-matematicheskoi literatury, 1982. — 632 p.
13. Balysheva O. L. , Materialy dlya akustoelectronnyh ustroistv / O. L. Balysheva // — GUAP. SPb, 2005. — 50 p.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО ШЕННОНУ, КУЛЬБАКУ И ФИШЕРУ ПРИ ОПИСАНИИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

В. М. Артюшенко[1], В. И. Воловач[2]

[1]Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия
[2]Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

Аннотация. Рассмотрены и проанализированы вопросы, связанные с информационными характеристиками обрабатываемых сигналов и воздействующих на них помех, имеющих в общем случае негауссовский характер распределения. Показано, что для описания их статистических характеристик может быть использована информация по Шеннону, Фишеру и Кульбаку Показано, что рассмотренные характеристики позволяют оцениваться информационный ущерб создаваемый воздействующей помехой.

Ключевые слова: информационные характеристики; количество информации, плотность распределения вероятностей, энтропия.

INFORMATION CHARACTERISTICS OF SHANNON, KULLBACK AND FISHER IN THE DESCRIPTION OF SIGNALS AND NOISE

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. Reviewed and analyzed issues related to information characteristics of the processed signals and induced noises which in general have non-Gaussian character of the distribution. . It is shown that to describe their statistical characteristics Shannon, Fisher and Kullback information can be used. It is shown that the considered characteristics allow information to be assessed damage created by impact-related disturbance.

Keywords: information characteristics, amount of information, the probability density function, entropy.

1. Введение

В радиотехнических системах и устройствах источником получаемой информации является электромагнитное поле (колебание) принимаемого полезного сигнала $S(\lambda, t)$, где под λ, как правило, понимаются либо информационные процессы $\lambda(t)$, либо информационные параметры $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_k$. Извлечение полезной информации из сигнала затрудняется наличием, в общем случае, двумя видами помех: мультипликативной $\eta(t)$ и аддитивной $n(t)$. В результате на вход радиотехнических систем и устройств поступает электромагнитное колебание [1-5]:

$$y(t) = \eta(t) S(\lambda, t) + n(t). \qquad (1)$$

Выражение (1) представляет собой уравнение наблюдения, для которого $t \in (0, T)$, где T – интервал наблюдения.

При описании статистических характеристик случайных информационных процессов $\lambda(t)$ и воздействующих на полезный сигнал $S(\lambda, t)$ мультипликативных $\eta(t)$ и аддитивных $n(t)$ помех, важной характеристикой является информационный аспект [1, 6].

2. Информация по Шеннону

Степень неопределенности случайного процесса $\vartheta(\vartheta = \lambda, \eta, n)$ можно охарактеризовать энтропией, или, как ее иногда называют, количеством информации по Шеннону относительно плотности распределения вероятностей (ПРВ) $W_0(\vartheta)$

$$I_{\text{Ш}}(W_0) = M\{\ln W_0(\vartheta)\} = -\int_{-\infty}^{\infty} W_0(\vartheta)\ln W_0(\vartheta)\,d\vartheta. \qquad (2)$$

где M – знак математического ожидания.

При описании помех (п = η, n) параметр $I_{\text{Ш}}$ характеризует их дезинформирующее действие.

Согласно Шеннону, который ввел понятие энтропии, количество информации $I_{\text{Ш}}$ (W_0) определяется как разность энтропий

$$I_{\text{Ш}} = I(\vartheta) - I(\vartheta|\vartheta_{\text{пс}}),$$

где $I(\vartheta)$ энтропия (мера неопределенности) измеряемой величины до ее измерения; $I(\vartheta|\vartheta_{\text{пс}})$ – условная энтропия действительного значения измеряемой величины ϑ (мера интервала неопределенности) вокруг получаемого после измерения $\vartheta_{\text{пс}}$.

Как известно [7], самой большой неопределенностью, в отличие от других ПРВ, обладает гауссовское распределение. Следовательно, учет реальной формы ПРВ случайных процессов позволяет получить дополнительную информацию при обработке сигналов [8].

В качестве признаков, характеризующих форму ПРВ, были предложены коэффициенты асимметрии $K_{\text{а}}$ и эксцесса $K_{\text{э}}$. Однако если ПРВ помехи $W_{\text{п}}$(п), (п = η, n) имеет симметричный характер, то $K_{\text{а}} = 0$, и единственным информационным признаком остается коэффициент эксцесса. В этом случае, конструктивным является использование энтропийного коэффициента ПРВ

$$K_{\text{н}} = \frac{\exp\{H(\text{п})\}}{2\sigma},$$

где $H(\text{п}) = -\int_{-\infty}^{\infty} W_{\text{п}}(\text{п})\ln W_{\text{п}}(\text{п})\,d\text{п}$ – энтропия ПРВ (информация по Шеннону); σ – стандартное отклонение.

Заметим, что для любых законов распределения величина $K_{\text{н}}$ лежит в пределах 0 – 2,066, причем максимальное значение $K_{\text{н}} = 2{,}066$ имеет гауссовское распределение.

В качестве второго признака, характеризующего форму ПРВ, удобнее использовать не коэффициент эксцесса $K_{\text{э}}$, изменяющийся от 1 до ∞, а контрэксцесс $\varkappa = K_{\text{э}}^{-0,5}$, значение которого может меняться в пределах от 0 до 1.

Учитывая выражение для H(п), представим значение энтропии $I_{\text{Ш}}$ истинной ПРВ в виде

$$I_{\text{Ш}} = I_{\text{р}} - \Delta I,$$

где $I_р$ энтропия равномерного распределения; ΔI – отклонение истинной энтропии случайного процесса, с ПРВ $W_п(п)$, от энтропии равномерного распределения.

Энтропия равномерного распределения $I_р$ зависит лишь от диапазона измерения (шкалы) случайного процесса при чем, интервал неопределенности в этом случае лежит в пределах от $п_{min}$ до $п_{max}$, а количество информации по Шеннону (Шеноновская энтропия) есть логарифмическая мера длины этого интервала

$$I_{Ш} = -\int_{п_{min}}^{п_{max}} \frac{1}{п_{Ш}} \log \frac{1}{п_{Ш}} dп = \log п_{Ш}\,;\; п_{Ш} = п_{max} - п_{min}\,.$$

Заметим, что энтропия, для любой ПРВ, не зависит от математического ожидания, то есть не меняется при переносе начала отсчета координаты случайной величины.

Кроме шеноновской информации (2) большое распространение получила и так называемая квазишеноновская информация

$$I_{кв.Ш}\left(W_0, W\right) = -M\left\{\ln W\left(\vartheta\right)\right\} = -\int W_0\left(\vartheta\right) \ln W_0\left(\vartheta\right) d\vartheta\,.$$

Причем, всегда имеет место неравенство $I_{Ш}\left(W_0\right) \le I_{кв.Ш}\left(W_0, W\right)$.

3. Информация по Кульбаку

Мерой погрешности аппроксимации истинного распределения $W_{2k}(y,\ s)$ наблюдаемых данных y и выделяемого сигнала $s\left(s = \eta(t) S\left(\vec{\lambda}, t\right)\right)$ (1), могут служить функции [9]:

$$\sqrt{2I\left(W, \tilde{W}\right)}\,;\; \sqrt{2I\left(\tilde{W}, W\right)}\,;\; \sqrt{2I\left(\tilde{W}, W\right)} + \sqrt{2I\left(W, \tilde{W}\right)}\,,$$

где $I\left(W, \tilde{W}\right) = \int \tilde{W}_{2k}\left(y,s\right) \ln \frac{\tilde{W}_{2k}\left(y,s\right)}{W_{2k}\left(y,s\right)} dyds\,;\; I\left(\tilde{W}, W\right) = \int W_{2k}\left(y,s\right) \ln \frac{W_{2k}\left(y,s\right)}{\tilde{W}_{2k}\left(y,s\right)} dyds\,,$

$I\left(W, \tilde{W}\right)$, $I\left(\tilde{W}, W\right)$ – информационные расстояния (или числа) по Кульбаку.

Если данные y представляют собой аддитивную смесь сигнала s и помехи n, которые между собой независимы, при этом сигналу соответствует ПРВ $W_s(s)$, а помехи $W_n(n)$, то совместная ПРВ y и s будет иметь следующий вид:

$$W_{2k}\left(y,s\right) = W_{nk}\left(y - s\right) W_{sk}\left(s\right). \qquad (3)$$

Приняв для помехи приближенное описание $\tilde{W}_{nk}\left(x\right)$ вместо $W_{2k}(y,\ s)$, будем иметь

$$\tilde{W}_{2k}\left(y,s\right) = \tilde{W}_{nk}\left(y - s\right) W_{sk}\left(s\right). \qquad (4)$$

Информационное расстояние между распределениями (3) и (4) [9]:

$$I\left(\tilde{W} : W\right) = \int\int_{\pm\infty} \tilde{W}_{nk}\left(y - s\right) W_{sk}\left(s\right) \ln \frac{\tilde{W}_{nk}\left(y - s\right)}{W_{nk}\left(y - s\right)} dyds = \int\int_{\pm\infty} \tilde{W}_{nk}\left(n\right) \ln \frac{\tilde{W}_{nk}\left(n\right)}{W_{nk}\left(n\right)} dn = I\left(\tilde{W}_{nk} : W_{nk}\right)$$

что характеризует расстояние между W_{nk} и $\tilde{W}_{nk}$.

Когда приближенное описание касается только сигнала s, то аналогично получаем

$$I\left(\tilde{W} : W\right) = I\left(\tilde{W}_{sk} : W_{sk}\right).$$

В классе гауссовских процессов информационные расстояния $I\left(W,\tilde{W}\right)$ и $I\left(\tilde{W},W\right)$ определяются корреляционными функциями $R(k)$ и $\tilde{R}\left(k\right)$ вектора n (сигнала или помехи) и его модели. Если модель марковская, то

$$2I\left(\tilde{W}:W\right)=\ln\frac{D}{\tilde{D}}+\sum\nolimits_{k,l=1}^{K}H_{kl}\tilde{R}_{kl}-k\,;$$

$$2I\left(W:\tilde{W}\right)=\ln\frac{\tilde{D}}{D}+\sum\nolimits_{k,l=1}^{K}\tilde{H}_{kl}R_{kl}-k=\ln\frac{\tilde{D}}{D}, \qquad (5)$$

где D и $\tilde{D}$ - определители корреляционных матриц $\left\|R_{kl}\right\|$ и $\left\|\tilde{R}_{kl}\right\|$ соответственно; $\left\|H_{kl}\right\|$ и $\left\|\tilde{H}_{kl}\right\|$ – матрицы, обратные $\left\|R_{kl}\right\|$ и $\left\|\tilde{R}_{kl}\right\|$.

Выражение (5) записано с учетом равенства

$$\sum\nolimits_{k,l=1}^{K}\tilde{H}_{kl}R_{kl}=\sum\nolimits_{k,l=1}^{K}\tilde{H}_{kl}\tilde{R}_{kl}=k\,,$$

которое справедливо в силу свойств марковских моделей:

$$\tilde{R}_{kl}=R_{kl}\ \text{ при }\left|k-l\right|\le P\,;\quad \tilde{H}_{kl}=0\,,\ \text{при }\left|k-l\right|>P\,.$$

Рассмотрим негауссовский процесс $n(t)$, образуемый из гауссовского процесса $\xi(t)$ путем монотонного нелинейного преобразования $n=V(\xi)$. В этом случае составим соотношения

$$I\left(\tilde{W}_n:W_n\right)=I\left(\tilde{W}_\xi:W_\xi\right);\quad I\left(W_n:\tilde{W}_n\right)=I\left(W_\xi:\tilde{W}_\xi\right),$$

показывающие, что погрешности описания процессов $n(t)$ и $\xi(t)$ совпадают.

Чаще всего марковские модели применяют тогда, когда полная информация об описываемом объекте отсутствует. В этом случае вычислить погрешности

$$d_1=\sqrt{2I\left(\tilde{W}:W\right)};\quad d_2=\sqrt{2I\left(W:\tilde{W}\right)}+\sqrt{2I\left(W:\tilde{W}\right)}\,.$$

Однако, если известны одномерная ПРВ $W_n(n)$ и корреляционная функция $R_n(\tau)$ процесса $n(t)$, то эта информация позволяет представить $n(t)$ в виде $n=V(\xi)$ и судить о погрешности описания $n(t)$ по погрешности, соответствующей порождающему процессу.

4. Информация по Фишеру

Наряду с информацией по Шеннону и Кульбаку широкое прикладное значение, особенно в задачах статистического синтеза оптимальных алгоритмов обработки, получила информация по Фишеру, содержащаяся в случайном процессе с ПРВ $W_{\text{п}}(\text{п})$

$$I_{\Phi}=\left\{m\left[\frac{d\ln W_{\text{п}}\left(\text{п}\right)}{d\text{п}}\right]^2\right\}=\int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{d\ln W_{\text{п}}\left(\text{п}\right)}{d\text{п}}\right]^2 W_{\text{п}}\left(\text{п}\right)d\text{п}\,.$$

Можно показать [10], что в случае одномерных ПРВ имеет место тождество

$$m\left\{\frac{d^2\ln W_{\text{п}}\left(\text{п}\right)}{d\text{п}^2}\right\}=-m\left\{\left[\frac{d\ln W_{\text{п}}\left(\text{п}\right)}{d\text{п}}\right]^2\right\}.$$

Выражения I_{Φ} для некоторых распределений представлены в табл. 1.

Таблица 1. Фишеровская информация I_Φ и динформация I_D

ПРВ $W(\pi)$	Информация по Фишеру I_Φ	Динформация по Фишеру I_D
$N(0, 1)\quad (2\pi)^{-0.5}\exp\{-\lvert\pi\rvert\}$	1	3
$L(0, 1)\quad 0{,}5\exp\{-\pi^2/2\}$	1	2
$C(0, 1)\quad \pi^{-1}(1+\pi^2)^{-1}$	0,5	1,5
$Lo(0, 1)\quad \exp\{-\pi\}(1+\exp\{-\pi\})^2$	$1/3 \approx 0{,}33$	$(\pi^2+12)/9 \approx 2{,}43$
$Se(0, 1)\quad 0{,}5\,\mathrm{sech}^2\,\pi$	$4/3 \approx 1{,}33$	$(\pi^2+12)/9 \approx 2{,}43$

В случае если случайный процесс задан двухмерной $W(\pi_1, \pi_2)$ или условной $W(\pi_1|\pi_2)$ ПРВ по аналогии с I_Φ, вводится понятие информационной матрицы Фишера I_Φ с элементами:

$$I_{\Phi.ij} = m\left\{\frac{d\ln W(\pi_1|\pi_2)}{d\pi_i}\frac{d\ln W(\pi_1|\pi_2)}{d\pi_j}\right\} = \int\int_{-\infty}^{\infty}\frac{d^2\ln W(\pi_1|\pi_2)}{d\pi_i d\pi_j}\ln W(\pi_1,\pi_2)\,d\pi_1 d\pi_2;\ i,j = 1, 2.$$

Предполагается, что матрица $\|I_\Phi\|$ положительно определенная, то есть $\det I_\Phi \neq 0$.

В частном случае гауссовского случайного процесса $n(t)$, заданного переходным распределением, информационная матрица Фишера приобретает вид:

$$\|I_{\Phi.\Gamma}\| = \begin{Vmatrix} I_{\Phi.11} & I_{\Phi.12} \\ I_{\Phi.21} & I_{\Phi.22} \end{Vmatrix} = \left[\sigma_n^2\left(1-r_n^2\right)\right]^{-1}\begin{Vmatrix} 1 & -r_n \\ -r_n & r_n^2 \end{Vmatrix},$$

где σ_n^2 – дисперсия, а r_n – коэффициент корреляции случайного процесса $n(t)$.

Из сравнения члена $I_{\Phi.11}$ и I_Φ для ПРВ с независимыми значениями следует, что сомножитель в правой части $I_{\Phi.11}$ при $r_n = 0$ совпадает с I_Φ для гауссовской ПРВ. Поскольку $0 \le r_n^2 < 1$, то ясно, что наличие конечной корреляции между значениями $n(t)$ приводит к увеличению информации по Фишеру по сравнению со случаем одномерных ПРВ. В общем случае определение информационных матриц для негауссовских корреляционных процессов наталкивается на значительные трудности и, как правило, не может быть получено аналитически.

Лишь в отдельных случаях решение удается получить аналитически. Так, например, для ПРВ

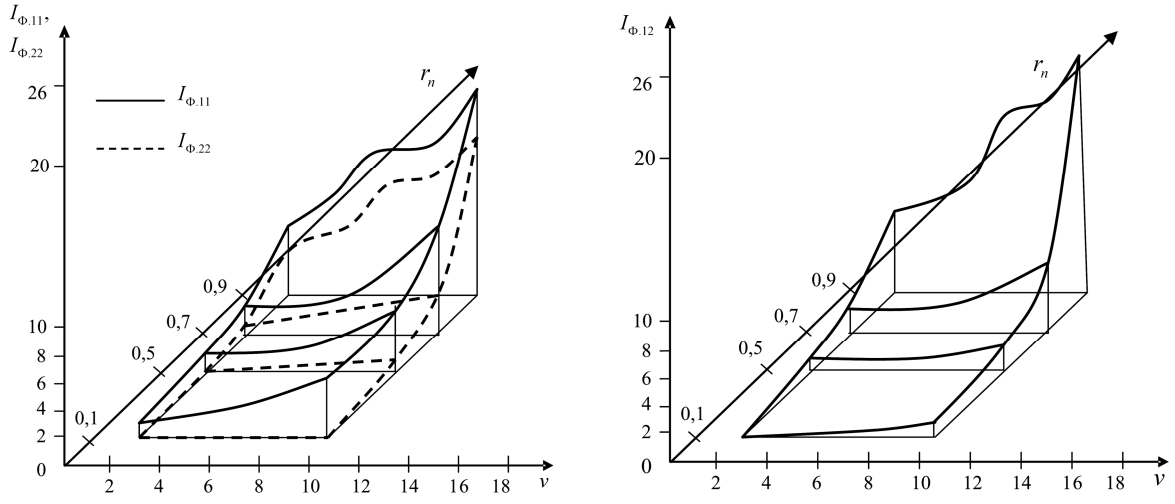
$$W(n_h|n_{h-1}) = \frac{v}{2\Gamma(v^{-1})\sigma}\left[\frac{\Gamma(3/v)}{(1-r^2)\Gamma(v^{-1})}\right]^{0.5}\exp\left\{-\left[\frac{\Gamma(3/v)}{(1-r^2)\Gamma(v^{-1})}\right]^{v/2}\left[\frac{|n_h - rn_{h-1}|^v}{\sigma^v}\right]\right\},$$

где $\Gamma(.)$ – гамма функция, информационная матрица принимает вид:

$$\|I_\Phi\| = \frac{v(v-1)\Gamma(3/v)\Gamma(1-v^{-1})}{\sigma_n^2\Gamma^2(1/v)(1-r_n^2)}\begin{Vmatrix} 1 & -r_n \\ -r_n & r_n^2 \end{Vmatrix} = A(v)\,I_{\Phi.\Gamma},$$

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

Зависимости элементов матрицы $I_{\Phi.ij}$ от параметров распределения приведены на рисунке 1.



а) *б*)

Рис. 1. Зависимость элементов матрицы $I_{\Phi.ij}$ от параметров распределения: $I_{\Phi.11}, I_{\Phi.22}$ (*а*); $I_{\Phi.12}$ (*б*)

Аналогично квазишеноновской информации вводится понятие квазифишеровской информации:

$$\int_{-\infty}^{\infty} W_0(\text{п})\left(\frac{W'(\text{п})}{W(\text{п})}\right)^2 d\text{п}=\int_{-\infty}^{\infty} W_0(\text{п})\left(\frac{d\ln W(\text{п})}{d\text{п}}\right)^2 d\text{п} = m\left\{\left(\frac{W'(\text{п})}{W(\text{п})}\right)^2\right\} = I_{\Phi}(W, W_0).$$

Величина $I_{\Phi}(W,\ W_0)$ используется в частности для оценки эффективности алгоритмов асимптотически оптимального приема.

Наряду с введенными понятиями Фишеровской информации при оценке характеристик односторонних ПРВ, характерных, например, для описания случайных амплитуд узкополосных радиосигналов (мультипликативных помех η), используется Фишеровская дисперсионная информация (динформация) [11]:

$$I_D = m\left\{\eta^2\left(\frac{W'(\eta)}{W(\eta)}\right)^2\right\} = \int_{-\infty}^{\infty}\eta^2\left(\frac{d\ln W(\eta)}{d\eta}\right)^2 d\eta\,.$$

Отметим, что для одной и той же ПРВ выполняется неравенство: $I_D(W) > I_{\Phi}(W)$.

Выражение I_D для некоторых распределений отражены в табл. 1.

5. Заключение

На основании рассмотренных характеристик в радиотехнических задачах может оцениваться информативная характеристика воздействующей на сигнал помехи, то есть относительный ущерб, создаваемый помехой заданного типа. Под информационным

ущербом принято считать уменьшение среднего количества информации под воздействием помехи, оценивающее, в свою очередь, степень неопределенности при принятии решения после получения сведения о принятом сигнале.

Литература

1. Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпухин В. И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов; под ред. И. Я. Кремера. М.: Сов. радио, 1972. – 480 с.
2. Артюшенко В. М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: ФГБОУ ВПО ФТА; изд-во «Канцлер», 2014. – 298 с.
3. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Квазиоптимальная обработка сигналов на фоне аддитивной и мультипликативной негауссовских помех // Радиотехника, 2016, № 1. – С. 124-130.
4. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Идентификация параметров распределения аддитивных и мультипликативных негауссовских помех // Автометрия, 2017, Т. 53, № 3. – С. 36-43.
5. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне аддитивно-мультипликативных помех // Радиолокация, навигация, связь. XXIII Международная научно-техническая конференция. Том 3. Воронеж, 2017. – С. 827-834.
6. Абчук В. А., Суздаль В. Г. Поиск объектов. М.: Сов. радио, 1977. – 336 с.
7. Тихонов В. И. Нелинейное преобразование случайных процессов. М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.
8. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Измерение информационных параметров сигнала в условиях воздействия аддитивных негауссовских коррелированных помех // Автометрия, 2016, Т. 52, № 6. – С. 22-28.
9. Хазен Э. М. Методы оптимальных статистических решений и задачи оптимального управления. М.: Сов. радио, 1968. – 230 с.
10. Кендалл М., Стьюарт А. Теория распределений. М.: Наука, 1966. – 587 с.
11. Цыпкин Я. З. Основы информационной теории идентификации. М.: Наука, 1984. – 320 с.

References

1. Kremer I. Ja., Vladimirov V. I., Karpuhin V. I. Modulating (multiplicative) interferences and reception of radio signals; ed.. I. Ja. Kremera. M.: Sov. radio, 1972. – 480 s.
2. Artyushenko V. M. Processing of the information parameters of the signal under additive-multiplicative non-Gaussian noise. M.: FGBOU VPO FTA; Izd-vo «Kantsler», 2014. – 298 p.
3. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Quasi-optimal signal processing against additive and multiplicative non-Gaussian noise // Radiotechnics, 2016, No. 1. – P. 124-130.
4. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Identification of distribution parameters of additive and multiplicative non-Gaussian noises // Avtometriya, 2017, Vol.. 53, No. 3. – P. 36-43.
5. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Evaluation of the accuracy of the information parameters of the signal against additive-multiplicative noise // Radar, navigation, communications. XXIII international scientific and technical conference. Vol. 3. Voronezh, 2017. – P. 827-834.
6. Abchuk V. A., Suzdal' V. G. Finding objects. M.: Sov. radio, 1977. – 336 p.
7. Тихонов В. И. Nonlinear transformation of random processes. M.: Radio and communication, 1986. – 296 p.
8. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Measurement of information parameters of the signal under the influence of additive non-Gaussian correlated noise // Avtometriya, 2016, Vol.. 52, No. 6. – P. 22-28.
9. Hazen Je. M. Methods of optimal statistical decisions and optimal control problems. M.: Sov. radio, 1968. – 230 p.
10. Kendall M., St'juart A. distribution theory. M.: Science, 1966. – 587 p.
11. Tsipkin Ya. Z. Fundamentals of information theory of identification. M.: Science, 1984. – 320 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ БЛОКА ПОЛОСОВОГО И РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РЕЗОНАТОРОМ

Д. Н. Панин[1], В. И. Михайлов[1]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. В данной работе исследуется блок полосового и режекторного фильтров на основе операционных усилителей с пьезоэлектрическим резонатором, предназначенного для выделения узкополосного аналогового сигнала. Выполнен аналитический расчет частотных характеристик рабочего ослабления блока фильтров. Осуществлено компьютерное моделирование работы полосового и режекторного фильтров. Построены экспериментальные частотные зависимости рабочего ослабления блока фильтров и проведен их сравнительный анализ с расчетными значениями.

Ключевые слова: полосовой фильтр; режекторный фильтр; рабочее ослабление; пьезоэлектрический резонатор; операционный усилитель.

THE STUDY OF THE BLOCK OF BAND-PASS AND REJECTOR FILTERS BASED ON OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH THE PIEZOELECTRIC RESONATOR

D. N. Panin[1], V. I. Mikhajlov[1]

[1]Povolzhskiy state university of telecommunications and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. The block of band-pass and rejector filters on the basis of operational amplifiers with piezoelectric resonator, intended for selection of narrow-band analog signal, was investigated. The analytical calculation of the frequency characteristics of the filter working attenuation is performed. Computer simulation of band-pass and rejector filters is carried out. Experimental frequency dependences of the working attenuation of the filters block are constructed and their comparative analysis with the calculated values is carried out.

Keywords: band-pass filter; rejector filter; attenuation; piezoelectric resonator; operational amplifier.

1. Введение

В области телекоммуникаций находят достаточно широкое применение различные типы электрических фильтров [1-2]. В данной работе проводится исследование блока полосового и режекторного фильтров на основе операционных усилителей с пьезоэлектрическим резонатором. Такие фильтры могут быть использованы в качестве защиты каналов радиосвязи и телевидения, защиты от помех, выделения служебных сигналов в каналах связи и подавления их в абонентских каналах [3-4]. Основной проблемой при проектировании и моделировании данного типа фильтров является необходимость минимизировать количество применяемых операционных усилителей и пьезоэлектрических резонаторов, поскольку в противном случае устройства становятся сложными и дорогостоящими. Существующие на данный момент схемы содержат большое количество операционных усилителей, несколько пьезоэлектрических резонаторов и позволяют реализовать только какой-либо один из выше перечисленных фильтров.

2. Исследование блока фильтров

В основу исследуемого устройства положена теория реактивных мостовых фильтров с пьезоэлектрическими резонаторами [5]. Главным недостатком мостовых схем является необходимость включения согласующих трансформаторов и большое количество элементов. Приводимая схема блока фильтров на рисунке 1, разработанная на основе реализации рабочего коэффициента передачи мостовой схемы активной цепью с операционными усилителями, позволяет избавиться от этих недостатков. Операционные усилители, используемые для получения фазовращателей и сумматоров, обеспечивают нужные фазовые сдвиги и алгебраическое суммирование характеристик отдельных секций фильтра. Исследуемое устройство обладает рядом существенных преимуществ выраженных в применении одного пьезоэлектрического резонатора и возможности получения полосового и режекторного фильтра в одном устройстве.

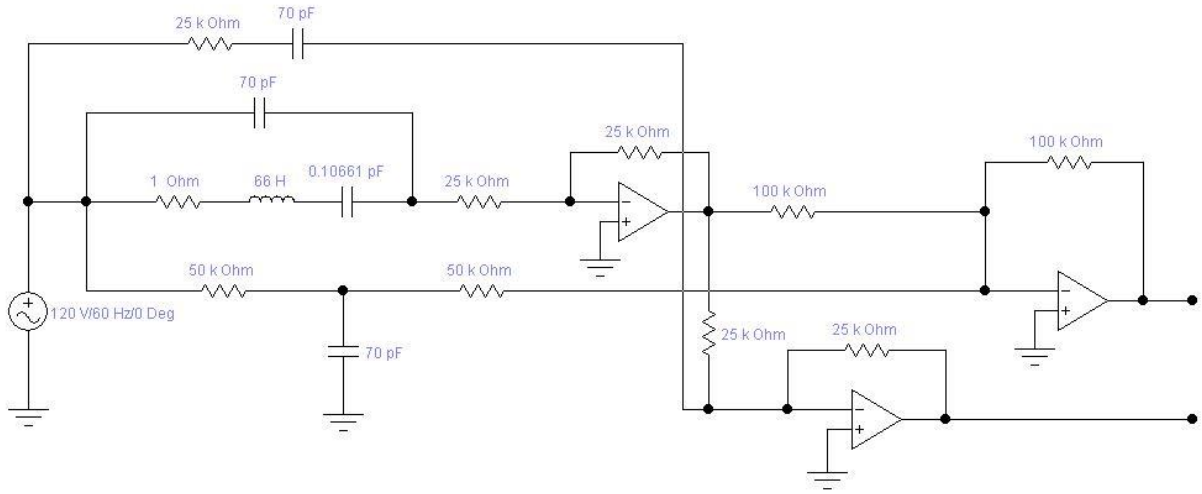


Рис. 1. Схема блока фильтров

На основе ранее изложенных методик [6] были синтезированы пассивные полосовой и режекторный мостовые фильтры с пьезоэлектрическим резонатором, с центральной частотой в районе 60 килогерц и полосами пропускания и задерживания порядка 35 герц. Далее эти фильтры были реализованы по схеме рисунка 1. Рабочее ослабление полосового фильтра определяется выражением вида:

$$Ap(f) = 20 \cdot \lg\left[\left|\frac{(Ya(f)+G)\cdot(Yb(f)+G)}{G\cdot(Ya(f)-Yb(f))}\right|\right], \qquad (1)$$

где $G = 1/Rn$ – активная проводимость нагрузки, $Ya(f) = j\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot C_1$ – комплексная проводимость конденсатора, $Yb(f)$ – комплексная проводимость пьезоэлектрического резонатора.

$$Yb(f) = j\cdot\omega\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot C_1 + \frac{1}{Rk + j\cdot\omega\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot L_2 + \dfrac{1}{j\cdot\omega\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot C_3}}. \qquad (2)$$

Величины элементов задаются следующими значениями: $C_1 = 70\cdot 10^{-9}$ фарад, $L_2 = 66$ генри, $C_3 = 0{,}10661\cdot 10^{-9}$ фарад, $Rk = 1$ ом, $Rn = 25\cdot 10^3$ ом.

Рабочее ослабление режекторного фильтра определяется выражением вида:

$$Ar(f) = 20 \cdot \lg\left[\left|\frac{(Yar(f)+G)\cdot(Yb(f)+G)}{G\cdot(Yar(f)-Yb(f))}\right|\right], \qquad (3)$$

где $Yar(f) = G^2/Ya(f)$ – комплексная проводимость имитируемой катушки.

Приведем результаты расчетов и эксперимента. На рисунке 2 представлен расчетный график частотной зависимости рабочего ослабления для полосового фильтра.

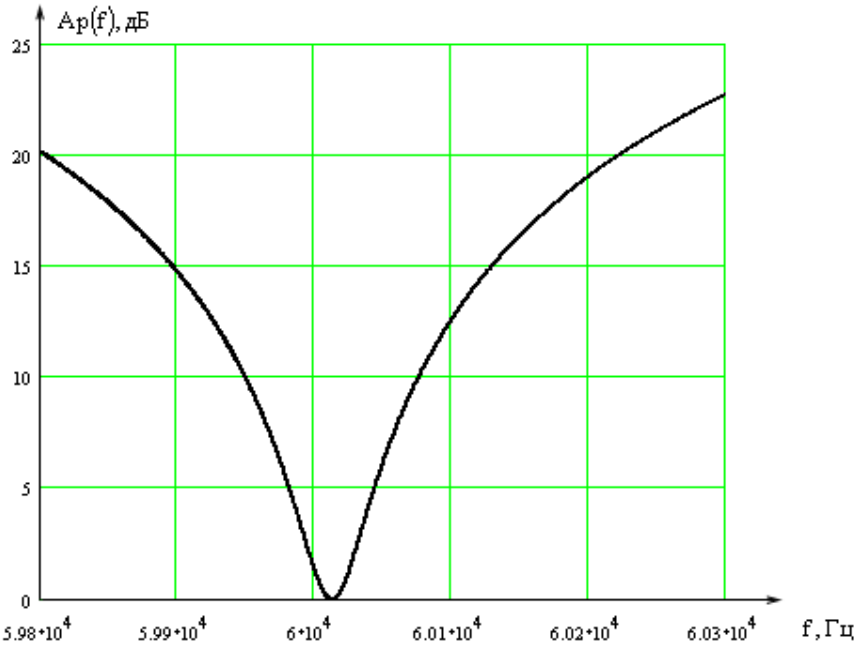


Рис. 2. Расчетная частотная зависимость рабочего ослабления полосового фильтра

На рис. 3 представлен расчетный график частотной зависимости рабочего ослабления для режекторного фильтра.

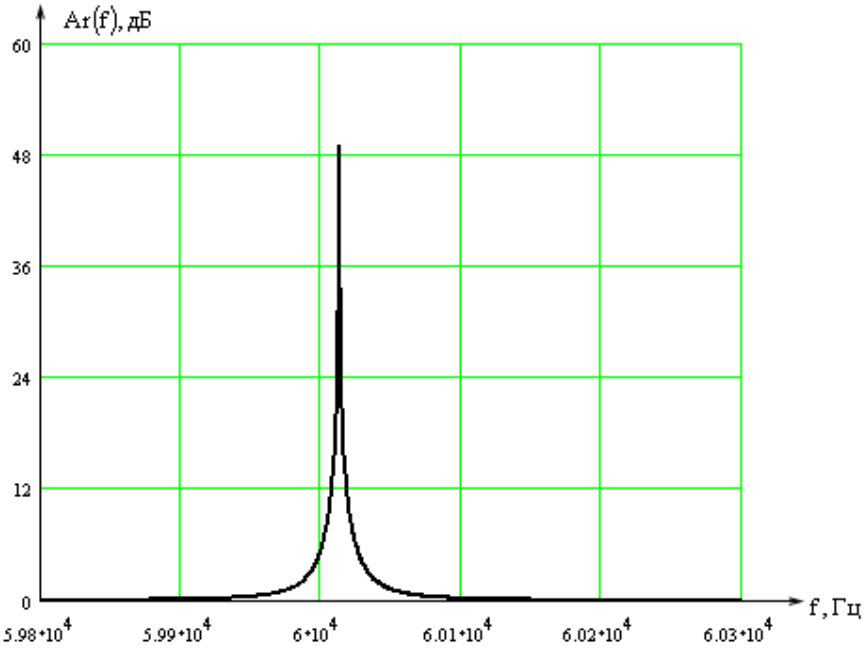


Рис. 3. Расчетная частотная зависимость рабочего ослабления режекторного фильтра

На рис. 4 представлен экспериментальный график частотной зависимости рабочего ослабления для полосового фильтра.

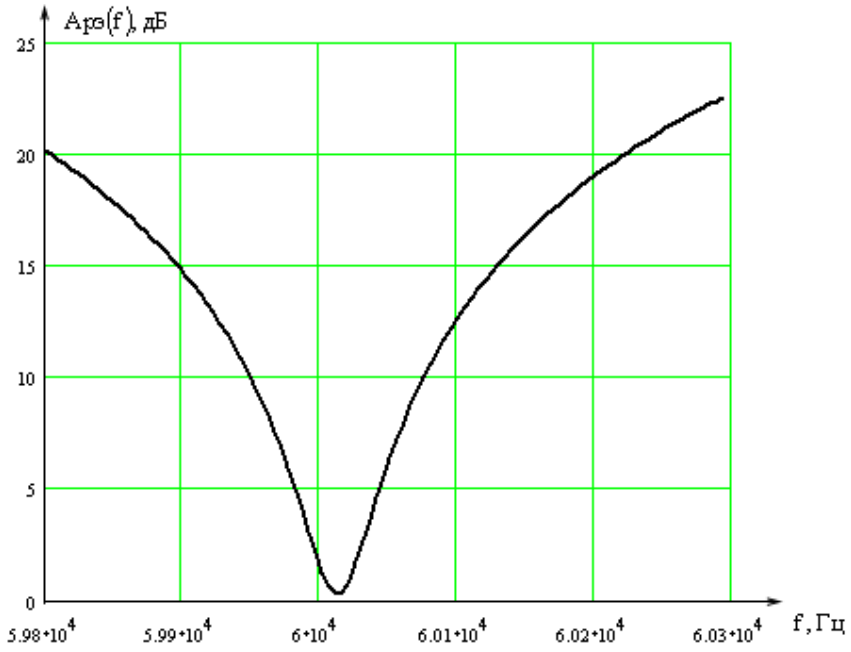


Рис. 4. Экспериментальная частотная зависимость рабочего ослабления полосового фильтра

На рис. 5 представлен экспериментальный график частотной зависимости рабочего ослабления для режекторного фильтра.

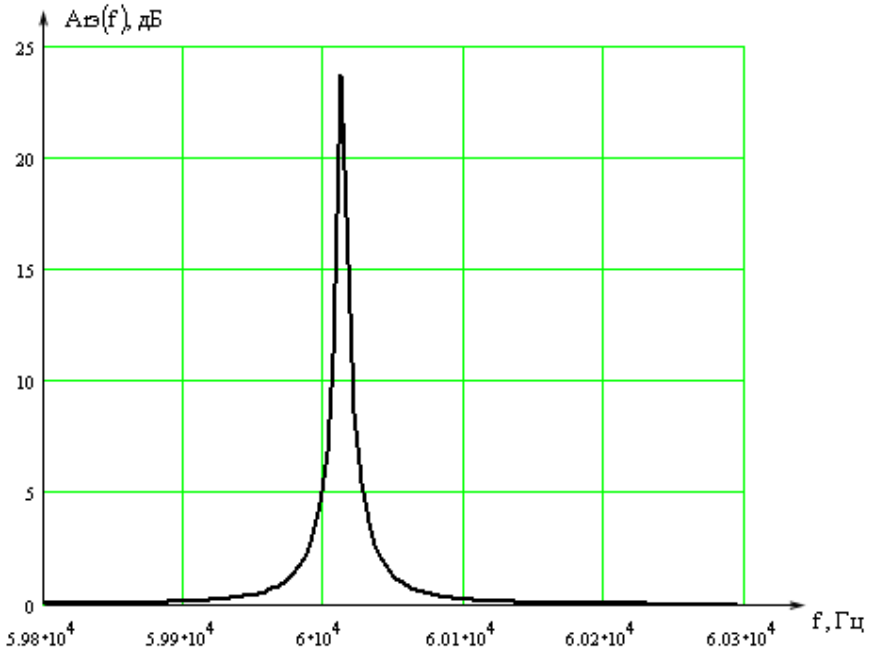


Рис. 5. Экспериментальная частотная зависимость рабочего ослабления режекторного фильтра

Из графиков видно, что режекторный фильтр обеспечивает по уровню 3 децибела полосу задерживания шириной порядка 35 герц. Полосовой же фильтр напротив, обеспечивает полосу пропускания шириной 35 герц при такой же центральной частоте

60 килогерц. Кроме того, в работе был проведен количественный анализ влияния отклонений нагрузочного сопротивления на характеристику рабочего ослабления полосового и режекторного фильтров. Было выяснено, что изменение величины нагрузочного сопротивления даже в несколько раз приводит к незначительному смещению характеристики рабочего ослабления.

3. Заключение

В заключении отметим, что электронное моделирование производилось с использованием исследования виртуальных схем вилок фильтров и показало возможности совместной работы режекторных и полосовых фильтров, использующих одни и те же резонаторы. На основе проведенных исследований показано что характеристики, полученные при математическом расчете и электронном моделировании, практически совпадают, из чего можно сделать вывод о возможности реализации и применении данного блока узкополосных фильтров для решения задач в различных областях телекоммуникационных систем.

Литература

1. Ясинский И. М., Звягинцев И.В. Схема широкополосного пьезоэлектрического фильтра. // Техника радиосвязи, 2005, № 10. - С. 69-74.
2. Половнев А. В. Широкополосный пьезоэлектрический фильтр. // Техника радиосвязи, 2006, № 11. - С. 68-75.
3. Разинкин В. П., Мехтиев А.Д., Половников А.С., Сериков Т.Г. Синтез узкополосных фильтров на основе преобразований Нортона. // Вопросы радиоэлектроники, 2016, № 4. - С. 93-98.
4. Зиатдинов С. И., Аграновский А.В., Осипов Л.А. Синтез комплексного фильтра с заданной передаточной функцией. // Известия высших учебных заведений. Приборостроение, 2016, Т. 59, № 7. - С. 542-546.
5. Великин Я.И., Гельмонт З.Я., Зелях Э.В. Пьезоэлектрические фильтры. М.: Связь, 1966. - 396 с.
6. Михайлов В.И. Модели реализации блока фильтров верхних и нижних частот пьезоэлектрическими резонаторами // Материалы XX Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов. 28 января – 1 февраля 2013 г. Самара: Издательство ПГУТИ, 2013. – 3 с.

References

1. Yasinsky IM, Zvyagintsev I.V. Schematic of a broadband piezoelectric filter. // Radio communication technique, 2005, No. 10. - Pp. 69-74.
2. Polovnev A.V. Broadband piezoelectric filter. // Radio communication technique, 2006, No. 11. - Pp. 68-75.
3. Razinkin V.P., Mekhtiev A.D., Polovnikov A.S., Serikov T.G. Synthesis of narrow-band filters based on Norton transformations. // Questions of radio electronics, 2016, No. 4. - Pp. 93-98.
4. Ziatdinov S.I., Agranovsky A.V., Osipov L.A. Synthesis of a complex filter with a given transfer function. // News of higher educational institutions. Instrument making, 2016, Vol. 59, No. 7. - Pp. 542-546.
5. Velikin Ya.I., Helmont Z.Ya., Zelyah E.V. Piezoelectric filters. M.: Communication, 1966. – 396 p.
6. Mikhailov V. I. Models of realization of the block of filters of the upper and lower frequencies of piezoelectric resonators // Proceedings of the XX Russian scientific conference of the faculty, researchers and postgraduates. 28 January - 1 February 2013 Samara: Publisher PSUTI, 2013. – 3 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА 2G-5G СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ КОММЕРЧЕСКОЙ SDR ПЛАТФОРМЫ

О. В. Бойко[1], Д. В. Журавлев[1], И. А. Сафонов[2]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, РФ, kazsevrus@mail.ru, ddom@bk.ru
[2]АО «Концерн «Созвездие», ВГТУ, Воронеж, РФ, saff@inbox.ru

Аннотация. В статье рассматривается применение коммерчески доступной платформы программно-определяемого радио в системе мониторинга 2G-5G сетей сотовой связи общего пользования. Предложены способы компенсации некоторых недостатков этих платформ.

Ключевые слова: Программно-определяемое радио; системы мониторинга; 2G-5G сети.

RESEARCHING OPPORTUNITY DESIGNED 2G-5G NETWORKS MONITORING SYSTEM BASED ON COMMERCIAL SDR PLATFORM

O. V. Boyko[1], D.V. Zhuravlev[1], I. A. Safonov[2]

[1] Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation, kazsevrus@mail.ru, ddom@bk.ru
[2] JSC Concern Sozvezdie, VSTU, Voronezh, Russian Federation, saff@inbox.ru

Abstract. The article discusses the use of a commercially available SDR platform for monitoring 2G-5G public mobile networks. Proposed ways to compensate for some of the shortcomings of these platforms.

Keywords: Software-defined radio; monitoring systems; 2G-5G network

1. Введение

Цифровые системы подвижной наземной связи общего пользования стремительно развиваются во всем мире. Наибольшая динамика характерна для сетей сотовой связи стандарта GSM [1-3]. Это обусловлено уникальной особенностью - сети создавались так, чтобы внедрение новых функций и новых идей было возможно без остановки эксплуатации уже используемого оборудования [2]. Данная концепция сетей сотовой связи, а также рост потребностей пользователей в качестве и объемах передаваемой информации по радиоканалам вызвал бурную эволюцию стандартов 2G-4G, сотовая связь поднялась на качественно новый уровень, а скорость доступа выросла от 9,6 Кбит/с до 100 Мбит/с. А внедрение стандарта 5G к 2020 году поднимет реальную скорость передачи данных до 1 Гбит/с. По оценкам Международного союза электросвязи (2014 год), к 2020 году потребуется ресурс от 1340 до 1960 МГц, при том,

что несколько лет назад для этого хватало около 500 МГц [4], что ведет к дальнейшему агрегированию радиочастотного спектра [5]. Однако широкое использование стандартов прошлых поколений (2,5G, 3G, 3,5G), обусловленное большим количеством пользователей старых терминалов, и лавинообразное увеличение как абонентов, так и терминалов (устройств интернета вещей) порождает проблему эффективного использования частотного диапазона, которая оценивается максимально допустимым числом каналов в выделенной полосе частот.

Для решения этой проблемы необходимо систематически проводить технический мониторинг используемого частотного диапазона для 2G - 4G (5G) сетей сотовой связи, но, к сожалению профессиональное оборудование для выполнения данной задачи является достаточно дорогостоящим, и в ряде случаев, недоступным на отечественном рынке.

Одним из вариантов решение данной проблемы является применение программно-определяемых платформ, с помощью которых возможно создать систему мониторинга 2G-5G сетей.

Целью настоящей работы является исследование возможности применения коммерческих SDR платформ в качестве систем мониторинга 2G-5G сетей сотовой связи общего пользования.

2. Реализация системы мониторинга

В качестве основы прототипа комплекса предлагается коммерческая платформа программно-определяемого радио RTL-SDR на базе двух чипов - контроллера Realtek RTL2832U и тюнера R820T2. Чипсет RTL2832U – это микросхема, содержащая два 8-битных АЦП с частотой дискретизации до 3,2 МГц, принимающую на входе I- и Q-потоки, которые должны быть получены другой микросхемой R820T2, реализующую радиочастотную часть SDR: усилитель антенны, перестраиваемый фильтр и квадратурный демодулятор с синтезатором частоты [6].

Платформа работает в диапазоне частот 24 – 1750 МГц, обрабатывает широкий спектр различных видов модуляции (AM, FM, NFM, LSB, USB, CW (ADS-B, D-STAR, AIS и др.), панорамный обзор сигналов возможен в полосе от 250 кГц до 3 МГц. Чувствительность приемника достигает значения 3 мкВ (на 438 МГц. в режиме NFM), задержка принимаемого сигнала 340 мс, динамический диапазон 50 дБ (в режиме CW), входное сопротивление 50 Ом. Первичную обработку сигнала в устройстве выполняет 8-битный АЦП, в дальнейшем после обработки сигнала цифровым сигнальным процессором (DSP) данные поступают в программное обеспечение через интерфейс USB 2.0 для визуального представления результатов [2]. Предложенная реализация платформы программно-определяемого радио разработана фирмой Foxwey «Рис. 1».

Рис. 1. Внешний вид коммерческой платформы RTL-SDR фирмы Foxwey.

Проведем мониторинг базовых станций (БС) «большой тройки» российских операторов системы сотовой связи GSM, а также оценим эффективность использования частотного диапазона с помощью разработанного программного обеспечения «GSMScan» «Рис. 2».

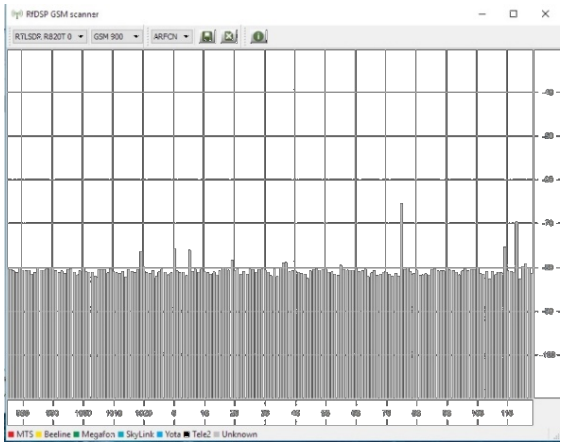


Рис. 2. Сканирование GSM диапазона в программе «GSMScan».

В результате сканирования GSM диапазона с помощью прототипа системы мониторинга 2G-5G сетей формируются данные для анализа «Рис. 3». В результате выборочного мониторинга этого диапазона удалось: идентифицировать принадлежность БС к сетям «Билайн», «МТС», «Мегафон»; не идентифицировать (возможно нет покрытия в точке наблюдения) принадлежность БС к «SkyLink», «Yota»; а также определить их рабочие частоты.

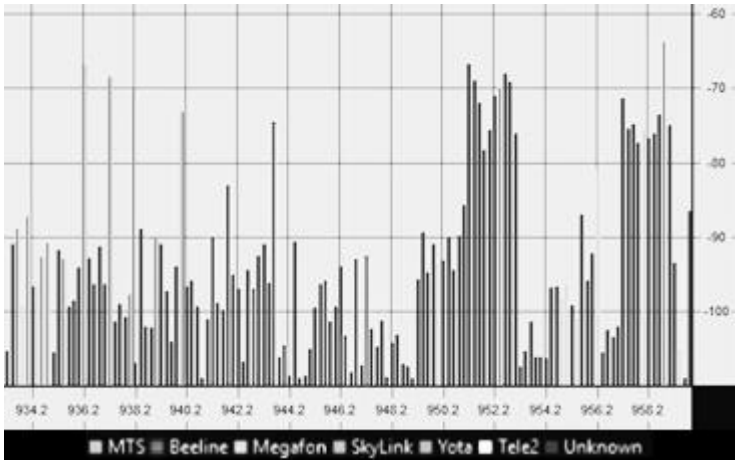


Рис. 3. Идентификация БС и определение их рабочих частот.

3. Недостатки коммерческой платформы и возможные методы их устранения

В процессе мониторинга на примере GSM диапазона выявились некоторые недостатки коммерческой платформы:

А. Нестабильность кварцевого опорного генератора

При мониторинге БС российских операторов сотовой связи GSM с помощью программного обеспечения «GSMScan» и «SDRSharp» на «Рис. 4» наблюдаем БС «Мегафон» (на частотах около 934 МГц, 949,7 МГц, 957,7 МГц, 959,2 МГц) и «Билайн» (на частотах около 941,7 МГц, 947,5 МГц).

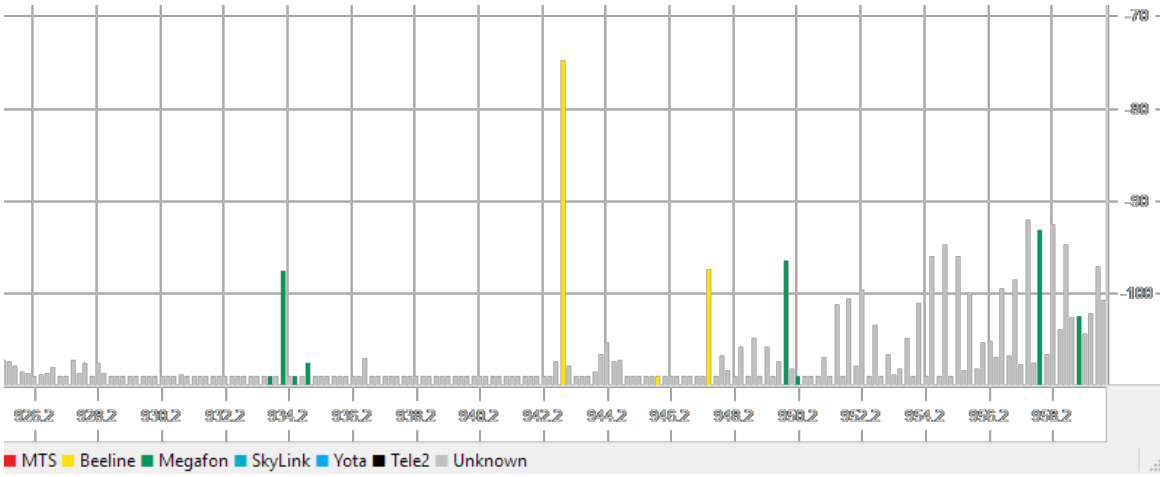


Рис. 4. Рабочие частоты базовых станций «большой тройки» в СПО «GSMScan».

Однако, реальный сигнал от одной из БС «Мегафон» (934 МГц) шириной спектра в 200 кГц смещен левее вышеуказанной частоты на «Рис. 5». Аналогичное явление происходит с БС «Билайн» на частоте 947,5 МГц на «Рис. 5». Причиной наблюдаемого смещения частот является высокая нестабильность кварцевого опорного генератора, вызывающая погрешность в определении частоты. Одним из решений является замена его на генератор с температурной компенсацией TCXO. К сожалению, этот генератор, работающий на частоте 28,8 МГц, относительно дорогой. В качестве альтернативы, можно использовать генератор типа VCXO, например, Si550, который не обеспечивает такую точную температурную компенсацию как TCXO, но относительно стабильный.

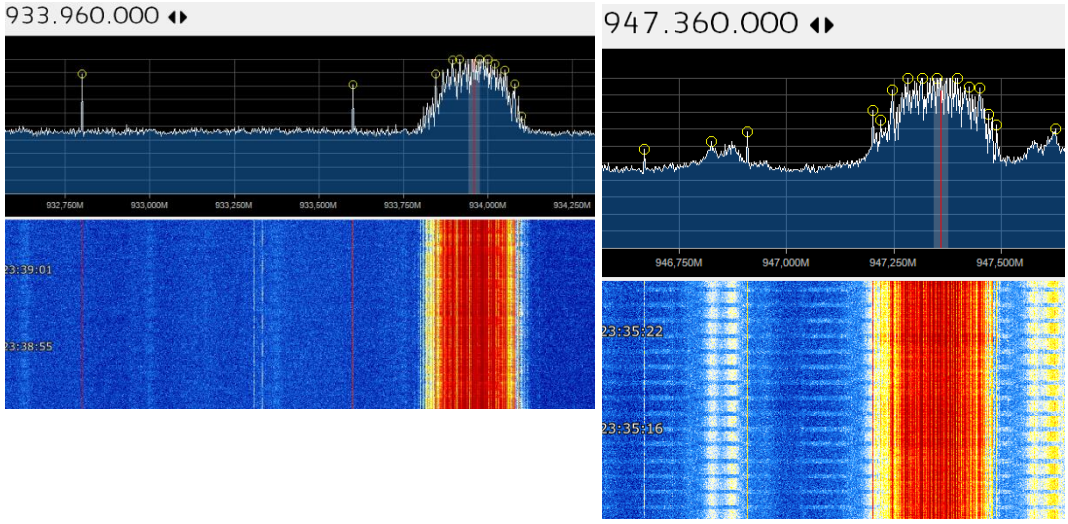


Рис. 5. GMSK сигнал от БС «Мегафон» и «Билайн».

Б. Кремниевая технология изготовления чипа

На точность частоты приема, кроме опорного генератора, оказывает влияние кремниевая технология изготовления чипа R820T2, которая для данной области применения является низкочастотной. Вследствие этого происходит случайное смещения частоты сигнала от реального значения «Рис. 5». Устранение смещения частоты сигнала от реального значения возможно с помощью калибровки коммерческой платформы. Для этого необходим источник сигнала со стабильной и заранее известной частотой. Можно использовать как радиостанцию «Рис. 6», так и GSM сигнал. [1].

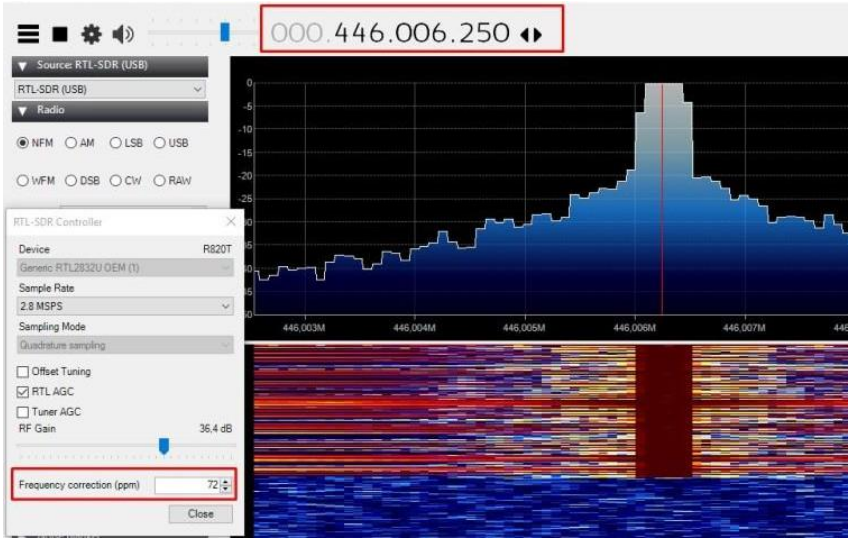


Рис. 6. Калибровка частоты приема с помощью рации в «SDRSharp».

Однако при калибровке следует учесть, что случайное смещение частоты сигнала нелинейно во всей полосе приемника и калибровка в более низком диапазоне радиостанции может быть не эффективна. Лучшим решением является калибровка по GSM сигналу. Однако она более продолжительна по времени. Необходимо провести грубую, а затем точную калибровку с помощью программного обеспечения под ОС на базе ядра Linux 3.16, например, ОС Ubuntu версии 14.04 LTS. Для грубой калибровки с помощью команды «*rtl_test –p*» переводим платформу в режим калибровки приема сигнала по GSM, во время которой осуществляется грубая оценки ошибки при поиске каналов БС и набор статистики для точной калибровки. Листинг результата грубой калибровки:

real sample rate: 2048 003 current PPM: 2 cumulative PPM: -7

real sample rate: 2047986 current PPM: -6 cumulative PPM: -7

Для точной калибровки по известным частотам БС используется программное обеспечение «Kalibrate-SDR». С помощью команды «*kal -s GMS900 -e <значение_грубой_оценки_ошибки>*» переводим платформу в режим точной калибровки приема сигнала по GSM. Далее, выбираем несколько каналов для проведения ряда замеров при точной калибровке командой «*kal -c <номер_канала> -e <значение_грубой_оценки_ошибки> -v*». Листинг результатов измерений по трем самым мощным из доступных каналов:

average absolute error: 6.559 ppm

average absolute error: 6.621 ppm

average absolute error: 6.518 ppm

В итоге получаем точную оценку ошибки (среднее значение по 3-м каналам) в ppm. Это значение необходимо ввести в «SDRSharp» для компенсации случайного смещения частоты сигнала от реального значения.

В. Шум встроенного усилителя

Используемая в платформе микросхема влияет на чувствительность приема - усилитель внутри нее шумит сильнее, чем более дорогие отдельные высокочастотные GaAs усилители. Для некоторого снижения уровня шумов (на 1,5–3 дБ) и улучшения приема рекомендуем дополнительно использовать малошумящий усилитель, включаемый между антенной и устройством, например, LNA for all «Рис. 7» [4].

Рис. 7. Малошумящий усилитель «LNA for all».

Г. Применение направленной АФС

Другим методом повышения чувствительности является применение антенных фидеров с меньшими потерями (для небольших расстояний до 10 м - подойдет радиочастотный коаксиальный кабель «Radiolab 5D-FB» с затуханием на частоте 900 МГц — 21 дБ на 100, на частоте 1800 МГц — 30 дБ на 100м; для длин до 20м - радиочастотный коаксиальный кабель «Radiolab 8D-FB» с затуханием на частоте 900 МГц — 13 дБ на 100м, на частоте 1800 МГц — 20 дБ на 100м) и разъем BNC (потеря сигнала не более 0,3 дБ) [8].

Для задачи радиомониторинга 2G – 4G (5G) сетей целесообразно применять рассчитанную под исследуемый частотный диапазон направленную антенну, например, антенну Харченко «Рис. 8» [1], ориентированную в сторону передатчика. Перечисленные меры позволят увеличить на 5-8 dbi усиление.

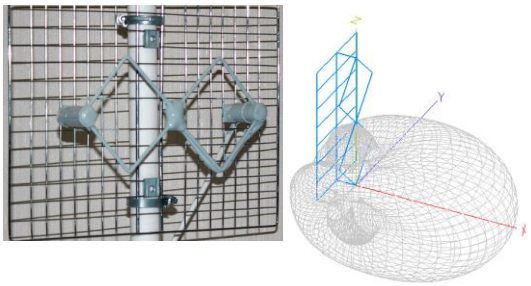


Рис. 8. «Антенна Харченко» и ее диаграмма направленности

4. Заключение

Данная работа выполнена на кафедре «Радиоэлектронных устройств и систем» Воронежского государственного технического университета в рамках дипломного проекта по направлению «Радиоэлектронные системы и комплексы» (специалитет). Предложенные пути повышения чувствительности и компенсации стабильности

частоты позволят строить системы мониторинга 2G – 4G (5G) сетей на базе коммерческих SDR платформах.

Литература

1. Lauefr, C. The hobbyist’s guide to the RTL-SDR: really cheap software defined radio / C .Lauefr. — 2016. — 501 с.
2. Stewart, R. W., Barlee, K. W. Software defined radio using Matlab & Simulink and the RTL-SDR / R. W. Stewart, K. W. Barlee. — Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde Glasgow, Scotland, UK, 2015. — 645 с.
3. Brannon, B. Software defined radio / B. Brannon. — Analog devices, Inc., 2014. — 36с.
4. Об использовании полос радиочастот 890–915 и 935–960 МГц радиоэлектронными средствами стандарта GSM и стандарта LTE и последующих его модификаций. — Решение ГКРЧ № 14-26-07, июль 2014.
5. Скрынников, В.Г. Агрегированное использование РЧС в системах MTS/HSPA+ и LTE-Advanced / В.Г. Скрынников. — Электросвязь, 2014. — № 7.
6. Nayak, A. K. Spectrum sensing & signal identification using RTL-SDR / A. K. Nayak. — Department of Electronics & Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, Odisha, India. — 2016. — 37с.
7. Скрынников В.Г. Будущий облик 5G / В.Г. Скрынников. — Электросвязь, 2013. — № 10.
8. Виды ВЧ-разъемов. — URL: https://gsm-repiteri.ru/vidyi-vch-razyomov.

References

1. Lauefr C. The hobbyist’s guide to the RTL-SDR: really cheap software defined radio. UK, 2016, 501 p.
2. Stewart R. W., Barlee K. W. Software defined radio using Matlab & Simulink and the RTL-SDR. Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde Glasgow, Scotland, UK, 2015, 645 p.
3. Brannon B. Software defined radio. Analog devices, Inc., 2014, 36 p.
4. Use of radio frequency bands 890–915 and 935–960 MHz GSM and LTE standard and its future modifications. [Ob ispol'zovanii polos radiochastot 890–915 i 935–960 MGts radioelektronnymi sredstvami standarta GSM i standarta LTE i posleduyushchikh yego modifikatsiy]. The decision of the GKRC № 14-26-07, July 2014.
5. Skrynnikov V.G. Aggregated use of PSD in MTS / HSPA + and LTE-Advanced systems. [Skrynnikov V.G. Agregirovannoye ispol'zovaniye RCHS v sistemakh MTS/HSPA+ i LTE-Advanced]. Telecommunications, 2014, No. 7.
6. Nayak A. K. Spectrum sensing & signal identification using RTL-SDR. Department of Electronics & Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, Odisha, India, 2016, 37p.
7. Skrynnikov V.G. The future look of 5G. [Skrynnikov V.G. Budushchiy oblik 5G]. Telecommunications, 2013, No. 10.
8. Types of RF connectors. [Vidy VCH-raz"yemov]. — URL: https://gsm-repiteri.ru/vidyi-vch-razyomov.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ВОЗДЕИСТВИЯ МОДУЛИРОВАННОГО СВЧ СИГНАЛА НА СФЕРИЧЕСКИЙ НЕИДЕАЛЬНЫЙ ДИЭЛЕКТРИК

А.О. Головенко[1], И.С. Ковин[1], А.А. Копыркин[1]

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

Аннотация. Работа относится к области электродинамики и электромагнитной совместимости. Анализируется преобразование микроволнового излучения при прохождении через неидеальный диэлектрик и его концентрация в области диэлектрика. Представлены результаты исследования механизма модулированного СВЧ излучения при его воздействии на сферически неидеальный диэлектрик. Приведен математический аппарат, на основе которого проводилось моделирование. Исследования производились посредством компьютерного моделирования в САПР, который объединяет в себе широкий набор инструментов для низкочастотного и высокочастотного моделирования и решения задач электродинамики. Исследуется эффект фокусировки СВЧ излучения при воздействии на сферический неидеальный диэлектрик от вида и глубины модуляции. Были получены результаты воздействия частотно -амплитудно- импульсно-модулированных СВЧ сигналов на сферический неидеальный диэлектрик. Показано, что при излучении линейно-частотно модулированного сигнала происходит концентрация излучения небольшой области диэлектрика, выдвинута теория о возможности управления месторасположением концентрации данного излучения путем изменения его параметров. В работе приводятся параметры сферического неидеального диэлектрика, такие как диэлектрическая проницаемость, проводимость, тангенс угла потерь и т.д. Также приводятся параметры модулированных СВЧ сигналов. Объясняется практическая значимость полученных результатов.

Ключевые слова: Модулированные сигналы, неидеальная диэлектрическая модель, метод FDTD, фокусировка излучения.

STUDY OF THE MECHANISM OF ACTION OF MODULATED UHF SIGNAL ON A SPHERICAL NON-IDEAL DIELECTRIC

A.O. Golovenko[1], I.S. Kovin[1], A.A. Kopyrkin[1]

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

Abstract. The work belongs to the field of electrodynamics and electromagnetic compatibility. The conversion of microwave radiation passing through a non-ideal dielectric and its concentration in the dielectric region have analyzed. The results of the study of the mechanism of modulated microwave radiation when exposed to a spherical non-ideal dielectric have presented. The mathematical apparatus on the basis of which modeling was carried out is given. The study have modeled by means of computer simulation in CAD that combines a rich set of tools for low and high frequency modelling and solution of problems of electrodynamics. The effect of microwave radiation focusing when exposed to a spherical non-ideal dielectric of the modulation type and depth is studied. The results of the influence of frequency-amplitude - pulse - modulated microwave signals on a spherical non-ideal dielectric have obtained. It shown that the radiation is linearly frequency-modulated signal, there is a concentration of radiation

to a small area of the dielectric put forward the theory on the ability to control the location of concentration of the radiation by changing its parameters. The paper presents the parameters of the spherical non-ideal dielectric, such as dielectric permittivity, conductivity, loss tangent, etc. are the parameters of the modulated microwave signals. The practical significance of the obtained results have explained.

Keywords: Modulated signals, non-ideal dielectric model, FDTD method, radiation focusing.

1. Введение

В данной статье анализируется зависимость концентрации СВЧ излучения в сферическом неидеальном диэлектрике (теоретическая модель головного мозга) от вида модуляции радиочастотного сигнала с целью обнаружения локализации электромагнитного поля на участках сферической модели. В работе предлагается реализация и построение математической модели головного мозга, а также дипольной антенны. А также обосновывается возможность применения результатов в таких областях, как радиолокация, медицина (лечение нейродегенеративных заболеваний).

В 1956 году было замечено, что люди, случайно оказавшиеся в зоне действия радиолокатора, ощущали звуковые галлюцинации, даже если уши защищены подавляющими шум фильтрами [1]. Испытуемые поочерёдно находились за экраном с отверстием диаметром в четверть длины волны на расстоянии 1,5…2,0 м от рупора антенны. Передатчик мощностью 500 КВт работал на частоте 1,3 ГГц, длительность импульса 2 мкс и частота следования 600 Гц (мощность приводится для радиоимпульса). Опрос показал, что звуки ощущаются на гармониках, а основная частота отсутствует. Результаты систематичных наблюдений и первых исследований были опубликованы в 1961 году Аланом Фреем [1], и микроволновый слуховой феномен назвали радиозвуковым эффектом Фрея.

В ранних работах и более поздних публикациях, посвящённых исследованию эффекта радиозвука, присутствует, как правило, направленность на физиологическую трактовку этого явления, связанного с особенностями либо слуховой системы, либо с непосредственным влиянием модулированного СВЧ электромагнитного поля на структуры мозга [2].

В современных публикациях механизмов взаимодействия модулированного высокочастотного сигнала со слабо поглощающего вещества с целью обнаружения эффекта электроакустического рассмотрены и проанализированы [3, 4].

В этой статье мы попытались смоделировать этот эффект, в качестве модели головы мы использовали сферический неидеальный диэлектрик. Мы также проанализировали распространение электромагнитных волн в исследуемой области.

2. МЕТОД FDTD ДЛЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ НА МОДЕЛЬ ГОЛОВЫ

Численное исследование взаимодействия электромагнитного излучения и головы человека было проведено, в данном исследовании, с помощью САПР программы. Эта программа основана на методе FDTD (Method Finite-Difference Time-Domain, Метод Конечных Разностей во Временной Области) и позволяет найти все требуемые характеристики поля в ближней и дальней зонах. Так как в данной среде моделирования присутствует возможность производить необходимые нам электродинамические расчеты с применением метода конечных разностей во временной области.

Подбирая различные типы модуляции и его параметры можно обеспечить концентрацию излучения в необходимой области диэлектрика. При моделировании использовалась дипольная антенна. Стоит отметить, что при девиации частоты ЛЧМ сигнала менее 10% рупорную антенну можно заменить вибраторной, как и было сделано при исследовании для увеличения скорости расчета. В качестве модели неидеального диэлектрика для проведения исследований была выбрана сферическая модель мозга (среднестатистического размера) [5,6]. Это упрощенная модель, состоящая из кожного и костного слоев и самого головного мозга. Данная модель позволяет наглядно рассмотреть механизм воздействия излучаемого СВЧ сигнала.

Итоговые уравнения электромагнитного поля для сферического неидеального диэлектрика [4], полученное из уравнений Максвелла выглядит оно следующим образом:

$$H_x^{\sigma}(I,J,K)^{(n+1)} = H_x^{o}(I,J,K)^{n} e^{\left(-\sigma+\frac{\Delta t}{\mu}\right)} + \left(1-e^{\left(-\sigma+\frac{\Delta t}{\mu}\right)}\right) - (-H_x^{\sigma}(I,J,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)} - \frac{\mu-\mu_0}{\sigma^*} H_x^{\sigma}(I,J,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)}$$
$$-(E_z^{\sigma}(I,J+1,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)} J - \frac{E_z^{\sigma}(I,J,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)}}{(\sigma^*(Y_0(J+1)-Y_0(J))} + E_y^{\sigma}(I,J,K+1)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)} J - \frac{(E_y^{\sigma}(I,J,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)}))}{\sigma^*(Z_0(K+1)-Z_0(K))} \quad (1)$$

$$E_x^{\sigma}(I,J,K)^{(n+1)} = E_x^{\sigma}(I,J,K)^{\left(n+\frac{1}{2}\right)} e^{\left(-\sigma+\frac{\Delta t}{\mu}\right)} + \left(1-e^{\left(-\sigma+\frac{\Delta t}{\mu}\right)}\right) - E_x^{\sigma}(I,J,K)^{n} - \frac{\varepsilon-\varepsilon_0}{\sigma^*} E_x^{o}(I,J,K)^{n} +$$
$$+(H_z^{\sigma}(I,J,K)^{n} - \frac{H_z^{\sigma}(I,J-1,K)^{n}}{\sigma^*(Y(J)-Y(J-1)} - (H_y^{\sigma}(I,J,K)^{n} - \frac{H_y^{o}(I,J,K-1)^{n}}{(o^*(Z(K)-Z(K-1))} \quad (2)$$

где H – вектор напряженности магнитного поля, E – вектор напряженности электрического поля, I, J, K, x, y – пространственные координаты, ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемость среды.

В теоретическом аспекте мы имеем круглый волновод, в котором при прохождении монохроматического сигнала, происходит концентрация волны E_{11} согласно рисунку 1[9].

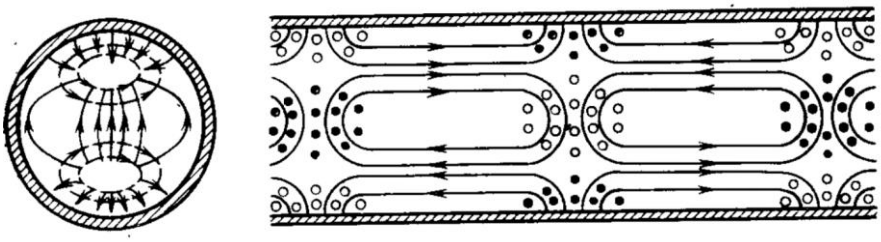


Рис. 1. Распределение волны E_{11} в круглом волноводе

3. Моделирование излучения электромагнитного поля в сферическом неидеальном диэлектрике

Подбирая различные типы модуляции и его параметры можно обеспечить концентрацию излучения в необходимой области диэлектрика. При моделировании использовалась дипольная антенна. Стоит отметить, что при девиации частоты ЛЧМ сигнала менее 10% рупорную антенну можно заменить вибраторной, как и было сделано при исследовании для увеличения скорости расчета.

В качестве модели неидеального диэлектрика для проведения исследований была выбрана сферическая модель мозга (среднестатистического размера). Это упрощенная модель, состоящая из кожного и костного слоев и самого головного мозга. Данная модель позволяет наглядно рассмотреть механизм воздействия излучаемого СВЧ сигнала.

Приведем результаты моделирования при излучении монохроматического сигнала, показанные на рисунках 2,3 и ЛЧМ сигнала, на рисунках 4,5.

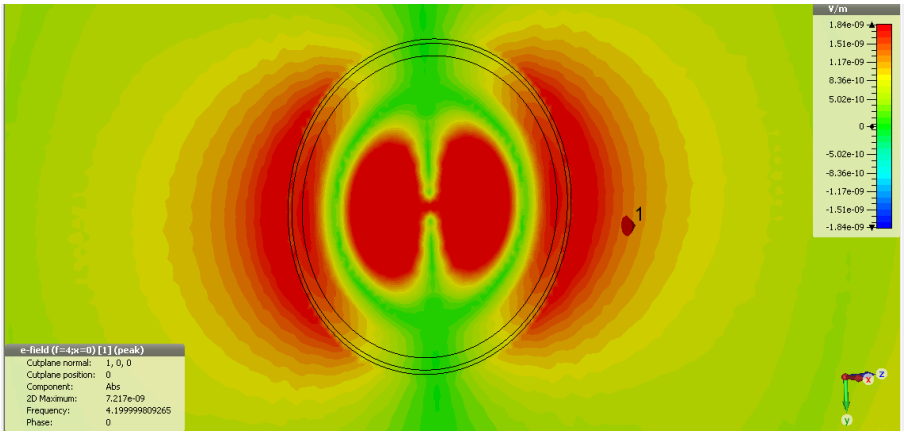


Рис. 2. Напряженность поля в вертикальной плоскости при излучении монохроматического сигнала.

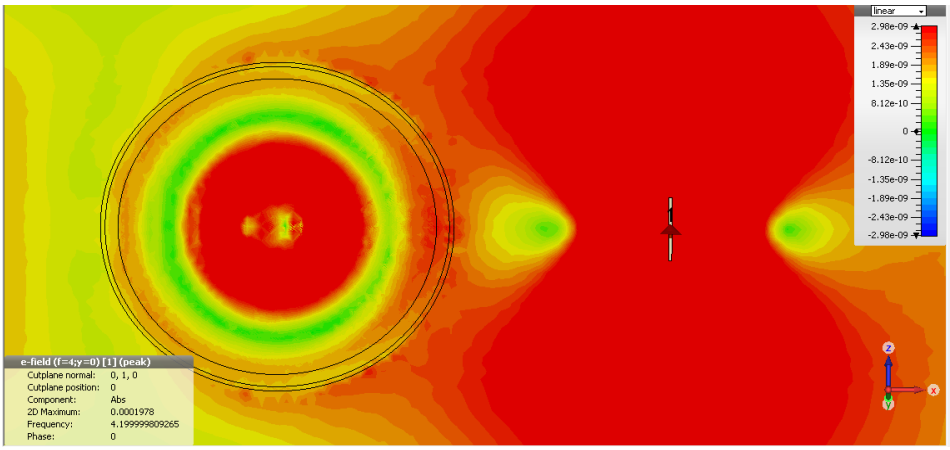


Рис. 3. Напряженность поля в горизонтальной плоскости при излучении монохроматического сигнала**.**

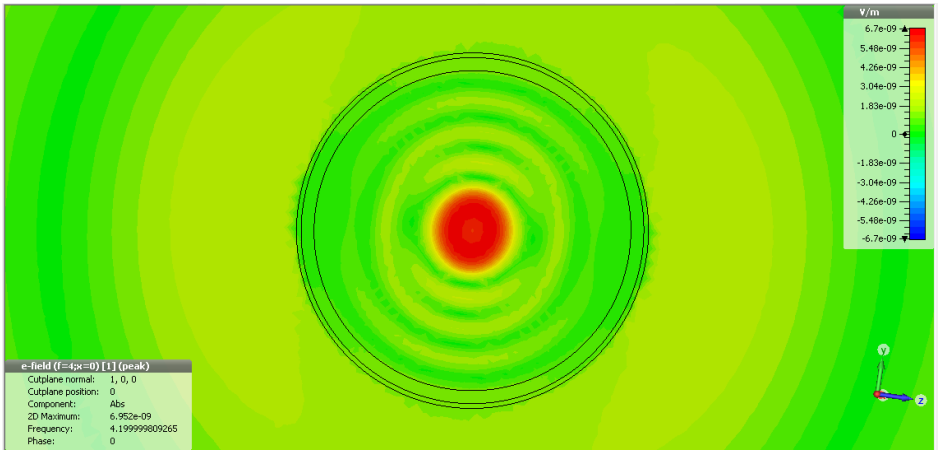


Рис. 4. Напряженность поля в вертикальной плоскости при излучении ЛЧМ сигнала.

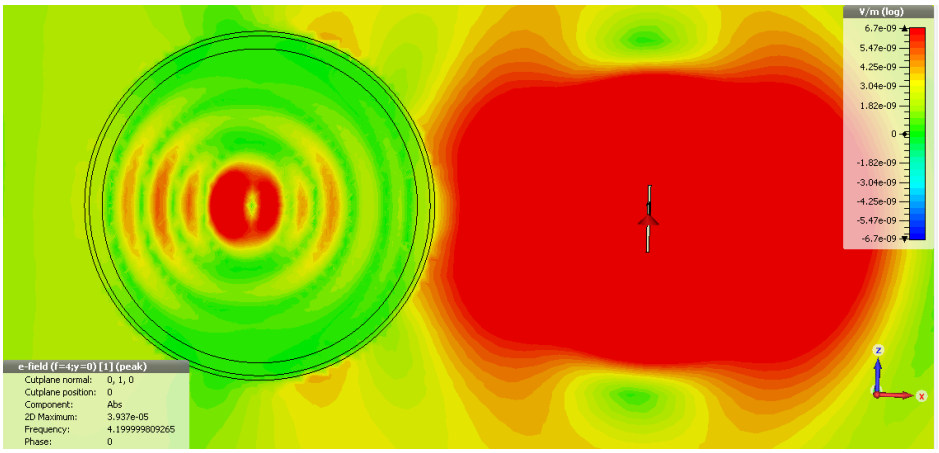


Рис. 5. Напряженность поля в горизонтальной плоскости при излучении ЛЧМ сигнала.

В ходе моделирования мы получили, что при излучении немодулированного сигнала концентрация электромагнитного поля в диэлектрике напоминает концентрацию волны E_{11} в круглом волноводе [8].

Голова человека как биологическое тело имеет достаточно сложную структуру и состоит из несколько видов биологической ткани с потерями, в которых мощность поглощается неравномерно из-за разницы в проводимости каждого слоя. Поэтому важным условием точности расчетов внутреннего поля является достаточно точное построение модели головы [9]. Усредненные значения основных параметров часто используемой трехслойной модели головы человека представлены в таблице 1 [10].

Таблица 1. Параметры трехслойной модели головы человека

Вещество	Толщина, мм	Относительная диэлектрическая проницаемость, ГГц	Проводимость слоя, См/м	Плотность слоя, кг/м^3	Теплопроводность, Вт/К/м
Мозг	заполнение	53	1.1	1030	0.3
Кость	3	9	0.06	1800	0.01
Кожа	1	59	1.3	1100	0.5

4. Заключение

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы. ЛЧМ сигнал фокусируется преимущественно в центре диэлектрика, в горизонтальной плоскости имеются побочные области концентрации излучения в виде окружностей, расстояние между которыми зависит от частоты девиации. Необходимо также учитывать, что напряжение источника, действующего на входе антенны, изменяется во времени. Поэтому для каждого временного шага необходимо рассчитывать значения электрического и магнитного полей во всех точках анализируемого пространства, в соответствии с методом расчета во временной области (метод FDTD).

Использование метода FDTD является особо выигрышным при исследовании нестационарных процессов – например, электромагнитного поля антенн при возбуждении их короткими импульсами или модулируемыми сигналами.

Данное исследование поможет в прогнозе лечения таких заболеваний при которых необходимо воздействовать на конкретные участки головного мозга. В радиолокации, при исследовании виляния модулированного сигнала на сферический объект.

Дальнейшее исследование будет заключаться в усложнении модели, использовании для излучения рупорной антенны и ФАР, применении суперкомпьютера.

Литература

1. Frey Allan. Auditory system response to radio frequency energy. Aerospace Med, 1961, 32. pp. 1140–1142.
2. Elder J.A., Chou C.K. Auditory Response to Pulsed Radiofrequency Energy. Bioelectromagnetics, 2003, 24, pp. 162–173.
3. Баранов, В.К. Механизм воздействия модулированного высокочастотного сигнала на неидеальный диэлектрик. Радиозвук / В.К. Баранов, Д.А. Кыдырбаева, Д.К. Тамбовцев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2016. – Т. 16, № 2. – С. 68–73. DOI: 10.14529/ctcr160207
4. Баринов, А.Е. Коагуляция частиц крови под воздействием СВЧ излучения / А.Е. Баринов, В.И. Тамбовцев, Д.А. Кыдырбаева // Материалы XIII Международной конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». Казань – Самара. – 2015. – с. 353–355.
5. Budden, K. G. (1961), The Waveguide Mode Theory of Wave Propagation, Logos Press, London, pp. 325.
6. Terman, F. E. (1955), Electronic and Radio Engineering, McGraw-Hill Book Company, New York, pp. 1078.
7. Kunz K., Luebbers R. The Finite Difference Time Domain for Electromagnetics. 1993, pp. 90-91.
8. Семенов Н. А. Техническая электродинамика. Учебник для вузов. М., 1973. - 480 с.
9. IEEE C95.1-1991, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz’, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., April 1992.
10. Головенко, А.О. Повышение помехозащищенности канала беспроводной СВЧ связи при использовании нестандартных режимов генерации сигналов / А.О. Головенко, Н.С. Никитин, Н.В. Вдовина, С.Н. Даровских. Материалы Сборника статей Международной научно-практической конференции. Уфа – 2014. – с. 47-50.

References

1. Frey Allan. Auditory system response to radio frequency energy. Aerospace Med, 1961, 32. pp. 1140–1142.
2. Elder J.A., Chou C.K. Auditory Response to Pulsed Radiofrequency Energy. Bioelectromagnetics, 2003, 24, pp. 162–173.
3. Baranov V.K., Kydyrbaeva D.A., Tambovtsev D.K. The Exposure Mechanism of High-Frequency Modulated Signal on Unideal Non-Conductor. Radiohearing. Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2016, vol. 16, no. 2, pp. 68–73. (in Russ.)
4. Barinov A.E., Tambovtsev V.I., Kydyrbaeva D.A. [Coagulation of Blood Cells on Microwave Exposure]. Fizika i tekhnicheskie prilozheniya volnovykh protsessov. Materialy XIII Mezhdunarodnoi konferentsii [Physics and Technology of Wave Processes: Proceedings of the XIII International Conference]. Kazan' – Samara, 2015, pp. 353–355. (in Russ.)
5. Budden, K. G. (1961), The Waveguide Mode Theory of Wave Propagation, Logos Press, London, pp. 325.
6. Terman, F. E. (1955), Electronic and Radio Engineering, McGraw-Hill Book Company, New York, pp. 1078.
7. Kunz K., Luebbers R. The Finite Difference Time Domain for Electromagnetics. 1993, pp. 90-91.
8. Semenov N. A. Technical electrodynamics. Textbook for high schools. M., 1973. - 480 p.
9. IEEE C95.1-1991, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz’, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., April 1992.
10. A.O. Golovenko, N.K. Vdovina, S. N. Darovskikh, N.W. Nikitin, – [Improving the noise immunity of the channel of the wireless microwave communication using the non-standard modes of signal generation]. Povishenie pomehozachishonnosti kanala besprovodnoy CVH cvyazi pri ispolzovanii nestandartnih rejimov generacii signalov [Collection of articles Of the international scientific-practical conference] Ufa, 2014, pp. 47-50. (in Russ.)

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МЕТОДОВ В ИНТЕРЕСАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

К.Н. Чугай[1]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Предложенный в докладе подход к совместной обработке информации о заглубленных объектах позволяет повысить качество их обнаружения и классификации.

Ключевые слова: заглубленный объект, комплексирование информации, сверхширокополосный сигнал.

COMPLEXING OF METHODS IN THE INTERESTS OF THE DETECTION AND CLASSIFICATION OF HIDDEN OBJECTS

K.N. Chugay[1]

[1]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus

Abstract. The approach to the cooperative processing of information on hidden objects proposed in the report improves the quality of their detection and classification.

Keywords: hidden object, complexing of methods.

1. Введение

Актуальность разработки новых подходов к решению задачи подповерхностного зондирования обусловлена объективной необходимостью повышения качества обнаружения и классификации заглубленных объектов в различных укрывающих средах в ходе разведки местности при проведении поисково-спасательных работ и в поиске скрытно установленных объектов. В настоящее время не существует единого универсального подхода, позволяющего с высокой эффективностью обнаруживать и классифицировать весь спектр заглубленных предметов искусственного и естественного происхождения [1]. По этой причине остаются нерешенными задачи, связанные с обработкой принятого сигнала, комплексированием информации от различных источников и собственно с техническим обликом подобных систем.

Учитывая существующее разнообразие методов поиска взрывоопасных заглубленных объектов, наибольшее распространение получили следующие методы: индукционный, радиоволновый, радиолокационный магнитометрический и механический. Причем радиоволновой и радиолокационный метод для любых типов заглубленных объектов, индукционный только для металлических объектов, магнитометрический только для ферромагнитных объектов.

2. Обоснование структуры подповерхностного обнаружителя

С точки зрения технической реализации наиболее целесообразно решить задачу комплексирования двух методов радиолокационного (радиолокаторы подповерхностного зондирования) [2, 3, 4, 5] и индукционного (металлоискатель) [6].

Повышение эффективности радиолокаторов подповерхностного зондирования, заключающееся в совершенствовании аппаратной части, ограничивается техническими возможностями, обусловленными приближением к пределам физической реализуемости. В результате очевидна необходимость повышения эффективности путем совершенствования существующих и разработки новых методов обработки принятого сигнала, обеспечивающих обнаружения и классификации заглубленных объектов в реальном масштабе времени.

Принимаемый радиолокационный сигнал имеет сложную структуру, включая компоненты обусловленные отражением от укрывающей среды (грунта) и различных неоднородностей встречающихся на пути распространения зондирующего сигнала и представляет собой двумерный случайный процесс, который в случае наличия заглубленного объекта, может быть описан выражением [7]

$$f(t_1,t_2) = n(t_1,t_2) + m(t_1,t_2) + p(t_1,t_2) + h(t_1,t_2), \qquad (1)$$

где $n(t_1,t_2)$ – сигнал отраженный от укрывающей среды (земной поверхности); t_1 – аргумент характеризующий изменения по оси X; t_2 – аргумент характеризующий изменения по оси Y; $m(t_1,t_2)$ – сигнал отраженный от заглубленного объекта; $p(t_1,t_2)$ – сигнал передатчика просачивающийся в приемный тракт посредством антенной системы; $h(t_1,t_2)$ – помеха, в качестве которой выступает белый шум.

Для решения задачи комплексирования выбран металлоискатель, использующий очень низкие рабочие частоты (VLF - Very Low Frequency), что в свою очередь позволяет обеспечить высокую чувствительность и хорошее различение металлов. Метод основан на анализе фазовых характеристик [6].

Структура подповерхностного обнаружителя заглубленных объектов (рисунке 1) представляет собой сложную радиотехническую систему с адаптивными каналами обработки принятого сигнала.

Передающий модуль в соответствии с принятым методом обзора формирует сверхширокополосный зондирующий сигнал $u(t)$. Антенный модуль обеспечивает пространственную секцию. Приемный модуль обеспечивает требуемую линейность в выбранном частотном диапазоне и соответствующий динамический диапазон, что позволяет без искажений осуществлять прием отраженного сигнала. В качестве опорного сигнала используется часть мощности зондирующего сигнала, что обеспечивает реализацию выбранного метода обзора и когерентность принятого сигнала.

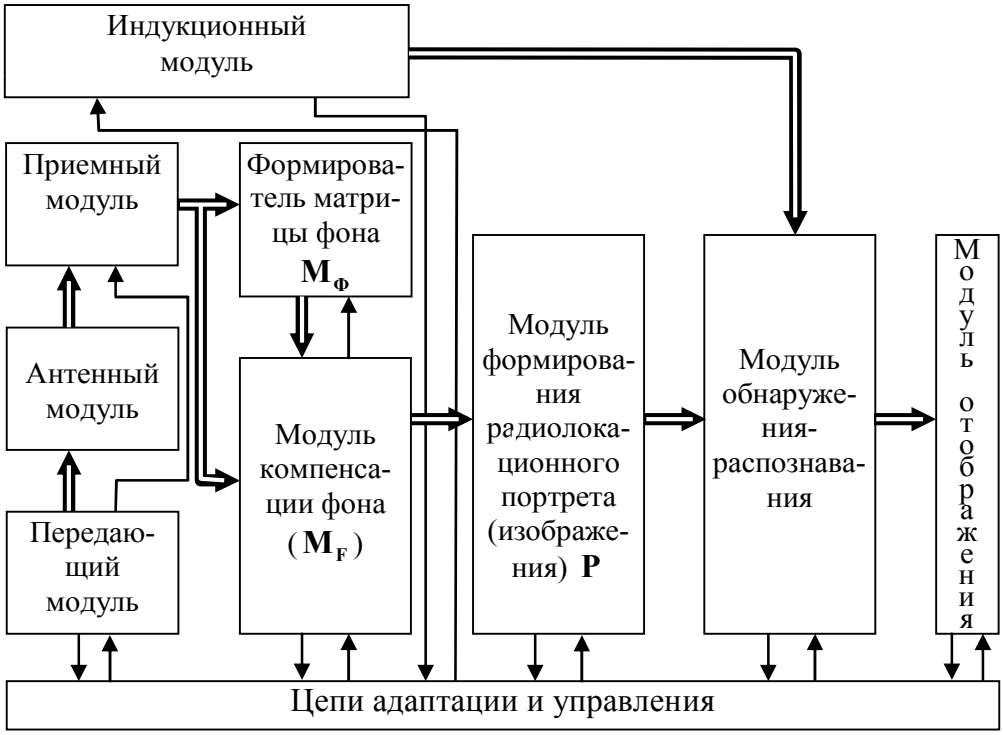


Рис. 1. Обобщенная структура подповерхностного обнаружителя

Формирователь матрицы радиолокационного фона обеспечивает формирование матрицы в результате обработки принятого сигнала с учетом априорной информации о сигнале, отраженном от укрывающей среды, и сигнале, обусловленном просачивающейся мощностью передатчика в приемный тракт, посредством антенной системы. На основании этой информации определяется частотный диапазон полосового фильтра.

С целью обеспечения требуемых характеристик обнаружения (распознавания) формирование портретов (изображений) осуществляется после компенсации радиолокационного фона, которая может быть реализована одним из следующих трех методов:

вычитания радиолокационного фона из принятого сигнала;

метод «темного» поля;

методом адаптивной фильтрации.

В основе формирования радиолокационных портретов заглубленных объектов (радиолокационного изображения) лежат подходы, рассмотренные в [7]. Качество сформированных портретов напрямую зависит от эффективности компенсации радиолокационного фона. На рисунке 2, 3 приведены результаты формирования радиолокационных портретов, как с учетом компенсации, так и без нее.

Полученное с помощью метода максимального правдоподобия радиолокационное изображение исследуемого участка поверхности, обеспечивает высокое разрешение сигналов, отраженных от поверхностей заглубленного объекта и имеющих коэффициент корреляции r k £ 0,97 [9, 10] (рисунок 4, 5).

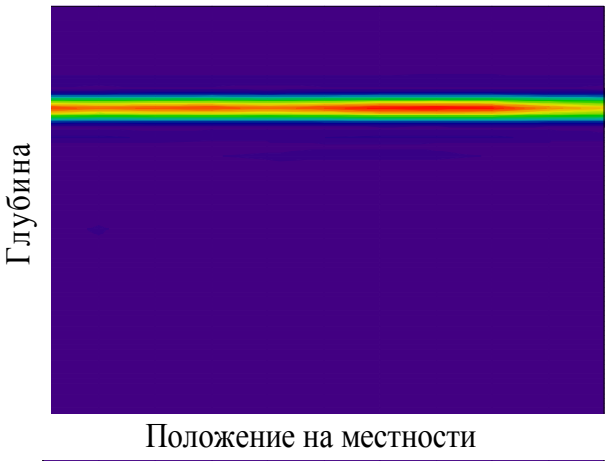


Рис. 2. Преобразование Фурье характеризующие заглубленный объект, с учетом радиолокационного фона

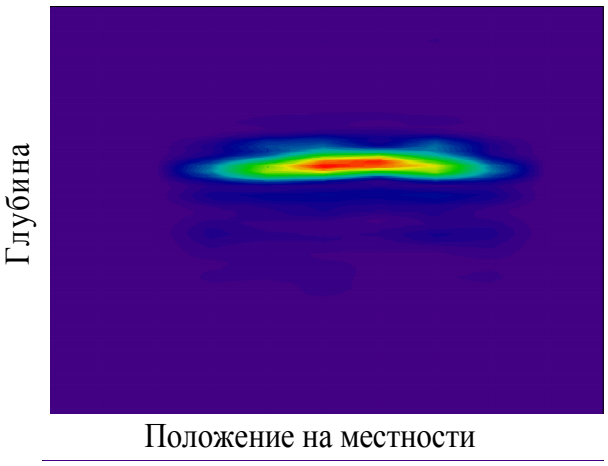


Рис. 3. Преобразование Фурье характеризующие заглубленный объект, без учета радиолокационного фона

Рис. 4. Радиолокационное изображение заглубленный объект, с учетом радиолокационного фона

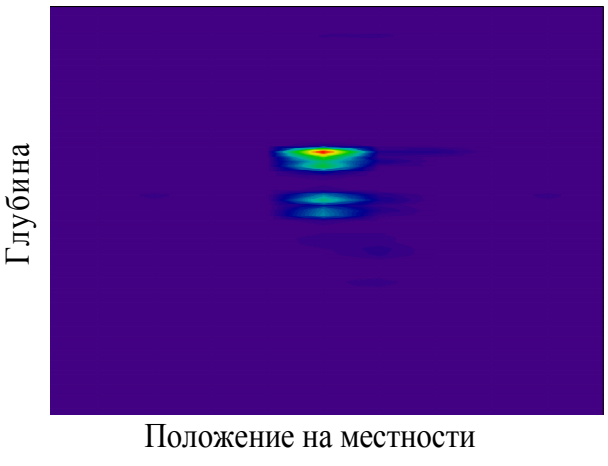


Рис. 5. Радиолокационное изображение заглубленный объект, без учета радиолокационного фона

В модуле обнаружения-распознавания на основе Байесовского подхода формируется оценка толщины объекта, которая отождествляется с номером канала. Алгоритм обработки портрета заглубленного объекта и решающее правило распознавания можно записать в виде [8]

«Если $Z_k > Z_g,\ g = \overline{0,...,g\ ,,\ k,...,M\ -\ 1}$, *то принимается решение о наличии заглубленного объекта* k *- класса».*

Обработка в канале производится в соответствии с выражением:

$$Z_k = a_k + \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,n},\ \ b_{k,n} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{P_{\text{F}}} - \frac{1}{V_{et\,n}^{\,k} + P_{\text{F}}}\right) P_n,\ k = \overline{0, M\ -\ 1},\ n = \overline{0, N\ -\ 1} \qquad (2)$$

где $a_k = \sum_{n=0}^{N-1} \ln \frac{P_{\text{F}}}{\left(V_{et\,n}^{\,k} + P_{\text{F}}\right)}$ – смещения в k-ом канале обработки глубинного портрета; k – текущий номер канала обработки; $\mathbf{V}_{\mathbf{et}}^{\ \mathbf{k}}$ – вектор эталона размерностью N

в k-ом канале обработки глубинного портрета, формируется с учетом информации поступающей от индукционного модуля; P_F – оценка мощности фона.

3. Заключение

Предложенный подход к решению задачи обнаружения и классификации заглубленных объектов в различных укрывающих средах, позволяет получать максимально достоверную информацию о наблюдаемом объекте. На основе комплексирования радиолокационного и индукционного методов синтезирована структура и разработано решающее правило, для эффективного обнаружения и распознавания заглубленных объектов. В результате комплексирования количество классов распознаваемых объектов увеличено с 3-х до 5-ти.

Литература

1. Волкова Е.А., Потетюнко Э.Н. Обзор научно-технических разработок по обнаружению скрытых объектов // Современные наукоемкие технологии. – 2009. – № 9. – С. 132 – 134.
2. Вопросы подповерхностной радиолокации / А. Ю. Гринев [и др.]; под общ. ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.
3. Подповерхностная радиолокация / М.И. Финкельштейн [и др.]; под общ. ред. М.И. Финкельштейна. – М.: Радио и связь, 1994. – 216 с.
4. Финкельштейн, М.И. Радиолокация слоистых земных покровов / М.И. Финкельштейн, В.Л. Меньдельсон, В.А. Кутев; под ред. М.И. Финкельштейна. – М.: Советское радио, 1977. – 176 с.
5. Сверхширокополосная радиолокация, что это такое / Н. Щербак. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес – 2002.
6. Адаменко М.В. Металлоискатели. М.: Издательский дом «ДМК-пресс», 2006. – 128 с.
7. Чугай К.Н., Савенко С.А. Современный подход к обработке сложных сигналов в системе подповерхностного зондирования // Наука и военная безопасность. – 2015. – № 1. – С. 39 – 43.
8. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. – М.: Воеиздат, 1983, 456 с.
9. Балтер Б.М. Аэродинамический радиолокационный мониторинг Земли / Б.М. Балтер [и др.]; под общ. ред. А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2006. – 240 с.
10. Гринкевич А.В. Совершенствование радиолокационного миноискателя / А.В. Гринкевич, Н.Я. Василин // Вестник Военной академии. – 2006. – № 2. – С. 89–97.

References

1. Volkova E.A, Potetyunko E. N. A review of scientific and technical developments for the detection of hidden objects // Modern high technologies. - 2009. - No. 9. - Pp. 132 – 134.
2. Questions ground penetrating radar / Grinev A. Y. [and others]; under the gen. edit. of Y. A. Grineva. - M: Radio Engineering, 2005. - 416 p.
3. Subsurface radar / M. I. Finkelstein [and others]; under the gen. edit. of M. I. Finkelstein. - M: Radio and communication, 1994. - 216 p.

4. Finkelstein M. I. Radar layered earth covers / M. I. Finkelstein, V. L. Mendelson, V. A. Kutev; under the edit. of M. I. Finkelstein. - M: Soviet radio, 1977. - 176 p.
5. Ultra-wideband radar, what it is / N. Shcherbak. - Electronics: Science, Technology, Business 2002.
6. Adamenko M. V. Metal Detectors. M.: Publishing house «DMK-press», 2006. - 128 p.
7. Chugay N. K., Savenko S. A. Modern approach to the processing of complex signals in the subsurface sensing system // Science and military security. - 2015. - No. 1. - Pp. 39 – 43.
8. Okhrimenko A. E. Basics of radar and electronic warfare. P 1. – M: military publishing, 1983, p 456.
9. Balter B. M. Aerodynamic radar monitoring of the Earth / B. M. Balter [and others]; under the General editorship of A. I. Konashenkova. - M: Radio Engineering, 2006. – 240 p.
10. Grinkevich A. V. Improvement of radar mine detector / A. V. Grinkevich, N. Me. Vasilin // Bulletin of the Military Academy. - 2006. - No. 2. - Pp. 89-97.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ПРИ ПОДДЕРЖАНИИ РАБОЧЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ И РТО

М. Н. Ивлиев [1], А. А. Хвостов [2], А. А. Журавлев [2], С. В. Куцов [2]

[1]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет инженерных технологий» (ФГБОУ ВО «ВГУИТ»), Воронеж, Россия

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

Аннотация. Рассмотрена математическая модель электронагревательного элемента в условиях обогрева аппаратных до рабочей температуры в арктической климатической зоне и при экстренной разконсервации в холодное время года. На основе тепловых балансовых соотношений получено уравнение динамики изменения температуры электронагревательного элемента при его нагреве электрическим током. Электронагревательный элемент представлен в виде открытой металлической спирали. Модель учитывает температурную зависимость электрического сопротивления нагревательного элемента и условия его конвективного теплообмена с окружающей воздушной средой.

Ключевые слова: обогрев аппаратных; теплообмен; конвекция; нагрев электрического проводника; температурное поле.

MATHEMATICAL MODEL OF THE ELECTRIC HEATING ELEMENT WHILE MAINTAINING THE OPERATING TEMPERATURE OF THE HARDWARE ROOM COMMUNICATION AND RTE

M. N. Ivliev [1], A. A. Khvostov [2], A. A. Zhuravlev [2], S. V. Kutsov [2]

[1]Voronezh State University of Engineering Technologies (VSUET), Voronezh, Russia

[2]Military educational centre of science the of Air Forces «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin» (MECS of AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. A mathematical model of an electric heating element is considered in the conditions of heating the hardware to the operating temperature in the Arctic climatic zone and during emergency decompression in the cold season. On the basis of thermal balance relationships, the equation of the temperature dynamics of the temperature of the electric heating element is obtained when it is heated by an electric current. The electric heating element is represented as an open metal spiral. The model takes into account the temperature dependence of the electrical resistance of the heating element and the conditions for its convective heat exchange with the surrounding air environment.

Keywords: heating of the equipment; heat transfer; convection; heating of the electrical conductor; temperature field.

1. Введение

В комплексе задач по обеспечению безопасности и обороноспособности страны в мирное и военное время система связи и автоматизированного управления является важнейшим элементом, определяющим эффективность войск и оружия. В последнее

время особенно актуально встает вопрос надежности вооружения и работоспособности операторов в условиях арктической климатической зоны.

Анализ условий функционирования системы связи авиационной части в арктической зоне, показывает, что система управления в современных условиях требует создания и поддержания определенного микроклимата в аппаратных средств связи и радиотехнического обеспечения, в которых осуществляется дежурство.

К числу наиболее важных параметров микроклимата относится температура окружающего воздуха. Влияние температуры воздуха в аппаратной на человеческий организм связано в первую очередь с сужением или расширением кровеносных сосудов кожи. Под действием низких температур воздуха кровеносных сосуды кожи сужаются, в результате чего замедляется поток крови к поверхности тела и снижается теплоотдача от поверхности тела за счёт конвекции и излучения. При высоких температурах окружающего воздуха наблюдается обратная картина: за счёт расширения кровеносных сосудов кожи и увеличения притока крови существенно увеличивается теплоотдача.

Оптимальные и допустимые параметры микроклимата в аппаратных в зависимости от тяжести выполняемых работ, количества избыточного тепла в помещении и сезона (времени года) регламентируются ГОСТ 12.1.005-88 «Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны».

Для создания рациональных тепловых режимов в аппаратных используют различные электронагревательные приборы (тепловентиляторы, тепловые пушки, электроконвекторы), рабочими элементами которых являются трубчатые электрические нагреватели (ТЭН), металлокерамические нагреватели, позисторы, открытые спирали и прочее. Однако в мощных электронагревательных приборах реальную конкуренцию друг другу составляют именно ТЭНы и открытые спирали. Основные эксплуатационные характеристики этих нагревательных элементов – надежность, степень создания эффекта выжигания кислорода, тепловая инерционность. Сравнение проводилось на основе анализа температурных полей этих элементов в стационарных и нестационарных (переходных) режимах работы. Исследования показали, что практически по всем параметрам трубчатые электрические нагревательные элементы уступают открытым спиралям. При близких скоростях воздушного потока разница в температурах сравниваемых нагревательных элементов в среднем составляет 115°С, соответственно, 145 °С для открытой спирали и 260°С для ТЭНа. Это определяет и многократно больший эффект выжигания кислорода в случае использования ТЭНов, что еще более усугубляется тем, что площадь оболочки ТЭНа более, чем на порядок превышает поверхность теплосъема спирали. Тае же очевидно, что в основе работы двух сравниваемых нагревательных элементов лежит одно и тоже физическое явление – превращение электрической энергии в тепловую. Но вследствие конструктивных особенностей ТЭНа это явление в нем проявляется иначе, чем в открытой спирали. Для устройств с активным вентилированием, призванных осуществлять быстрый, интенсивный и равномерный обогрев заданных объемов, надежно работать в этих условиях, причем с минимальной реализацией эффекта выжигания кислорода, открытые спирали имеют безусловные и очевидные преимущества [1].

Так же известна математическая модель электронагревательного элемента в виде открытой спирали [1]. Однако предложенная авторами модель не учитывает температурную зависимость сопротивления электронагревательного элемента, что, естественно, снижает точность предлагаемого математического описания.

В этой связи определенный практический интерес представляет создание математической модели электронагревательного элемента в виде открытой спирали с учетом температурной зависимости его электрического сопротивления.

2. Математическая модель

Нами был рассмотрен электронагревательный элемент в виде однородного проводника (открытой спирали), по которому протекает электрический ток [2]. Количество теплоты, которое выделяется в проводнике за счет прохождения электрического тока, расходуется на нагрев проводника и отведение с поверхности конвекцией (излучением при этом пренебрегаем):

$$I^2 R d\tau = Gcd\left(t - t_0\right) + \alpha F\left(t - t_0\right)d\tau\,, \tag{1}$$

где I – сила тока, проходящего по проводнику, А; R – сопротивление проводника, Ом; G – масса проводника, кг; c – удельная теплоемкость материала проводника, Дж/(кг·К); α – коэффициент теплоотдачи, Вт/(м^2 К); F – площадь поверхности теплообмена проводника, м^2; t – температура проводника, °С; t_0 – начальная температура проводника (равна температуре воздуха, окружающего проводник), °С; τ – время, с.

Электрическое сопротивление нагревателя связано с его температурой соотношением:

$$R = R_0\left(1 + \alpha^*\left(t - t_0\right)\right), \tag{2}$$

где R_0 – сопротивление электронагревательного элемента при начальной температуре t_0; α^* – температурный коэффициент сопротивления, К$^{-1}$.

С учетом зависимости (2) уравнение теплового баланса электронагревательного элемента в динамике перепишем в виде:

$$\frac{d\left(t - t_0\right)}{d\tau} + \frac{\alpha F}{Gc}\left(t - t_0\right) = \frac{I^2 R_0\left(1 + \alpha^*\left(t - t_0\right)\right)}{Gc}. \tag{3}$$

Решая последнее уравнение при начальном условии $t\big|_{\tau=0} = t_0$, получим закон изменения температуры электронагревательного элемента:

$$t = t_0 + \frac{I^2 R_0}{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*}\left(1 - e^{-\frac{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*}{Gc}\tau}\right). \tag{4}$$

Из уравнения (4) следует, что нагрев открытой спирали происходит по экспоненциальной кривой. Как видно, с течением времени подъем температуры электронагревательного элемента замедляется и при $\tau \to \infty$ температура достигает максимального установившегося значения:

$$t_{\max} = \lim_{\tau \to \infty} \left(t_0 + \frac{I^2 R_0}{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*} \left(1 - e^{-\frac{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*}{Gc} \tau} \right) \right) = t_0 + \frac{I^2 R_0}{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*}. \quad (5)$$

Среднее значение температуры открытой спирали за время нагрева τ определится интегрированием выражения (4) в пределах от 0 до t :

$$\bar{t} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} t d\tau = t_0 + \frac{I^2 R_0}{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*} - \frac{1}{\tau} \frac{I^2 R_0 Gc \left(1 - e^{-\frac{\alpha F - I^2 R_0 \alpha^*}{Gc} \tau} \right)}{\left(\alpha F - I^2 R_0 \alpha^* \right)^2} \quad (6)$$

Коэффициент теплоотдачи α , входящий в уравнение нагрева, может быть определен по критерию Нуссельта, который характеризует подобие процессов теплопереноса на границе между телом и потоком воздуха. Критерий Нуссельта, в свою очередь, связан с критериями Рейнольдса, Грасгофа и Прандтля [3, 4].

3. Заключение

Полученные аналитические зависимости позволяют производить необходимые практические расчеты режимов работы электронагревательных элементов в виде открытых спиралей для различных условий конвективного теплообмена между нагревательным элементом и окружающей воздушной средой [5, 6]. Данные расчеты необходимы на практике для выработки режима обеспечения оптимального микроклимата, в частности рабочей температуры, в аппаратных средств связи и РТО в сложных условиях арктической климатической зоны при жестком ресурсо- и энергосбережении.

Литература

1. Козлов А.В. Сравнительный анализ характеристик открытых спиралей и ТЭНов в составе электронагревательных приборов. Часть 1. Расчет тепловых полей в стационарных и нестационарных режимах / А.В. Козлов, А.С. Шаповалов, В.Я. Явчуновский // Вопросы прикладной физики. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та. Вып. 15., 2008. – С. 53 – 58.
2. Хвостов А.А. Моделирование нагрева однородного электрического проводника протекающим током / А.А. Хвостов, А.А. Журавлев, Д.И. Целюк, Е.А. Журавлев // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Международной научно-практической межведомственной конференции / ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России. – Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2016. – С. 328 – 329.
3. Процессы и аппараты пищевых производств / под ред. А.Н. Острикова. – СПб. : Гиорд, 2012. – 616 с.
4. Болгарский А.В. Термодинамика и теплопередача / А.В. Болгарский, Г.А. Мухачев, В.К. Щукин. – М.: Высшая школа, 1975. – 495 с.
5. Журавлев А.А. Математическая модель нагрева проводника электрическим током в условиях естественной и вынужденной конвекции / А.А. Журавлев, Д.И. Целюк // Новые решения в области упрочняющих технологий: взгляд молодых специалистов: материалы Международной научно-практической конференции (22 - 23 декабря 2016 г.); В 2-х томах, Т. 1., Юго-Зап. гос. ун-т., Курск: Изд-во ЗАО "Университетская книга", 2016. – С. 301 – 303.
6. Хвостов А.А. Моделирование нестационарного теплового режима нагрева открытой спирали / А.А. Хвостов, А.А. Журавлев, Д.И. Целюк // Научный вестник ВГАСУ. Серия:

Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах/ Воронеж. ГАСУ. - Воронеж, 2017. – № 1(9) – С. 54 – 58.

REFERENCES

1. Kozlov A.V. Comparative analysis of the characteristics of open spirals and electric heaters in the composition of electric heaters. Part 1. Calculation of thermal fields in stationary and nonstationary regimes. Kozlov, A.S. Shapovalov, V.Ya. Yavchunovsky // Problems of Applied Physics. Saratov: Sarat Publishing House. University. Issue. 15., 2008. - P. 53 - 58.
2. Khvostov AA Modeling the heating of a homogeneous electric conductor by a flowing current. Khvostov, A.A. Zhuravlev, D.I. Tseliuk, E.A. Zhuravlev // Technique and safety of the objects of the criminal-executive system: a collection of materials of the International scientific and practical interdepartmental conference / FCOU Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia. - Voronezh: Publishing and Printing Center "Scientific Book", 2016. - P. 328 - 329.
3. Processes and devices of food production / ed. A.N. Ostrikova. - St. Petersburg. : Gior, 2012. – 616 p.
4. Bulgarian A.V. Thermodynamics and heat transfer / A.V. Bulgarian, G.A. Mukhachev, V.K. Shchukin. - Moscow: Higher School, 1975. - 495 p.
5. Zhuravlev A.A. Mathematical model of conductor heating by electric current in conditions of natural and forced convection / A.A. Zhuravlev, D.I. Tseliuk // New solutions in the field of strengthening technologies: the view of young specialists: materials of the International Scientific and Practical Conference (December 22 - 23, 2016); In 2 volumes, T. 1., South-West. state. Univ., Kursk: Publishing House of the University Book, 2016. - P. 301 - 303.
6. Khvostov AA Modeling of the nonstationary thermal regime of heating of an open spiral / A.A. Khvostov, A.A. Zhuravlev, D.I. Tseliuk // Scientific Herald of the VGASU. Series: Information technology in construction, social and economic systems / Voronezh. GASU. - Voronezh, 2017. - No. 1 (9) - P. 54-58.

МИКРОВОЛНОВЫЙ СЛУХОВОЙ ЭФФЕКТ И ЕГО СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

А.А. Копыркин[1] И.Л. Железняк[2], В.И. Краус[2]

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

[2]Филиал Военно-Воздушная Академия (ВУНЦ ВВС ВВА ЧФ), Челябинск, РФ

Аннотация. Анализируется микроволновый звуковой эффект как наблюдаемое явление преобразования высокочастотного радиосигнала в акустические колебания. В статье представлены расчеты спектрального преобразования. Рассматриваются и анализируются механизмы взаимодействия модулированного высокочастотного сигнала со слабо поглощающим веществом с целью обнаружения акустического эффекта.

Ключевые слова: Радиозвук, электромагнитные сигналы, электроакустический эффект, термоупругое расширение, спектральное преобразование.

MICROWAVE HEARING EFFECT AND ITS SPECTRAL TRANSFORMATION.

A.A. Kopyrkin[1], I. L. Zheleznyak[2], V. I. Kraus[2]

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

[2] Branch Air Force Academy (VUNTS VVS VVA BSF), Chelyabinsk, Russia

Abstract. Microwave auditory effect was analyzed, as the observed phenomenon of high-frequency radio signals transformation into acoustic oscillations. In the paper presented studies of the possible effects of direct exposure to high-frequency field in physical therapy. The mechanisms of interaction of the modulated RF signal with a weakly absorbing material with goal to detect acoustic effect was presented.

Keywords: Radiosound, electromagnetic signals, electro-acoustic effect, thermoelastic expansion, spectral transformation.

1. Введение

Работа относится к электромагнитной совместимости в области экологии. Человек, создав источники электромагнитного излучения, не в состоянии обойтись без них. Однако «электромагнитный смог» во всём частотном диапазоне значительно превышает естественный фон, что возможно провоцирует необратимые последствия. На сегодняшний день все еще нет однозначного физического обоснования микроволновому слуховому феномену. В работе анализируется микроволновый звуковой эффект как наблюдаемое явление преобразования высокочастотного модулированного радиосигнала в низкочастотные акустические колебания.

2. Историческая справка

Ученым Аланом Фреем была предложена гипотеза, что на участках внутреннего уха происходит взаимодействие излучения с терма-упругими тканями, сопровождающееся, возможно, их периодической деформацией [1]. В ходе этого процесса при амплитудно-импульсной манипуляции возникают как бы механические ударные волны, воспринимаемые человеком в виде внутреннего звука, который никак не связан с колебанием барабанной перепонки. Этот сенсорно-акустический эффект представляет собой физическое явление, связанное с преобразованием электромагнитной энергии в низкочастотные механические колебания на пути к рецепторному аппарату путем костной звукопроводимости. Также было обнаружено, что при соответствующем выборе амплитудно-модулированного сигнала существует возможность передавать человеку информацию в виде отдельных слов, фраз и других звуков. Громкость воспринимаемого звука можно увеличить, но акустическую травму нанести невозможно, поскольку барабанная перепонка в процессе не участвует [2]. Формирование же спектра, воспринимаемого человеком в виде слухового ощущения, определяется взаимодействием анатомических структур, представляющих как бы систему акустических резонаторов с динамической связью, выше критической [4].

В ранних работах и более поздних публикациях, посвящённых исследованию эффекта радиозвука (см., например, [3, 6]), присутствует, как правило, направленность на физиологическую трактовку этого явления, связанного с особенностями либо слуховой системы, либо с непосредственным влиянием модулированного СВЧ электромагнитного поля на структуры мозга. Прямые физические измерений с размещением сенсорных элементов радиоэлектроники провести было невозможно. Опыты же на животных с вживлением электродов не дали сопоставимых результатов ввиду отсутствия адекватной реакции испытуемых животных на радиозвук [4].

Микроволновый слуховой эффект в виде реакции на воздействия СВЧ импульсов радиолокатора известен больше шестидесяти лет. До сих пор ещё нет целостной концепции относительно возникновения эффекта радиозвука.

Авторов настоящей работы интересует непосредственный механизм преобразования модулированного высокочастотного сигнала в низкочастотный звук и без привязки к физиологическим особенностям человека. Авторов интересует объективное исследование электроакустического преобразования, в противоположность субъективно наблюдаемому на добровольцах радиозвуковому эффекту. Более того, в радиозвуковом эффекте, скорей всего, возбуждение акустических колебаний происходит в направлении, перпендикулярном распространению электромагнитной волны, а в электроакустическом эффекте - звук должен распространяться по направлению действия электрического поля. Поэтому можно считать, что предлагаемые авторами исследования оригинальны в постановочной части. Исследования также должны гарантировать объективность и надёжность получаемых результатов. Рассмотрение в данной работе именно амплитудно-модулированного сигнала объясняется тем, что обнаружение звука возможно провести достаточно простыми средствами, например, с помощью пьеза датчика или же динамического микрофона. При амплитудной модуляции получается простой сигнал, удобный для

частотного анализа и дальнейшего полномасштабного спектрального исследования. Конечно, также не исключаются исследования и при амплитудно-импульсной модуляции, и при амплитудной манипуляции.

3. Реализация радиозвука на лабораторном стенде

Блок-схема лабораторного стенда для исследования электроакустического эффекта преобразования сигнала на пьеза сигнализаторе SC типа ТГМ–25Е (габариты: *d=17* мм, *h=2* мм, электрическая ёмкость *C=10нФ*), представлена на рисунке 1.

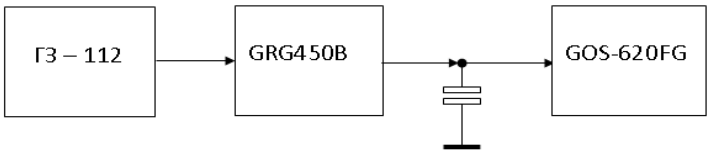


Рис.1 Блок-схема стенда для исследования электроакустического эффекта преобразования сигнала на пьеза сигнализаторе SC типа ТГМ–25Е

Модулирующий сигнал ω_s с низкочастотного генератора типа ГЗ –112 поступает на генератор радиочастот GRG450B на вход для внешней модуляции. С выхода амплитудно-модулированный сигнал с несущей частотой ω_c поступает на сигнализатор *SC* и вход электронного осциллографа GOS-620FG.

Осциллограммы эксперимента по демодуляции радиосигнала (слева), передняя панель электронного осциллографа с подключенным сигнализатором (в центре). Без сигнализатора на экране наблюдаем изображение АМ – сигнала, если несущая частота ниже 6 МГц – верхней граница частоты диапазона осциллографа).

Рис.2. Передняя панель электронного осциллографа с подключенным сигнализатором

Как показывает эксперимент, электроакустический эффект лучше наблюдать на резонансной частоте ω_r пьеза сигнализатора – это частота модулирующего сигнала: $\omega_c = \omega_r$ =2,5 кГц. В первом эксперименте несущая частота ω_s = 100 КГц. Результат представлен на фото (см. рис. 2). На экране осциллографа полученный при преобразовании сигнал содержит ВЧ и НЧ компоненты спектра сигнала. НЧ компонента связана с действием электроакустического эффекта преобразования сигнала, звук воспроизводится. ВЧ компонента сохраняется и визуализируется ввиду того, что граничная частота (это 6 МГц) значительно выше в данном эксперименте частоты несущего сигнала (это ω_c =100 кГц) (рис. 3). Чувствительность: 0,5 В/см (на деление шкалы).

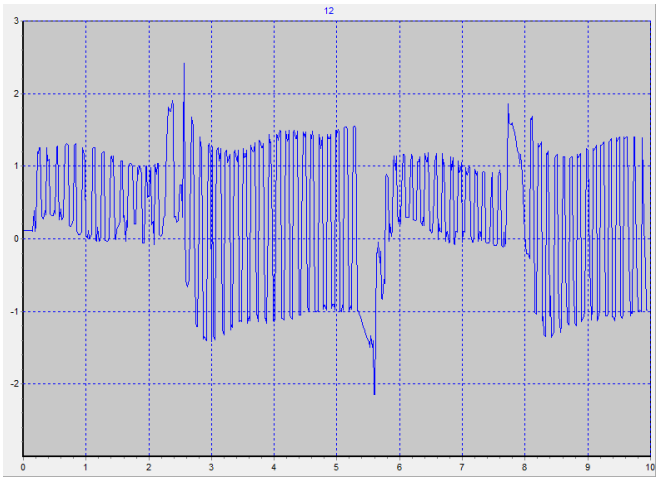


Рис. 3. Осциллограмма сигнала (ω_c = 100 кГц).

Во втором эксперименте несущая частота ω_c = 450 мГц. Результат представлен на рис. 4. ВЧ компоненту осциллограф не воспроизводит ввиду частотного ограничений осциллографа и, возможно, происходит шунтирование ёмкостью конденсатора сигнализатора. НЧ сигнал имеет частоту следования 2,5 кГц и чётко выражена третья гармоника. Постоянная составляющая отсутствует – отсутствует эффект детектирования. Звук, воспроизводимый сигнализатором, по сравнению с первым экспериментом не изменяется. Звучание воспроизводится на резонансной частоте сигнализатора.

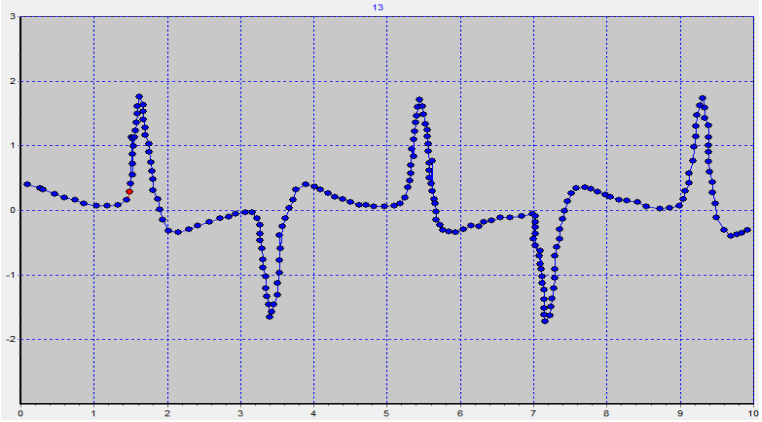


Рис. 4. Осциллограмма сигнала (ω_c = 450 мГц).

Преобразование Фурье: любую периодическую функцию $f(t) = f(t + nT)$, где T – период повторения, n – любое целое число (положительное или отрицательное), можно представить в виде ряда Фурье, в выражении (1):

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=0}^{\infty}(a_k cosk\Omega_1 t + b_k sink\Omega_1 t) \quad (1)$$

Где $k = 1, 2, 3, \ldots$; a_0 a_k, b_k – коэффициенты ряда Фурье, $\Omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ – основная частота повторения.

Коэффициенты ряда Фурье определяются выражениями (2), (3), (4):

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)dt \quad (2)$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)cosk\Omega_1 tdt \quad (3)$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)sink\Omega_1 tdt \quad (4)$$

Существует три основных вида методов определения спектров реальных сигналов: аналитические, численные и инструментальные.

Измерения осуществляются анализаторами спектров параллельно или последовательно. Аналитические методы применяются в случаях, когда сигнал $u(t)$ можно описать аналитически. Если не удается подобрать достаточно точную аппроксимацию сигнала, используют численные методы. Сигнал при этом можно задать таблицей дискретных значений $u_1 = u(t_1)$, $u_2 = u(t_2)$, … $u_n = u(t_n)$ или графиком $u(t)$. Дискретные значения u_i определяются затем по этому графику через одинаковые временные интервалы Δt на протяжении одного периода $T = n\Delta t$ (рис. 5).

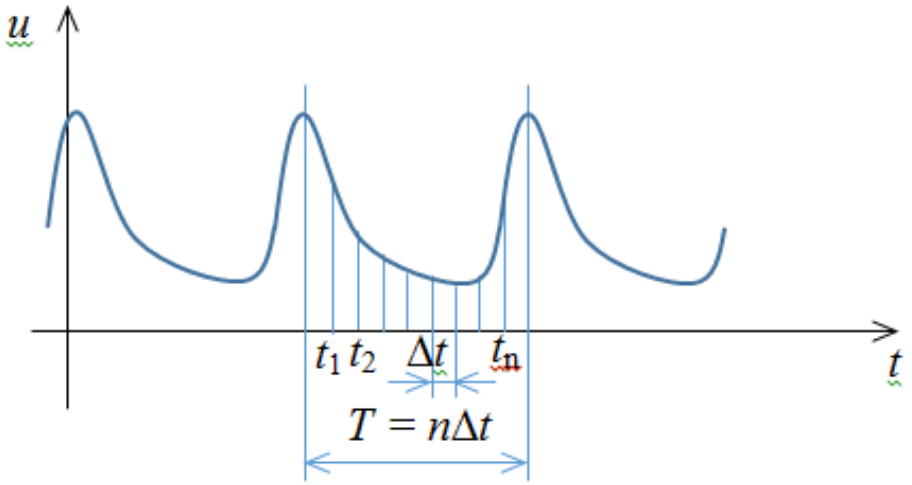


Рис. 5. График дискретизации сигнала на временные интервалы.

Далее, нами был проведен математический расчет спектра сигнала используя алгоритмы дискретного преобразования Фурье для 18 и 36 гармоник (рис. 6).

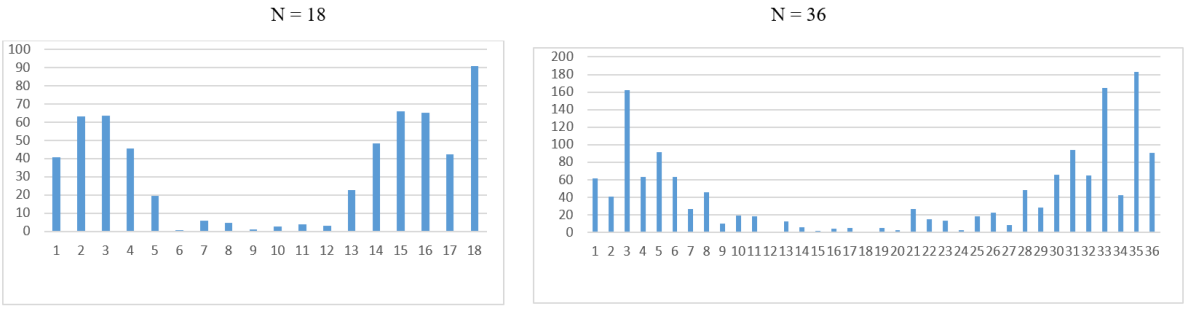


Рис. 6. Сравнительный анализ дискретного преобразования Фурье с расчетом 18 и 36 гармоник.

В результате из полученных данных было произведено обратное преобразование Фурье, показанное на рисунке 7.

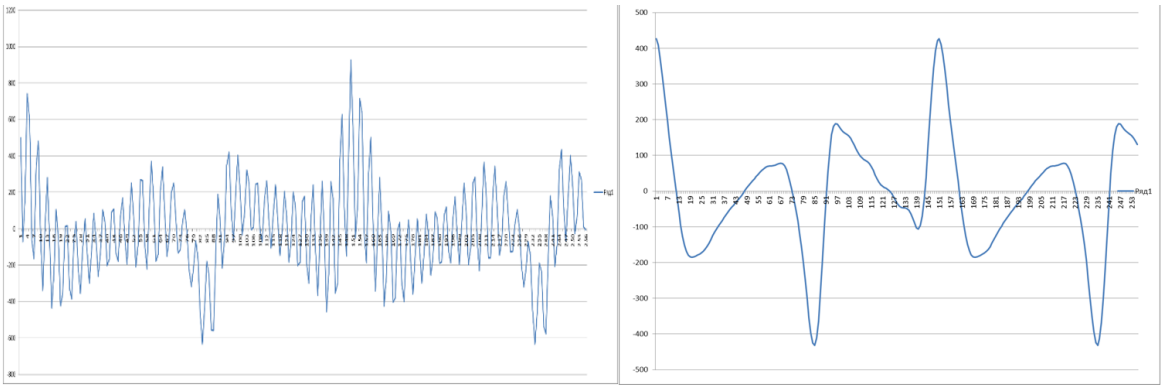


Рис. 7. Сигнал, построенный при помощи обратного преобразования Фурье.

Можно отметить, что в комбинационном спектре выделяются именно низкочастотные сигналы, связанные с частотой модулирующего сигнала ω_S. В среде могут также возникнуть и токи или проводимости, или смещения на этой частоте и её первых гармониках. Совершенно очевидно, что спектры акустических колебаний на рис. 7, и наблюдаемые на других акустических моделях [5], также подчиняются закону комбинаторики. Соотношение комбинаторики, рассмотренное здесь, не учитывает инерционных эффектов, которые в большей степени зависят от частоты несущего высокочастотного сигнала, и проявляются, например, в сегнетоэлектриках при приближении к гигагерцовому диапазону.

4. Заключение

1. Экспериментально подтверждается наличие исследуемого эффекта нелинейно-инерционного преобразования, модулированного ВЧ сигнала в НЧ звук. Звучание на третьей гармоники связано, скорей всего, с частотной характеристикой преобразователя.
2. Теоретические результаты, подкреплены практическими экспериментами, и графики теоретических и экспериментальных результатов совпадают. Также находит подтверждение и спектральное преобразование сигнала.

3. При малой мощности поглощения на сигнализаторе наблюдается эффект нелинейно-поляризационного преобразования.
4. При амплитудно-модулированной модуляции и с помощью пьезо-датчика обнаружение радиозвука возможно провести достаточно простыми средствами.

Литература

1. Airborne Instruments Laboratory. An Observation on the Detection by the Ear of Microwave Signals// Pros. IRE. 1956. V. 44. N$_O$ 10. P. 2A.
2. Frey Allan. Auditory system response to radio frequency energy. Aerospace Med. 1961: 32. PP. 1140–1142.
3. Баранов, В.К. Механизм воздействия модулированного высокочастотного сигнала на неидеальный диэлектрик. Радиозвук / В.К. Баранов, Д.А. Кыдырбаева, Д.К. Тамбовцев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2016. – Т. 16, № 2. – С. 68–73. DOI: 10.14529/ctcr160207
4. Тигранян, Р.Э., Шорохов, В.В. Физические основы слухового эффекта СВЧ. Пущино: ОНТИ Пущинского научного центра АН СССР, 1990, 131 с.
5. Elder, J.A. and Chou, C.K., Auditory response to pulsed radiofrequency energy. Bioelectromagnetics. 2003: 24. S162–S173. doi: 10.1002/bem.10163
6. Тамбовцев, Д.К., Тамбовцев, В.И., Клецко, Д.А. Эффект радиозвука. Слуховая реакция на спектральное преобразования сигнала. - ФРГ: Lambert, 2016 г., 50 с.

References

1. Airborne Instruments Laboratory. An Observation on the Detection by the Ear of Microwave Signals// Pros. IRE. 1956. V. 44. N$_O$ 10. P. 2A.
2. Frey Allan. Auditory system response to radio frequency energy. Aerospace Med. 1961: 32. PP. 1140–1142.
3. Baranov V.K., Kydyrbaeva D.A., Tambovtsev D.K. The Exposure Mechanism of High-Frequency Modulated Signal on Unideal Non-Conductor. Radiohearing. Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2016, vol. 16, no. 2, pp. 68–73. (in Russ.) DOI: 10.14529/ctcr160207Elder, J.A. and Chou, C.K., Auditory response to pulsed radiofrequency energy. Bioelectromagnetics. 2003: 24. S162–S173. doi: 10.1002/bem.10163
4. .Tigranyan R.E., Shorokhov V.V. Fizicheskie osnovy slukhovogo effekta SVCh [Physical Basis of the Microwave Auditory Effect]. Department of Scientific and Technical Information of Pushchinsky Scientific Center of Academy of Sciences of the USSR, 1990. 131 p.
5. Elder, J.A. and Chou, C.K., Auditory response to pulsed radiofrequency energy. Bioelectromagnetics. 2003: 24. S162–S173. doi: 10.1002/bem.10163
6. Tambovtsev, D. K., Tambovtsev, V. I., Kletsko, D. A. The effect of radiosound. Hearing reaction on spectral transform of the signal. - Germany: Lambert, 2016, 50 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛОКА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ТАКТОВОГО СИГНАЛА И ДАННЫХ НА ЯЗЫКЕ VERILOG-AMS

А.В. Злобин, В.И. Клюкин, Ю.К. Николаенков

Воронежский госуниверситет, Россия

Представлена процедура моделирования блока восстановления тактового сигнала и данных (ВТС) устройств частотной и фазовой синхронизации на языке Verilog–AMS, позволяющая объединить аналоговую и цифровую части ВТС в единую симуляционную модель. Приведен пример компьютерного описания поведения ГУН, являющегося основой блока ВТС с использованием ФАПЧ, показывающий возможность значительного сокращения вычислительных затрат.

Ключевые слова: параллельно-последовательные преобразователи, восстановление тактовой частоты, генератор, управляемый напряжением, язык Verilog.

MODELING OF THE RECOVERY UNIT CLOCK AND DATA IN VERILOG-AMS

A.B. Zlobin, V.I. Klukin, Y.K. Nickolaenkov

Voronezh university, Russia

Abstract. The procedure of modeling the clock and data recovery unit of frequency and phase synchronization devices in Verilog–AMS language, which allows combining analog and digital parts into a single simulation model, is presented. An example of a computer description of the behavior of VCO, which is the basis of the data recovery unit using PLL, is given, showing the possibility of a significant reduction in computational costs.

Keywords: parallel-to-serial converters, re-clocking frequency, voltage-controlled oscillator, Verilog.

1. Параллельно–последовательные преобразователи

Существует множество способов соединения компонентов во встроенных системах (PCI Express, Ethernet, Rapid IO и т.п.), использующих для достижения максимальной производительности при передаче сигналов параллельно–последовательные преобразователи (ППП). Примером такого ППП является параллельно–последовательный приемо-передатчик (рисунок 1), осуществляющий высокоскоростную передачу данных по некоторому каналу (кабель, оптоволокно и т.п.) и их корректный прием путем преобразования параллельного порта ввода–вывода шириной X, тактируемого сигналом с частотой Y в последовательный поток данных с частотой X×Y.

Наиболее распространенным типом ППП является преобразователь, «встраивающий» информацию о тактовом сигнале в передаваемый поток данных [1], причем, как правило, синхронизация происходит путем сравнивания восстановленной блоком ВТС тактовой частоты $f_{ВТ}$ с внешним источником опорной частоты $f_{ОП}$.

Сама схема ВТС чаще всего представляет собой модифицированную схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), состоящую из фазового детектора (ФД), генератора накачки на транзисторах T_1 и T_2, фильтра низких частот (ФНЧ),

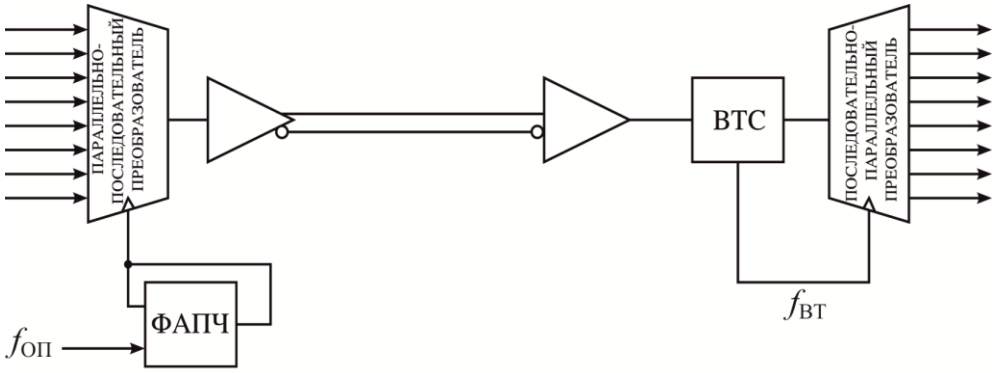


Рис. 1. Базовая структура передачи данных на основе параллельно–последовательного приемо-передатчика

образованного резистором R и конденсатором C, и генератора, управляемого напряжением (ГУН) (рисунок 2). Фазовый компаратор (ФД) сопоставляет входной сигнал D с тактовым сигналом $f_{ОП}$ с генератора ГУН. При правильном фазовом отношении этих сигналов на выходе Q ФД формируется сигнал, который представляет собой данные со входа, тактируемые задним фронтом сигнала $f_{ОП}$. Для обеспечения гарантированного изменения состояния сигнала на входе ФД в течение достаточно большого промежутка времени используются схемы линейного кодирования типа 8b/10b, 64b/66b, 128b/130 и т.д., преобразующие исходные слова в символы большей разрядности с целью достижения баланса «нулей» и «единиц». Такой подход гарантирует достаточную частоту переключения входного сигнала, обеспечивая стабильную работу блока ВТС [2].

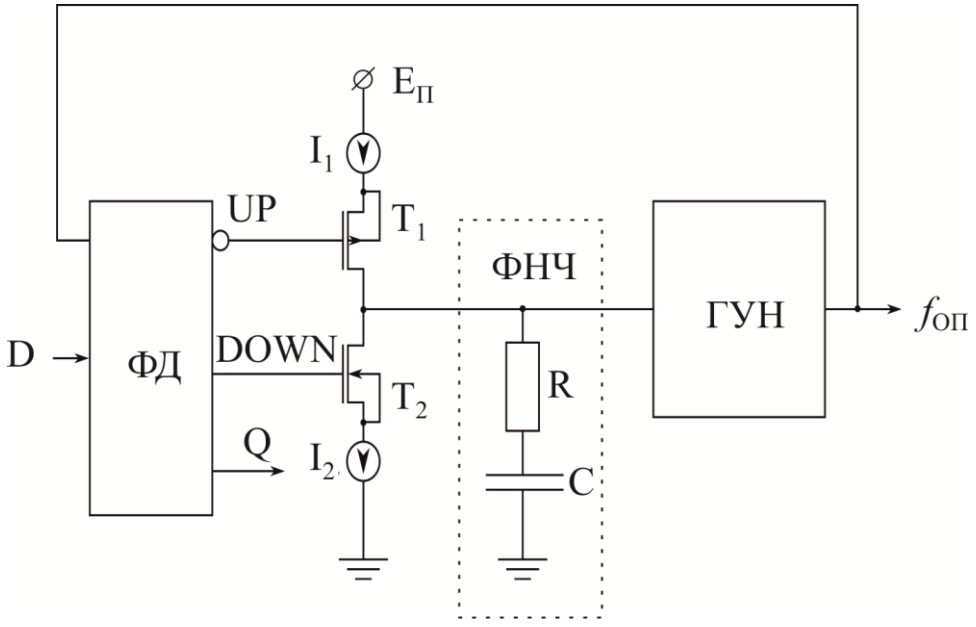


Рис. 2. Схема блока ВТС на основе ФАПЧ

Генератор ГУН при номинальном управляющем напряжении, равном U/2, формирует тактовый сигнал заданной частоты. Повышая или понижая напряжение на его управляющем входе, можно незначительно изменять частоту выходного сигнала $f_{ОП}$, что позволяет подстраивать фазу тактового сигнала. Сигналы UP и DOWN управляют транзисторными ключами на T_1 и T_2, формирующие токи I_1 и I_2 . При UP, DOWN = 0 транзисторы T_1 и T_2 закрыты, источники тока изолированы от ФНЧ и генератора, напряжение на управляющем входе ГУН не изменяется. При UP = 1, DOWN = 0 ключ T_1 отпирается по каждому импульсу, ток I_1 заряжает конденсаторы фильтра, что приводит к росту напряжения на управляющем входе ГУН и, как следствие, увеличению частоты $f_{ОП}$. При UP = 0, DOWN = 1 ситуация противоположная – ток I_2 разряжает конденсаторы ФНЧ, напряжение на управляющем входе генератора уменьшается, что приводит к уменьшению частоты $f_{ОП}$. Если UP = DOWN = 1, то частота тактовых импульсов $f_{ОП}$ не изменяется, так как токи I_1 и I_2 приблизительно равны и компенсируют друг друга. В реальных условиях работы генератора сигналы UP и DOWN чередуются во времени и практически не перекрываются. Благодаря ФНЧ импульсные воздействия на частоту ГУН усредняются. Существенный вклад в изменение сигнала $f_{ОП}$ может внести только усредненное по времени устойчивое расхождение сигналов UP и DOWN [3].

2. Разработка поведенческого описания

Для разработки поведенческой модели блока ВТС был использован язык описания аппаратуры Verilog–AMS созданный компанией Accelera на основе языков Verilog − D и Verilog − A с некоторыми дополнениями и предназначенный для работы с цифро-аналоговыми системами и интегральными микросхемами. Verilog–AMS позволяет создавать модели, включающие в себя как высокоуровневое поведенческое, так и структурное описание систем и устройств с точки зрения их портов и внешних параметров [4]. Пример составления исходного кода модели ГУН на языке Verilog–AMS приведен в листинге 1.

Листинг 1. Пример исходного кода модели ГУН

```
1  `include "disciplines.vams"
2  `timescale 1 ns / 1 ps
3
4  module vco (out, a, b);
5  parameter real base_period = 5e-4;
6  output out;
7  reg out;
8  logic out;
9  electrical a;
10 electrical b;
11 real vlt;
12
```

```
13  initial
14      out = 0;
15
16  always
17      begin
18      vlt = V(a, b);
19      #(1 / (base_period + vlt))
20      out = ~out;
21      end
22
23  analog I(a, b) <+ V(a, b) / 1e6;
24
25  endmodule
```

Результаты моделирования поведения блока ВТС в соответствии с описанием ГУН приведены на рисунке 3. Сигналы UP и DOWN формируются согласно описанному выше, а данные на выходе Q сэмплированны тактовым сигналом $f_{ОП}$, то есть фазовое отклонение между входными данными и восстановленным тактовым сигналом отсутствует.

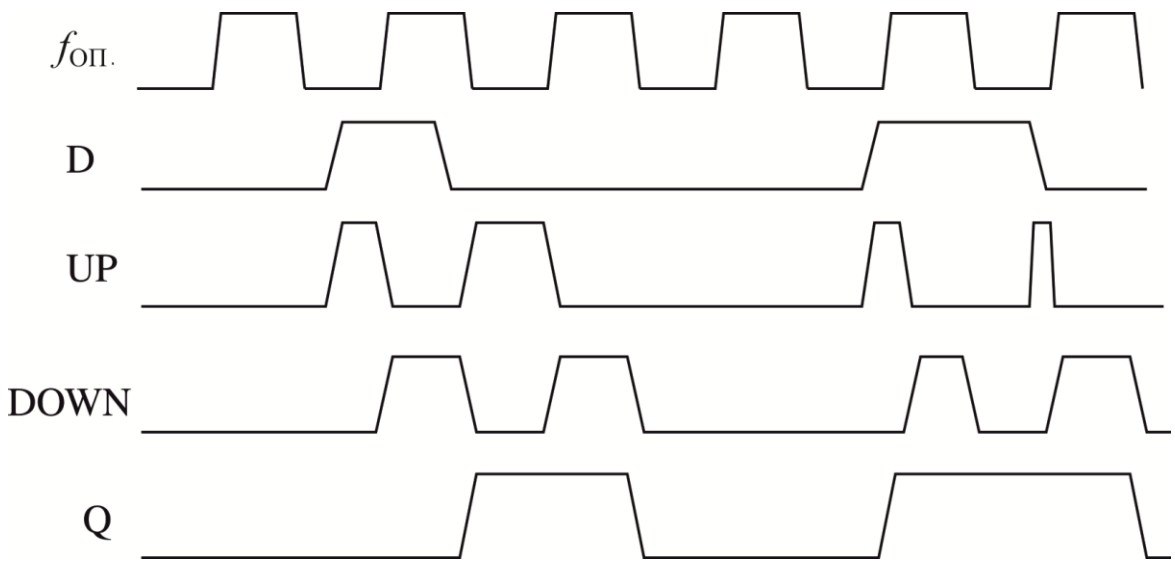


Рис. 3. Результаты моделирования блока ВТС по сравнению с раздельным описанием аналоговой и цифровой частей на языках Verilog–A и Verilog–D соответственно

3. Заключение

В ходе выполнения исследования была разработана модель блока восстановления тактового сигнала и данных на языке описания аппаратуры Verilog-AMS. Результаты моделирования подтверждают ее работоспособность на поведенческом уровне: выходные данные выравниваются по фазе к восстановленному тактовому сигналу. Анализ результатов свидетельствует о заметном сокращении вычислительных затрат.

Литература

1. Lewis D. SerDes Architectures and Applications. DesignCon, 2004. – 14 p.
2. Widmer Albert X. 8B/10B Encoding and Decoding for High Speed Applications. IBM Research Division – 2004. – 32 p.
3. Сухман С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. М.: Эко-Трендз, 2003. – 272 с.
4. «Verilog-AMS. Language Reference Manual. Version 2.4.0» – Accelera Systems Initiative, 2014. – 422 p.

References

1. Lewis D. SerDes Architectures and Applications. DesignCon, 2004. – 14 p.
2. Widmer Albert X. 8B/10B Encoding and Decoding for High Speed Applications. IBM Research Division – 2004. – 32 p.
3. Suhman S.M., Bernov A.V., Shevkoplas B.V. Synchronization in telecommunication systems. Analysis of engineering solutions. M.: ECO-TREND, 2003. – 272 p.
4. «Verilog-AMS. Language Reference Manual. Version 2.4.0» – Accelera Systems Initiative, 2014. – 422 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА

А.А. Кузин, А.В. Мякиньков, С.А. Шабалин [1]

[1]НГТУ, Нижний Новгород, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы проектирования фазированной антенной решетки для автомобильного радара с рабочей частотой 24 ГГц. Отмечены особенности таких систем и целесообразность их использования в составе интеллектуальных систем помощи водителю. Предложены способы построения антенной решетки и рассчитаны ее основные характеристики. Показаны результаты электродинамического моделирования проектируемых структур и произведен их анализ.

Ключевые слова: автомобильный радар, фазированная антенная решетка, микрополосковая линия передачи, patch-антенна, параметризация, согласование излучающих элементов.

MODELING AND COMPARATIVE ANALYSIS OF CONSTRUCTION METHODS OF A PHASED ARRAY ANTENNA OF MILLIMETER RANGE FOR AUTOMOTIVE RADAR

A.A. Kuzin, A.V. Myakinkov, S.A. Shabalin[1]

[1]NNSTU, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The problems of designing a phased array antenna for an automotive radar with an operating frequency of 24 GHz are considered. Features of such systems and expediency of their use in the structure of intellectual systems of assistance to the driver are noted. Methods for constructing an antenna array are proposed and its main characteristics are calculated. The results of electrodynamic modeling of projected structures are shown and their analysis is performed.

Keywords: automotive radar; phased-array antenna; microstrip transmission line; patch antenna; parametrization; matching of radiating elements.

1. Введение

Проблема повышения безопасности дорожного движения является одной из важнейших проблем современности. Для уменьшения количества дорожно-транспортных происшествий необходимо создавать системы, которые не только могут сообщить водителю об опасной ситуации, но и самостоятельно проанализировать текущую ситуацию и принять меры по ее возможному предотвращению. В качестве сенсоров в таких системах могут применяться лидары, видеокамеры, радары. Последние являются наиболее перспективными для данного применения, так как обладают существенным преимуществом перед другими сенсорами, а именно высокой устойчивостью своих основных характеристик в плохих погодных условиях [1]. Представленная статья посвящена вопросам проектирования фазированной антенной решетки для автомобильных радаров.

Исходными данными для проектирования являются требования к разрешающей способности автомобильного радара по азимуту и точности измерения этого параметра. Типичным для зарубежных аналогов значением ширины луча диаграммы направленности (ДН) по уровню половинной мощности, определяющей разрешение, является величина пять-шесть градусов. Ширина луча ДН по углу места обычно составляет около 12°. Указанным требованиям удовлетворяет решетка, которая содержит 16 столбцов и 8 строк элементарных излучателей, расположенных эквидистантно с шагом, равным половине длины волны в воздухе. Для формирования лучей ДН приемной решетки цифровым способом формируется 8 азимутальных каналов путем попарного объединения столбцов решетки. Измерение угловых координат цели при использовании проектируемой решетки может осуществляться как моноимпульсным методом, так и методом сканирования, в зависимости от требований к режимам работы.

2. Конструкция антенной решетки

Для решения поставленных задач, решетка строится из отрезков несимметричных микрополосковых линий передачи. Выбор такой структуры для построения решетки обусловлен тем, что такие линии передачи просты в изготовлении, работают в широком диапазоне частот и обладают низкими потерями.

Элементарный излучатель решетки представляет собой проводящую поверхность, расположенную поверх диэлектрической подложки, то есть, так называемую patch-антенну.

При выборе структуры излучателя были учтены следующие особенности. Электромагнитное поле на излучателе распределено неравномерно. Для согласования элемента решетки необходимо, чтобы волновое сопротивление в месте подключения каждого излучателя было равно 50 Ом. Для решения этой задачи при подключении узкого полоска к излучателю необходимо использовать четвертьволновый преобразователь. Такое построение излучающего элемента требует высокой точности изготовления микрополосковой структуры сверхмалой ширины. Поэтому был выбран излучатель, в котором выполнены симметричные углубления таким образом, чтобы обеспечить подключение 50-омной линии непосредственно к площадке. Такая структура элементарного излучателя антенной решетки изображена на рисунке 1.

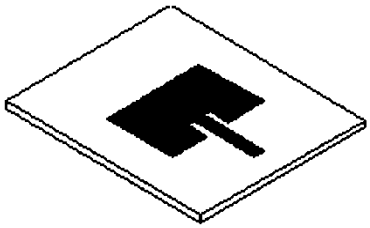


Рис. 1.Структура patch-антенны

Для контроля степени согласования элементов использован параметр S_{11} - элемент матрицы рассеяния многополюсника, описывающий коэффициент отражения по входу.

С практической точки зрения приемлемыми значениями коэффициента отражения по входу являются значения, удовлетворяющие неравенству $S_{11} \leq -30$ дБ.

Для построения излучающего элемента в программе Advanced Design System (ADS) была создана специальная область – полигон. Электромагнитное моделирование области с предварительно рассчитанными размерами показал, что минимум характеристики S_{11} находится вне рабочего частотного диапазона автомобильного радара, который представляет собой область от 24 до 24,25 ГГц. Для обеспечения попадания минимума модуля S_{11} в пределах рабочего диапазона частот автомобильного радара от 24 до 24,25 ГГц производится параметризация всех размеров излучателя. Для этого создается электромагнитная модель рассмотренной площадки и осуществляется перебор с заданным шагом параметров, соответствующих размерам элемента. На основе получаемых при этом семействе характеристик S_{11} производится выбор оптимальных размеров излучателя.

Были рассмотрены два подхода к расчету волновых сопротивлений микрополосковых линий передачи. В первом случае мощность равномерно распределялась между элементарными излучателями. Для их согласования были использованы L-C-L – структуры. Как известно [2], в микрополосковых линиях передачи индуктивность представляет собой участок с волновым сопротивлением ρ, которое значительно больше волнового сопротивления линии ρ_0, то есть $\rho >> \rho_0$. Отсюда следует, что в месте расположения узкого отрезка концентрируется ток, соответственно запасается энергия магнитного поля, то есть данный отрезок эквивалентен индуктивности.

В случае емкости ситуация обратная, а именно короткий отрезок длинной линии с малым волновым сопротивлением соответствует параллельной емкости. Физически это можно объяснить тем, что в месте расположения широкого участка концентрируется энергия электрического поля.

Таким образом, структура согласующей линии представляет собой комбинацию последовательно соединенных узких и широких микрополосков и 50-омной линии передачи. Последний элемент необходим для обеспечения эквидистантного расположения площадок и, следовательно, синфазности излучения. Для определения размеров всех элементов рассмотренной структуры использовался тот же самый способ, что и при построении модели элементарного излучателя.

В результате таким способом получена полоска элементарных излучателей, структура которой изображена на рисунке 2.

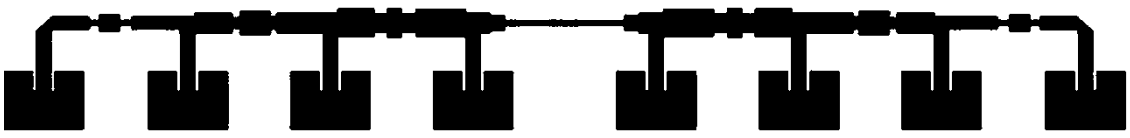
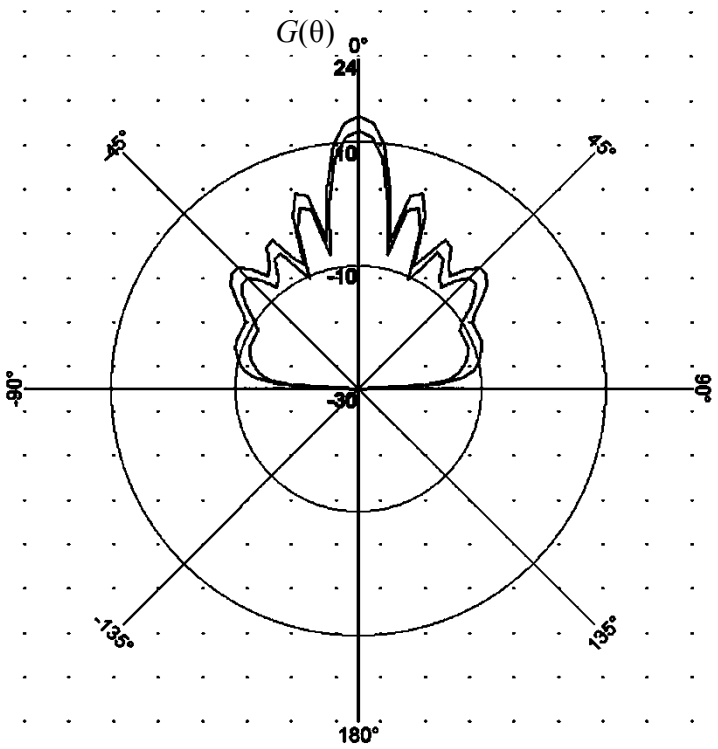


Рис. 2. Структура полоски излучателей при равномерном распределении мощности

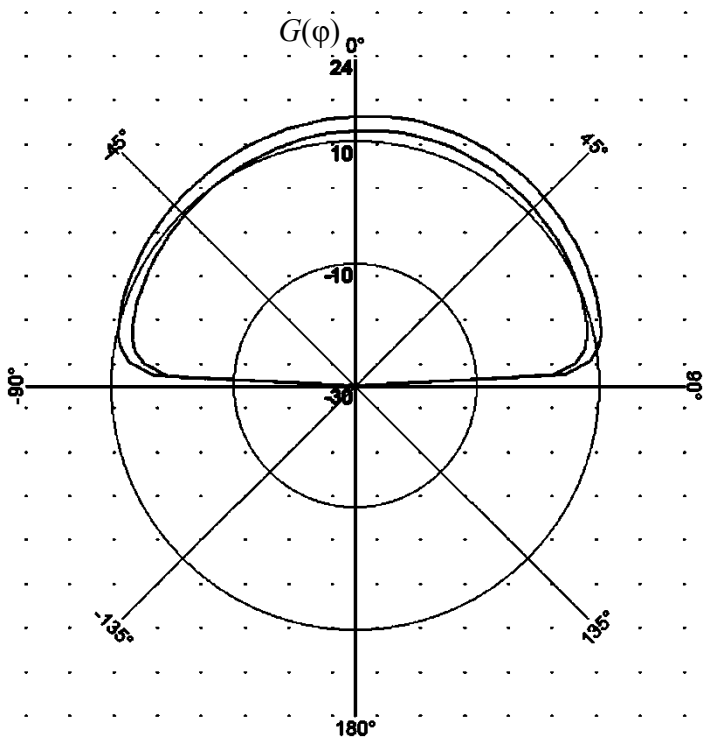
ДН такой полоски излучателей в угломестной $G(\theta)$ и азимутальной $G(\varphi)$ плоскостях изображена на рисунке 3. При расчетах учитывалось, что данная структура представляет собой один столбец решетки. В угломестной плоскости усиление полоски излучателей по результатам моделирования составило 14 дБ в направлении по нормали, а уровень боковых лепестков 3 дБ. При этом уровень боковых лепестков по отношению к главному имеет значение -11 дБ. Этот результат ожидаем, ввиду того, что при расчете волновых сопротивлений линий мощность равномерно распределялась между излучателями.

Как видно из рисунка 3, в азимутальной плоскости сформирована диаграмма с очень широким основным лепестком. Заметим, что это лишь одна полоска излучателей из 16, а, как известно [3], при увеличении апертуры антенны луч ДН сужается.

При расчете волновых сопротивлений линий с использованием распределения Чебышева мощность должна быть распределена в следующих соотношениях: 0.0965, 0.0785, 0.05, 0.025, 0.025, 0.05, 0.0785, 0.0965 [4,5]. Из приведенных значений видно, что наибольшую мощность излучения имеют центральные излучатели, а крайние – наоборот наименьшую. В данном случае, согласование обеспечивается отдельными отрезками микрополосковых линий. Такой выбор обусловлен тем, что моделирование и построение параметрических элементов, описанных выше, в общем случае может занимать большее количество времени и приводит к расчетным значениям ширины полосок, которые должны изготавливаться с повышенной точностью.



а)



б)

Рис. 3. ДН полоски излучателей в угломестной (*а*) и азимутальной (*б*) плоскостях

Сначала рассматривается крайний излучатель полоски с коротким отрезком микрополосковой линии. На краю такого участка измеряется значение сопротивления, и с помощью диаграммы Смита подбирается ширина и длина согласующего полоска. Аналогичным образом происходит согласование всех излучателей полоски, при этом основными контролируемыми параметрами являются расстояние между элементами решетки и значения импедансов на краях ответвителей, которые были получены исходя из коэффициентов амплитудного распределения. Таким образом, обеспечивается синфазное излучение всех площадок и заданное распределение мощности между ними.

В итоге была построена полоска излучателей, изображенная на рисунке 4.

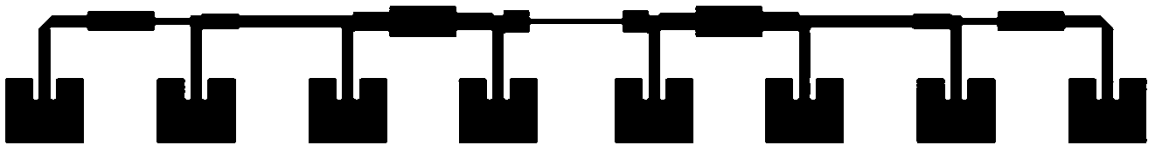
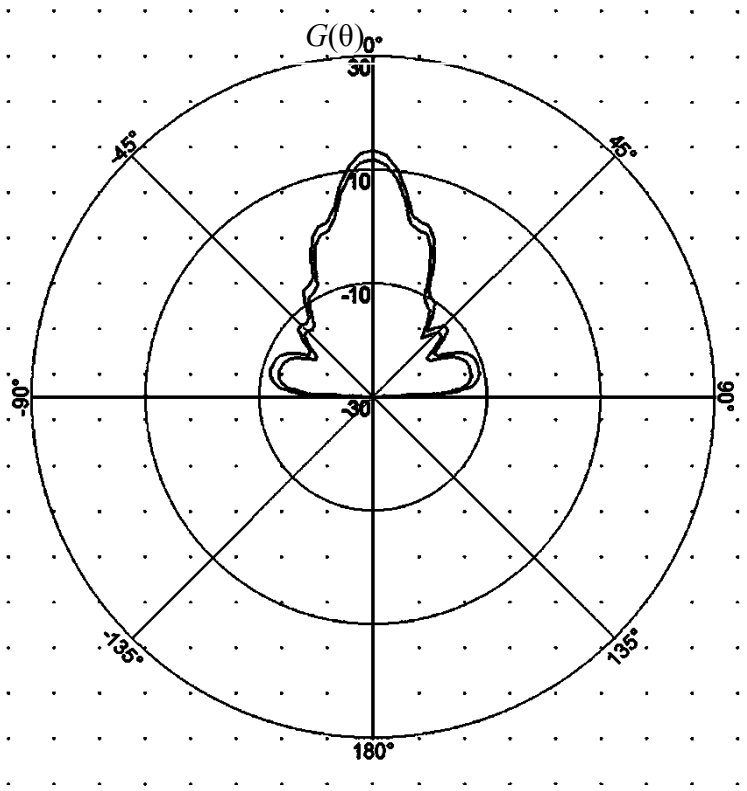
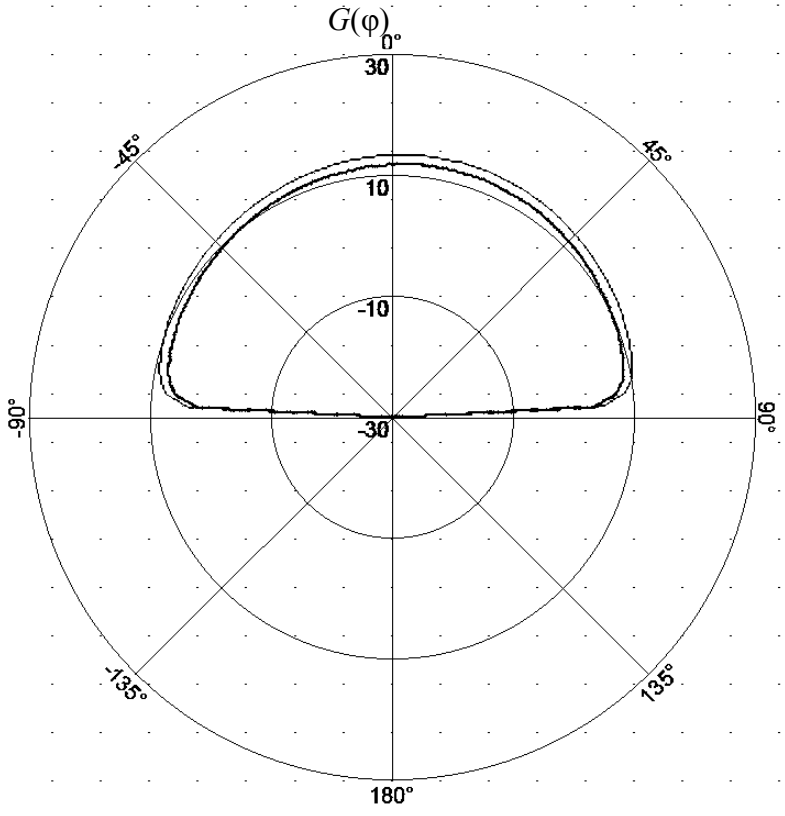


Рис. 4. Структура полоски излучателей

Анализ ДН структуры, изображенной на рисунке 4, показывает, что уровень боковых лепестков имеет значение -20 дБ относительно главного, а ширина основного лепестка в угломестной плоскости составила 12º. ДН в угломестной $G(\theta)$ и азимутальной $G(\varphi)$ плоскостях для такой структуры изображена на рисунке 4.



а)



б)

Рис. 4. ДН полоски излучателей в угломестной (*а*) и азимутальной (*б*) плоскостях

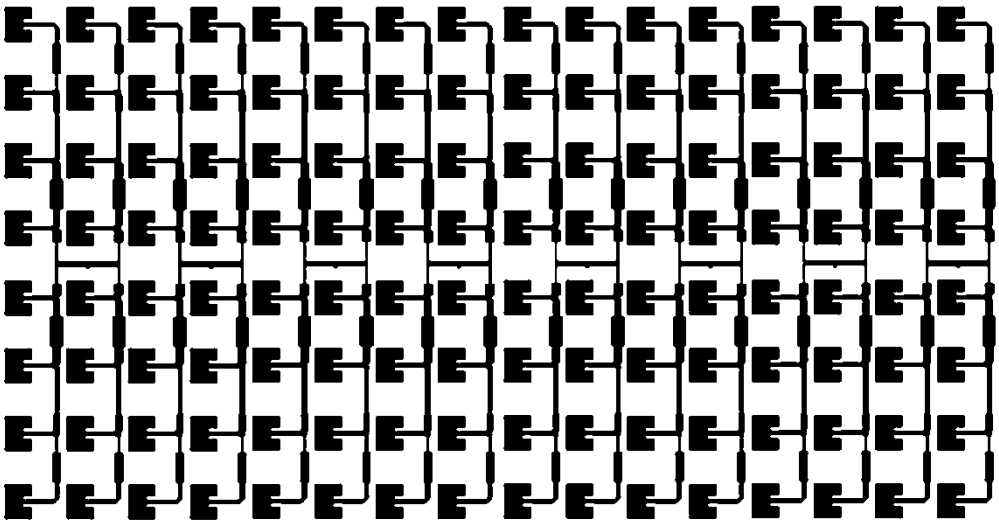


Рис. 5. ФАР для автомобильного радара

На рисунке 5 показана полная структура антенной решетки, столбцами которой являются описанные выше структуры.

В соответствии с теоремой перемножения диаграмм направленности для системы одинаковых излучателей [6] ДН ФАР можно представить в следующем виде:

$$f(\alpha) = F_{ЭЛ}(\alpha) f_{МН}(\alpha) \quad (1)$$

где $F_{ЭЛ}(\alpha)$ – ДН одной полоски излучателей, $f_{МН}(\alpha)$ – комплексный множитель направленности системы изотропных излучателей, расположенных в точках размещения центров элементов антенны (множитель решетки).

Разность фаз сигнала между соседними элементами решетки определяется из выражения вида:

$$\Delta\varphi = 2\pi(d/\lambda)\sin(\alpha) \quad (2)$$

где d – расстояние между элементарными излучателями, λ – длина волны, α – угол между направлением падающей волны и нормалью к поверхности.

В формуле 2 расстояние между элементами решетки считается одинаковым и равно $d = \lambda/2$. Для определения множителя решетки необходимо задать начальное значение фазы на одном из излучателей. Например, пусть фаза крайней полоски $\varphi_1 = 0$. Тогда очень просто найти значения фаз всех остальных элементов по формуле:

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta\varphi \quad (3)$$

Далее выполняется суммирование всех полученных в результате расчета комплексных величин и берется модуль от этой суммы для вычисления амплитуды. Так как ДН одной полоски излучателей каждой из рассмотренных структур известна, то, задавшись наборов углов α и используя формулу (1), находятся ДН всей ФАР, которая изображена на рисунке 6.

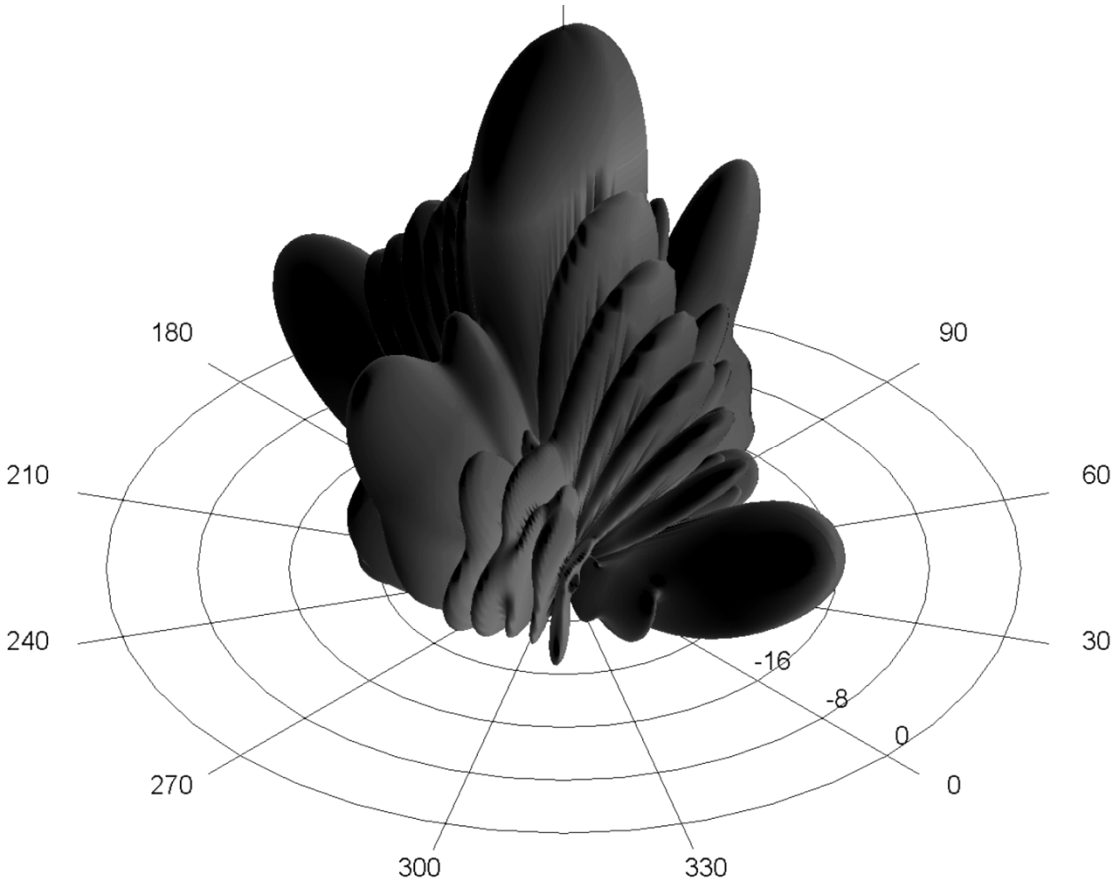


Рис. 6. ДН ФАР

В результате при равномерном распределении мощности ширина основного лепестка составила 6º. Такое значениеявляется весьма распространенным для подобных систем. Уровень боковых лепестков при построении и моделировании полоски составил -13 дБ относительно главного.

В случае, использующем амплитудные коэффициенты Чебышева, основной лепесток ДН решетки расширяется до значения равного 8º, что ведет к уменьшению точности измерения направления прихода сигнала. Одновременно происходит уменьшение боковых лепестков до уровня -20 дБ относительно главного, что значительно уменьшает переотражения от поверхности земли.

Таким образом, полученные структуры ФАР, каждая из которых обладает своими достоинствами и недостатками, могут быть эффективно использованы в различных условиях.

Стоит отметить, что моделирование рассмотренных ранее систем производилось методом моментов. Данный метод очень удобен при построении таким сложных конструкций, однако он не учитывает границы моделируемой области и объемность структуры. Для рассмотрения трехмерных систем возможно применение метода конечных элементов [7]. Такой метод требует большого количества моделируемых точек и очень мелкий шаг сетки. Ввиду того, что общая структура ФАР имеет многослойный характер, при решении вопросов моделирования данным методом требуется большое количество вычислительного ресурса и его не всегда удается быстро

и корректно реализовать. Однако, при достаточном шаге сетки и количестве точек результаты моделирования должны с высокой долей точности совпасть с ранее полученными методом моментов.

3. Заключение

В данной статье представлены основные этапы построения и моделирования полоски излучателей ФАР при двух способах распределения мощности между излучателями решетки. Как отмечалось, при использовании амплитудных коэффициентов распределения Чебышева обеспечивается уменьшение уровня боковых лепестков за счет незначительного расширения главного лепестка ДН. При этом для согласования были использованы отрезки несимметричных микрополосковых линий. Такой подход к согласованию элементов решетки является предпочтительным, поскольку L-C-L – структуры могут приводить к расчетным значениям ширины полосок, которые должны будут изготавливаться с повышенной в несколько раз точностью. К тому же потребуется большое количество подобных структур для обеспечения требуемого согласования. В целом конструкция такого радара включает в себя, помимо рассмотренной ФАР, высокочастотные приемо-передатчики и систему цифровой обработки информации.

Стоит отметить, что подобные системы безопасности постепенно переходят от защитных мер к прогностическим, то есть основное направление развитие автомобильных радаров связано с получением дополнительного времени для реагирования и автоматической активации соответствующих мер защиты. Для достижения этих целей применимо сочетание радарных систем с другими датчиками систем помощи водителю, например, с видеокамерами.

При успешном создании и тестировании автомобильных радаров появится возможность существенно снизить количество дорожно-транспортных происшествий и сделать поездку на автомобиле более безопасной.

Литература

1. Сысоева С. Актуальные технологии и применение датчиков автомобильных систем активной безопасности. //Компоненты и технологии, №2. - С. 67-76, 2007.
2. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов/ Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. и др. - М.: Высш. шк. , 1988. - 280 с.
3. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1986. - 280 с.
4. Constantine A. Balanis, Antenna theory: Analysis and design. 4th Edition.- John Wiley & Sons, Inc., 2016. - 1096 p.
5. Wang Wei, Xuetian Wang, A 77 GHz series fed weighted antenna arrays with suppressed side-lobes in E- and H-planes, progress in electromagnetics research letters, 2018,Vol. 72,. - pp. 23–28.
6. Марков Г. Т. и Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Энергия, 1975. - 528 с.
7. Банков С. Е., Курушин А. А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. Москва, 2008. - 276 с.

REFERENCES

1. S. Sysoeva. Topical technologies and application of sensors of automotive active safety systems.// Components and technologies, №2.- pp. 67-76, 2007.
2. Veselov G. I. Microelectronic devices of microwave: Proc. A manual for radio engineering specialties of universities. Higher education Sc., 1988. - 280 p.
3. Lezin Y. S. Introduction to the theory and technology of radio engineering systems: Proc. manual for universities. Radio and communication, 1986. - 280 p.
4. Constantine A. Balanis, Antenna theory: Analysis and design. 4th Edition.- John Wiley & Sons, Inc., 2016. - 1096 p.
5. Wang Wei, Xuetian Wang, A 77 GHz series fed weighted antenna arrays with suppressed side-lobes in E- and H-planes, progress in electromagnetics research letters, Vol. 72, pp. 23–28, 2018.
6. Markov G. T. and Sazonov D. M. Antennas. Textbook for students of radio engineering specialties of universities. Ed. 2-nd, revised. and additional. «Energy», 1975. - 528 p.
7. Bankov S. E. Kurushin A. A. Electrodynamics and microwave technology for CAD users. Moscow, 2008. - 276 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ СТРОБОСКОПИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В СИНХРОННОМ РЕЖИМЕ

О. В. Пак[1], В. Д. Захарченко[2]

[1] ООО “Аверия Электроникс” , Волгоград, Россия
[2] ВолГУ, Волгоград, Россия

Аннотация. Приведены результаты полунатурного моделирования работы стробоскопической РЛС в режиме синхронизации частоты повторения зондирующих радиоимпульсов второй гармоникой промежуточной частоты радиоимпульсного преобразователя. Показано, что сдвиг несущей частоты стробирующего радиоимпульса на величину первой субгармоники частоты повторения позволяет преобразовать фазовую структуру радиосигнала в модуляцию огибающей без применения дополнительных фазочувствительных элементов.

Ключевые слова: стробоскопическое преобразование широкополосных радиосигналов, стробоскопическая РЛС, синхронизация частот.

MODELING OF THE SAMPLING GATE PROCESSING SYSTEM’S WORK OF BROADBAND RADIO SIGNALS IN THE SYNCHRONOUS MODE

O. V. Pak[1], V. D. Zakharchenko[2]

[1]LLC “Averia Electronics”, Volgograd, Russia
[2]VolSU, Volgograd, Russia

Abstract. The abstract should not exceed 250 words and is an obligatory part of the publication. The abstract should contain the main results of the work described in the report, without repeating the title and citation references.

Keywords: paper template; formatting; style; formulas; (other keywords).

1. Введение

В ряде задач ближней радиолокации и импульсной рефлектометрии представляет интерес преобразование временного масштаба периодической последовательности радиосигналов СВЧ диапазона наносекундной длительности вида $x(t) = A_0(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ в низкочастотный сигнал. Подобное преобразование можно осуществить в схеме радиоимпульсного стробирования с непропорциональным изменением несущей частоты [1-3], реализующей принцип супергетеродинного приема, математическая модель которой представляет собой коррелятор разностной частоты (рис. 1). Необходимая периодичность преобразуемого сигнала сравнительно легко может быть обеспечена в системах малой дальности [4,5].

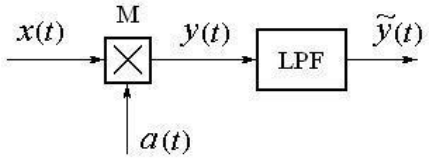


Рис. 1. Математическая модель стробоскопического преобразователя:
M – перемножитель; LPF – низкочастотный фильтр

2. Синхронный режим работы стробоскопической РЛС

Стробоскопические системы обработки широкополосных сигналов, как правило, используются для обработки периодической последовательности видеоимпульсов [1,6]. Использование широкополосных радиосигналов позволяет получить информацию о тонкой структуре отраженных от цели сигналов, которая может использоваться в задачах идентификации целей [7].

«Синхронный» режим работы стробоскопической РЛС предполагает синхронизацию разностной частоты Ω преобразованного сигнала одной из гармоник частоты следования ω_p зондирующих радиоимпульсов [5]. В этом режиме происходит попарное взаимодействие спектральных составляющих выходного сигнала на частотах:

$$\omega_j = \omega_p + \Omega = \omega_{p+k} - \Omega = \frac{\pi}{T}(2p + k), \qquad (1)$$

где p и k – целые числа. Спектральные составляющие преобразованного сигнала в таком случае будут располагаться точно посредине между гармониками частоты повторения, как показано на рисунке 2. В общем случае значение Ω можно выбрать из соотношения:

$$\Omega = k\frac{\pi}{T}; k = 2m + 1, \qquad (2)$$

где $m = 0, 1, 2 \ldots$.

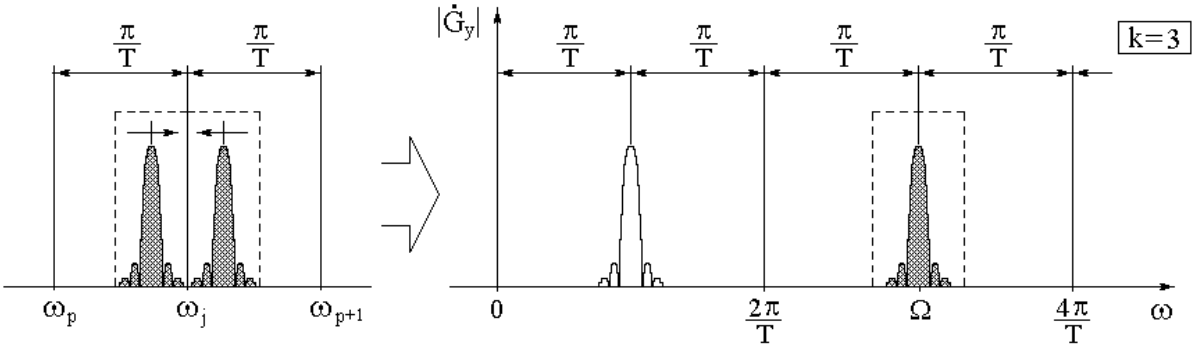


Рис. 2. Спектральные составляющие сигнала на выходе стробоскопической РЛС, работающей в «синхронном» режиме

Для моделирования работы системы радиоимпульсного стробирования в синхронном режиме, разработанный ранее макет стробоскопического преобразователя [5], был модифицирован по схеме, представленной на рисунке 3.

Работой макета управляет программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС, FPGA) Spartan–6 (компании XILINX), с тактовой частотой до 1080 МГц. Применение ПЛИС в цифровой системе стробоскопической обработки широкополосных радиосигналов позволяет максимально снизить задержки распространения управляющих сигналов в тракте стробоскопического преобразователя, что наиболее актуально при исследованиях синхронного режима работы всей системы.

Микроконтроллер К1 (ATmega16) служит для настройки генераторов DDS1 и DDS2 на заданную частоту. Мультиплексоры MUX1 и MUX2 используются в качестве цифровых радиопереключателей, коммутируя прохождение непрерывного

гармонического радиосигнала на перемножитель (М). Управляет компонентами MUX1 и MUX2 программируемая логическая схема Spartan-6, которая формирует радиосигнал и радиостробы с заданными параметрами. Сигнал разностной частоты с выхода перемножителя поступает на вход фильтра нижних частот (LPF), с частотой среза порядка 22 кГц, затем оцифровывается (ADS) и передается в персональный компьютер (PC), для последующего анализа.

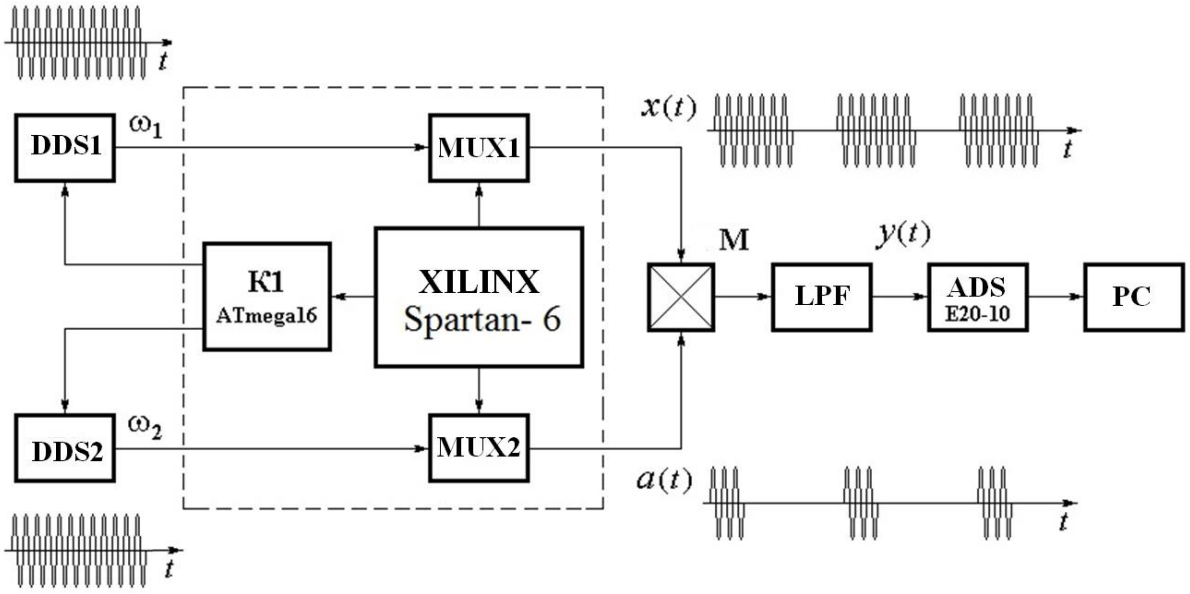


Рис. 3. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя.

Полунатурное моделирование синхронного режима работы стробоскопической РЛС обработки широкополосных сигналов производилось со следующими параметрами макета: несущая частота радиосигнала ω_1 = 10,010 МГц; несущая частота радиостроба ω_2 = 10,0 МГц; частота повторения зондирующих радиоимпульсов ω_p= 20,0 кГц; шаг считывания ΔT= 20,0 нс; период следования радиоимпульсов T= 50 мкс; длительность радиоимпульса $x(t)$: 30,0 мкс; период следования радиостробов: $T+\Delta T$; длительность радиостроба $a(t)$: 1 мкс. Коэффициент спектральной трансформации составлял N =2450.

При заданных параметрах сигналов макета, восстановленная огибающая радиосигнала формируется на низкой промежуточной частоте Ω = 10 кГц. Синхронизация частоты следования ω_p зондирующих радиоимпульсов производится второй гармоникой промежуточной частоты Ω: $\omega_p = 2 \times \Omega = 20\ кГц$.

На рисунке 4 представлены фрагменты сигналов на выходе макета системы стробоскопической обработки в обычном супергетеродинном (рис.4,а) и «синхронном» (рис.4,б и рис.4,в) режимах. Фрагмент 3б получен в классическом режиме работы стробоскопической РЛС при синхронизации частоты повторения F_T исследуемого сигнала 2-й гармоникой промежуточной частоты F_Ω. Это приводит к появлению в сигнале линейного фазового сдвига, который проявляется, как видно из рисунка, в виде модуляции огибающей выходного сигнала схемы радиоимпульсного стробирования.

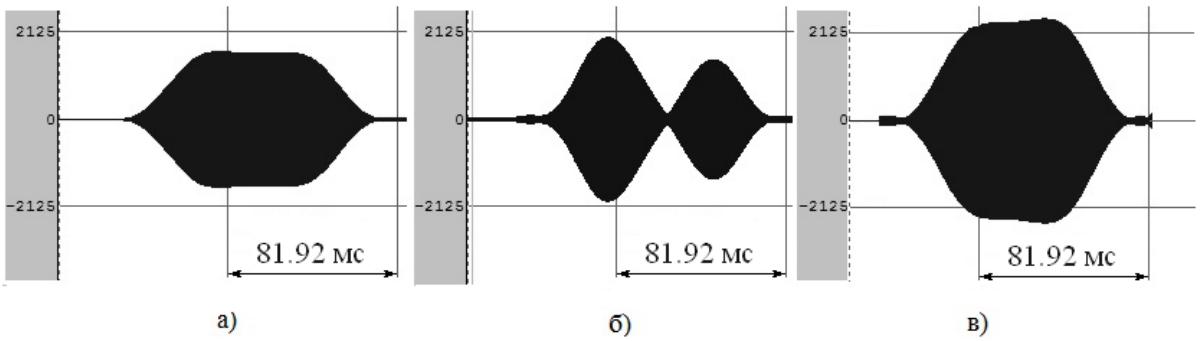


Рис. 4. Фрагменты сигнала на выходе стробоскопического преобразователя: а)-б) обычный режим; в) синхронный режим. Ось ординат представлена значениями отсчетов АЦП; ось абсцисс указана в миллисекундах (мс).

Отметим, что паразитный фазовый сдвиг может быть устранен при синхронизации гармоникой F_Ω частоты следования стробирующих радиоимпульсов. Этот режим иллюстрирует рис.4,в, на котором приведена осциллограмма сигнала на выходе макета стробоскопического преобразователя при $F_т = 20$ кГц. Из рисунка видно, что амплитуда сигнала увеличена по сравнению с обычным режимом (рис.4,а) в среднем на 3 дБ.

3. Заключение

Произведено полунатурное моделирование работы системы стробоскопической обработки широкополосных радиосигналов в синхронном режиме. Схема обладает высокой чувствительностью к фазе колебаний и позволяет преобразовывать внутриимпульсную фазовую структуру радиосигнала в модуляцию огибающей без применения фазочувствительных элементов.

Представлены фрагменты осциллограмм, из которых видно, что применение синхронного режима в классической схеме работы стробоскопического преобразователя, приводит к паразитной фазовой модуляции и искажениям формы огибающей выходного сигнала. Показано, что при переводе схемы радиоимпульсного стробирования в синхронный режим, гармоникой промежуточной частоты Ω необходимо синхронизировать не тактовую частоту системы, а частоту повторения стробирующего радиоимпульса, что не очевидно при традиционном асимптотическом анализе.

Литература

1. Найденов А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. - М.: Сов. Радио, 1973 г., 180 с.

2. Захарченко В.Д. Вопросы теории стробоскопического преобразования узкополосных периодических сигналов. - Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 1976. № 10.

3. Захарченко В.Д. Обработка сложных радиосигналов стробоскопическими методами. - АН СССР. Радиотехника и электроника, №10, 1980 г. – С. 2099-2104.

4.Рыжков В.Ю., Захарченко В.Д. Стробоскопическая обработка широкополосных радиосигналов в приемном тракте систем ближней локации // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвуз. сборник научных трудов/ под ред. Ю.Н. Паршина. – Рязань: РГРТУ, 2015. – С. 5-8.

5. Захарченко В.Д., Пак О.В., Васильев А.Ф. Особенности работы стробоскопического преобразователя радиосигналов в фазочувствительном режиме // Радиолокация, радионавигация, связь: Сборник докладов XXII Международной НТК (RLNC-2016). Т.1. – Воронеж: Изд-во НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2016. – С. 355-360.

6. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. - 288 с.
7. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. - М: Радио и связь, 1989. – 192 с

REFERENCES

1. Belocerkovskij G.B. Osnovy radiolokacii i radiolokacionnye ustrojstva. M.: Sov. radio, 1975.- 336 p.
2. Radzievskij V. G., Trifonov P. A. Obrabotka sverhshirokopolosnyh signalov i pomeh. M.: Radiotehnika, 2009. - 288 p.
3. Pak O.V., Zaharchenko V.D. Modelirovanie radioimpul'snogo stroboskopicheskogo preobrazovatelja. //Metody i ustrojstva formirovanija i obrabotki signalov v informacionnyh sistemah: Mezhvuz. sbornik nauchnyh trudov/ Pod. red. prof. Ju. N. Parshina, 2010.- p. 5-8.
4. Ryzhkov V.Ju., Zaharchenko V.D. Stroboskopicheskaja obrabotka shirokopolosnyh radiosignalov v priemnom trakte sistem blizhnej lokacii // Metody i ustrojstva formirovanija i obrabotki signalov v informacionnyh sistemah: mezhvuz. sbornik nauchnyh trudov/ pod red. Ju.N. Parshina. – Rjazan': RGRTU, 2015. – p. 5-8.
5. Zaharchenko V.D., Pak O.V., Vasil'ev A.F. Osobennosti raboty stroboskopicheskogo preobrazovatelja radiosignalov v fazochuvstvitel'nom rezhime // Radiolokacija, radionavigacija, svjaz': Sbornik dokladov XXII Mezhdunarodnoj NTK (RLNC-2016). T.1. – Voronezh: Izd-vo NPF «SAKVOEE» OOO, 2016. – p. 355-360.
6. Radzievskij V. G., Trifonov P. A. Obrabotka sverhshirokopolosnyh signalov i pomeh. M.: Radiotehnika, 2009. - 288 p.
7. Astanin L.Ju., Kostylev A.A. Osnovy sverhshirokopolosnyh radiolokacionnyh izmerenij. M: Radio i svjaz', 1989. – 192 p.

МОДЕЛЬ СЕГМЕНТИРОВАННОГО ЦАП ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ

С. В. Калиниченко[1], Ю.С. Балашов[2]

[1]АО «НИИЭТ», Воронеж, Россия
[2]ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрена структурная схема цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с выходом по току и сегментированной структурой на основе резистивных матриц. Предложена математическая модель ЦАП на основе эквивалентных схем и выражений для расчета токов в параллельных R матрицах и R-2R матрицах, а также приведены формулы для расчета сопротивлений резистивного делителя опорного напряжения и сопротивления транзисторных переключателей. Определены наиболее важные параметры модели ЦАП и разработана программа для моделирования нелинейности ЦАП с настраиваемой сегментированной структурой.

Ключевые слова: ЦАП; R-2R матрица; модель; нелинейность.

THE MODEL OF SEGMENTED DAC FOR NONLINEARITY RESEARCH

S. V. Kalinichenko[1], U.S. Balashov[2]

[1]NIIET, Voronezh, Russia
[2]VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This paper examines a structure of current-output segmented digital to analog converter (DAC) based on resistive ladders. The mathematical model of DAC based on equivalent circuits and equations for calculation of currents in parallel R ladders and R-2R ladders is offered. The formulas for calculation resistances of the reference voltage divider and resistances of transistor switches are presented. The most important parameters of the DAC model are determined and the program for modeling nonlinearity of the DAC with definable segmented structure is developed.

Keywords: DAC; R-2R ladder; model; nonlinearity.

1. Введение

При разработке новых интегральных микросхем (ИМС) ЦАП на основе резистивных матриц уменьшение нелинейности является актуальной задачей современной электроники. К основным способам уменьшения нелинейности относятся: 1) использование технологического процесса с прецизионными тонкопленочными резисторами; 2) применение методов индивидуальной калибровки микросхем; 3) разработка оптимальной с точки зрения линейности и затрат площади на кристалле сегментированной структуры. Все приведенные способы применяются в совокупности, но имеют определенные ограничения.

Разработка оптимальной сегментированной структуры ЦАП позволяет уменьшить нелинейность, и, если необходимо, уменьшить требования к технологическому процессу и диапазону калибровки за счет увеличения площади схемы. Таким образом, при проектировании ЦАП необходимо найти рациональное решение, обеспечивающее

требуемые характеристики при минимальных затратах площади и стоимости в рамках доступного технологического процесса.

Для анализа нелинейности ЦАП с различной сегментированной структурой и оценки выхода годных ИМС целесообразно использовать математическую модель, с возможностью выбора архитектуры и параметров каждого отдельного сегмента. Существует много публикаций, посвященных моделированию ЦАП с помощью простых эквивалентных схем, состоящих из идеальных источников напряжения и сопротивлений [1-2]. В [3] рассмотрены эквивалентные схемы R-2R матриц и параллельных R матриц с точки зрения эквивалентного сопротивления, зависящего от кода, а также приведены примеры получения аналитических формул для расчета выходного сигнала. Однако, в большинстве моделей, описанных в публикациях, не учтено сопротивление транзисторных ключей, а резисторы имеют идеальные значения. В [4] рассмотрен пример расчета сопротивления ключей и размеров транзисторов, в [5] рассмотрены методы компенсации сопротивления ключей для минимизации их влияния на резистивную матрицу. В результате обзора научных публикаций было принято решение о разработке математической модели с возможностью изменения параметров каждого отдельного сегмента. В модели необходимо учесть сопротивления транзисторных ключей и отклонение сопротивлений от номинальных значений в пределах технологического допуска.

2. Структура и эквивалентная схема сегментированного ЦАП

Рассмотрим схему 16-разрядного ЦАП с выходом по току, представленную на рисунке 1. Данная схема состоит из трех резистивных матриц, регистра входных данных, декодера и внешнего операционного усилителя (ОУ).

Для формирования токов старших разрядов служит параллельная матрица из 15 резисторов сопротивлением 2R. Для формирования сигналов управления для транзисторных ключей матрицы старших разрядов служит декодер, преобразующий двоичный код в код M из 15.

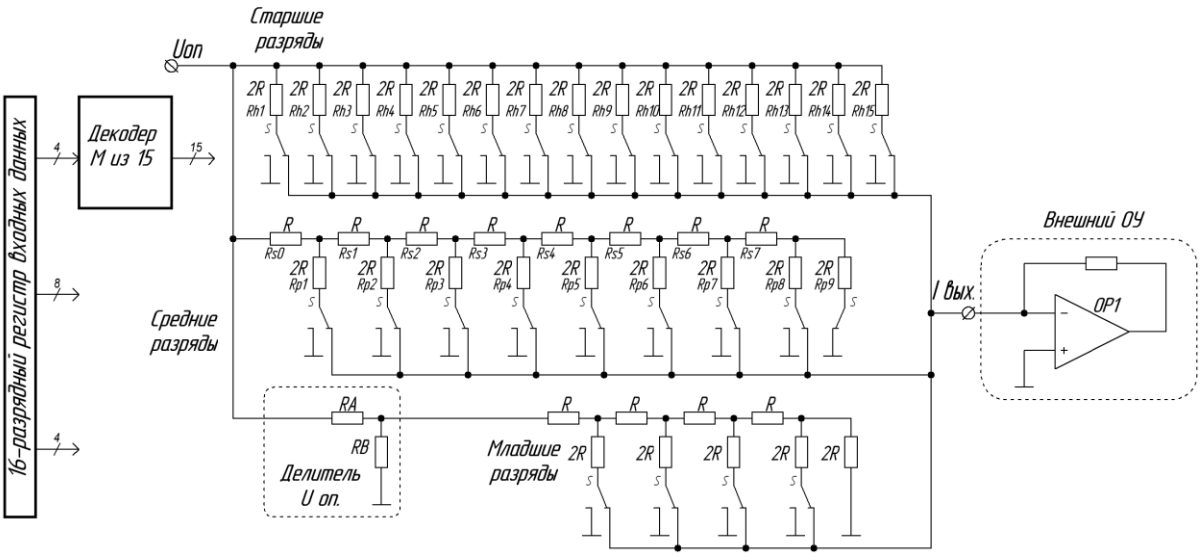


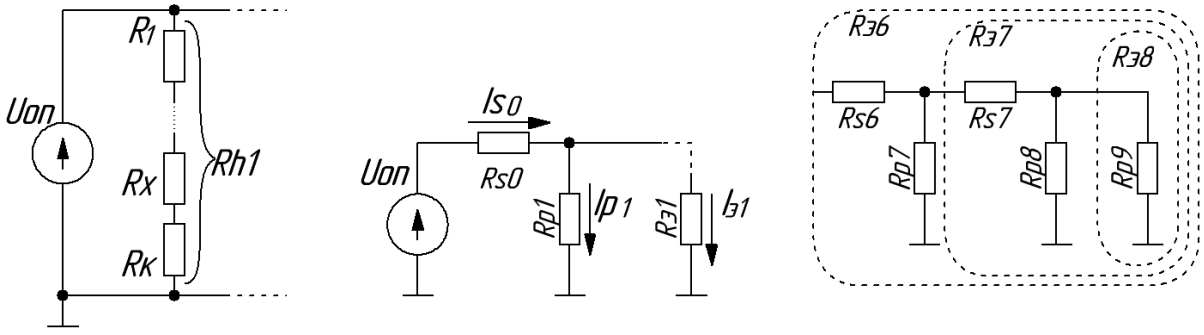
Рис.1. Схема сегментированного ЦАП AD5547[6].

Для формирования токов средних разрядов используется R-2R матрица, состоящая из последовательных резисторов Rs номиналом R и параллельных резисторов Rp номиналом 2R. Для достижения максимального соответствия параметров резисторов важно, чтобы их топологическое исполнение было одинаковым, поэтому для получения сопротивлений 2R используют подключение двух резисторов (наборов резисторов) с одинаковыми геометрическими параметрами.

Для формирования токов четырех младших разрядов используется R-2R матрица, подключенная к делителю опорного напряжения на сопротивлениях RA и RB. Такой подход позволяет использовать в младшей матрице номиналы сопротивлений R и 2R, отличающиеся от номиналов в средней и старшей матрице. С практической точки зрения это позволяет уменьшить занимаемую на кристалле площадь, поскольку сила тока, протекающего через резисторы R-2R цепи, в каждом последующем контуре уменьшается, что делает нерациональным использование крупногабаритных резисторов с большой допустимой плотностью тока и рассеиваемой мощностью для младших разрядов. Однако при использовании делителя требуется обеспечить высокую точность сопротивлений RA и RB.

Управляющие сигналы для ключей средней и младшей матрицы поступают непосредственно с выхода регистра данных. В зависимости от логических уровней управляющих сигналов транзисторные ключи распределяют ток между общей шиной и токовым выходом. Выходной ток ЦАП подается на инвертирующий вход ОУ, который служит преобразователем тока в напряжение. Неинвертирующий вход ОУ подключен к общей шине, таким образом, на инвертирующем входе ОУ также устанавливается потенциал общей шины [7]. Из этого следует, что сила тока, потребляемого от источника опорного напряжения, и входное сопротивление матрицы постоянны, и не зависят от входных данных. Токи, протекающие в каждом отдельном резисторе, также не зависят от входных данных. Это свойство позволяет существенно упростить модель ЦАП, поскольку расчет токов в каждом элементе выполняется один раз.

Для расчета токов, протекающих через каждый резистор параллельной R матрицы, воспользуемся эквивалентной схемой, показанной на рисунке 2а. Эквивалентная схема для расчета токов в R-2R матрице представлена на рисунках 2б и 2в.



а) б) в)

Рис.2. Эквивалентные схемы резистивных матриц.

В цепи на рисунке 2а транзисторный переключатель заменен активным сопротивлением ключа в открытом состоянии *Rк*, соединенным последовательно с сопротивлением резистора (набором резисторов). Ток, протекающий через отдельный резистор матрицы можно рассчитать по закону Ома:

$$I_k = U_{ОП} / Rh_k . \quad (1)$$

Расчет токов в резисторах R-2R матрицы осуществляется в два этапа. Первый этап – последовательный расчет эквивалентных сопротивлений для каждого звена справа налево (рисунок 2в). Второй этап – расчет токов в резисторах каждого контура (рисунок 2б).

Эквивалентное сопротивление в узле рассчитывается по формуле:

$$Rэ_k = Rs_k + (Rp_{k+1} \parallel Rэ_{k+1}), \quad (2)$$

где || - оператор вычисления параллельного сопротивления резисторов R1·R2/(R1+R2) .

После расчета эквивалентного сопротивление матрицы, входной ток можно рассчитать по закону Ома. Далее для каждого контура определяется ток в резисторах Rs и Rp согласно выражениям:

$$Is_k = Iэ_k , \quad (3)$$

$$Ip_{k+1} = Is_k \frac{Gp_{k+1}}{Gp_{k+1} + Gэ_{k+1}}, \quad (4)$$

$$Iэ_{k+1} = Iэ_k - Ip_{k+1} , \quad (5)$$

где Gp_k и $Gэ_k$ проводимости ветвей последовательного сопротивления Rp и эквивалентного сопротивления Rэ соответственно.

Выходной ток отдельного сегмента ЦАП можно представить в виде суммы токов в параллельных резисторах Rp (или Rh), которые будут подключены к токовому выходу при подаче соответствующего управляющего кода. Выражения выходных токов для параллельной R матрицы и для R-2R матрицы имеют вид:

$$I_R(x) = \sum_{k=1}^{D(x)} I_k , \quad (6)$$

$$I_{R2R}(x) = \sum_{k=1}^{N} Ip_k \cdot x_k , \quad (7)$$

где x – двоичный управляющий код;

D(x) – функция декодирования двоичного кода x в код M из 2^N-1;

N – разрядность сегмента;

x_k – бит кода, управляющий ключом k.

Выражения (1-7) образуют математическую модель, которая позволяет рассчитать выходной ток параллельной R матрицы и R-2R матрицы для всех значений управляющего кода и, следовательно, получить передаточную характеристику. Переменными в данной модели являются все сопротивления в матрицах, таким образом, можно исследовать влияние любого отдельного сопротивления на характеристики ЦАП, а также задавать произвольные значения сопротивлений.

Добавочное последовательное сопротивление ключей в составе параллельного сопротивления Rp нарушает отношение параллельных и последовательных сопротивлений для идеальной R-2R матрицы. Однако на нелинейность оказывают влияние весовые отношения токов в параллельных сопротивлениях, которые могут быть получены при различных значениях сопротивлений. Достичь соответствия токов возможно при условии равенства параллельного и эквивалентного сопротивлений в одном узле. В замыкающем звене это равенство достигается путем использования компенсирующего ключа, находящегося в открытом на землю состоянии. В следующем каскаде равенство будет достигнуто, если сопротивление ключа будет в два раза меньше. Формула для расчета всех сопротивлений переключателей R-2Rматрицы, кроме замыкающего имеет вид:

$$Rк_k = Rк_1 \cdot 2^{k-1}, \tag{8}$$

где $Rк_1$ – заданное сопротивление ключа в старшем звене матрицы.

Если не использовать компенсирующий ключ в замыкающем звене, то сохранение отношения между токами в параллельных резисторах возможно за счет пересчета сопротивления ключей. Рассмотрим эквивалентную схему на рисунке 3.

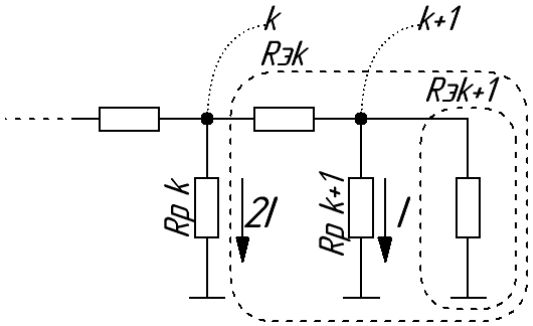


Рис. 3. Эквивалентная схема для расчета сопротивления транзисторных ключей.

Используя первый закон Кирхгофа для узла k+1, получим выражение:

$$2I\frac{Rp_k}{Rэ_k} = I + I\frac{Rp_{k+1}}{Rэ_{k+1}}, \text{ откуда} \tag{9}$$

$$Rp_k = \frac{2}{Rэ_k}\left(1 + \frac{Rp_{k+1}}{Rэ_{k+1}}\right). \tag{10}$$

Далее сопротивление ключа в звене k можно вычислить, зная сопротивление резисторов. Для расчета требуется задать сопротивление ключа в одном из разрядов. Относительно старшего разряда сопротивления ключей можно рассчитать по формуле:

$$Rк_k = Rк_1 \cdot 2^{k-1} \cdot \frac{N+2-k}{N+1}. \tag{11}$$

Согласно выражениям (8) и (11) при разрядности матрицы 9 бит отношение максимального сопротивления ключа к минимальному при использовании компенсирующего ключа составит 256, а без использования ключа – 51,2.

Если матрица подключена к резистивному делителю опорного напряжения, то его можно также считать частью матрицы и производить расчеты по формулам (8-11). Для расчета сопротивлений делителя воспользуемся схемой на рисунке 4.

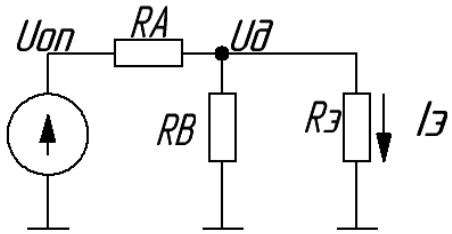


Рис.4. Эквивалентная схема матрицы с делителем напряжения.

В схеме на рисунке 4 Rэ – эквивалентное сопротивление матрицы. Для R-2R матрицы Rэ = 2R, а для R-матрицы Rэ = R/m, где m – число резисторов. Ток, протекающий через эквивалентное сопротивление, зависит от веса разрядов, напряжение на выходе делителя Uд строго фиксировано. Для расчета делителя одно из сопротивлений RA или RB можно задать фиксированным значением, а неизвестное сопротивление найти из выражения

$$U_{Д} = U_{ОП} \frac{RB \parallel Rэ}{(RB \parallel Rэ) + RA}, \tag{12}$$

$$RA = (RB \parallel Rэ) \cdot \left(\frac{U_{ОП}}{U_{Д}} - 1 \right). \tag{13}$$

Используя полученные эквивалентные схемы и формулы можно рассчитать передаточную характеристику ЦАП любой разрядности и конфигурации. Полученная математическая модель отличается простотой и высокой скоростью моделирования по сравнению с моделированием с помощью систем автоматизированного проектирования.

3. Моделирование сегментированного ЦАП

В результате анализа функциональной схемы ЦАП можно выделить основные параметры, с помощью которых можно описать большинство сегментированных структур. К глобальным параметрам относятся: число сегментов, точность резисторов и транзисторных переключателей. Параметрами каждого отдельного сегмента являются: архитектура (параллельная R или R-2R матрица), разрядность, старший разряд в общей структуре, номинальное сопротивление резистора в матрице и число резисторов, образующих сопротивление, а также сопротивление транзисторного ключа. У R-2R матрицы предусмотрена опция добавления компенсирующего транзисторного ключа в последнем замыкающем сопротивлении матрицы. Эта опция также влияет на расчет сопротивления всех транзисторных переключателей в матрице. Для любой архитектуры доступна опция добавления делителя опорного напряжения на входе матрицы; если необходимо использовать делитель, то номинальные сопротивления и число резисторов в наборе могут быть заданы. Сопротивление каждого отдельного резистора является

параметром. Для исследования передаточной характеристики ЦАП сопротивления могут быть заданы автоматически или вручную.

Для анализа передаточной характеристики ЦАП используют функции интегральной нелинейности (14) и дифференциальной нелинейности (15).

$$INL(x) = \frac{U(x) - U(0)}{MP} - x; \tag{14}$$

$$DNL(x) = \frac{U(x) - U(x-1)}{MP} - 1; \tag{15}$$

где MP – величина шага квантования, определяемая по формуле

$$MP = \frac{U(2^N - 1) - U(0)}{2^N - 1}. \tag{16}$$

С помощью программы было проведено исследование передаточной характеристики ЦАП с сегментированной структурой, показанной на рисунке 1, при случайных значениях сопротивлений. График INL(x) представлен на рисунке 5, график DNL(x) представлен на рисунке 6.

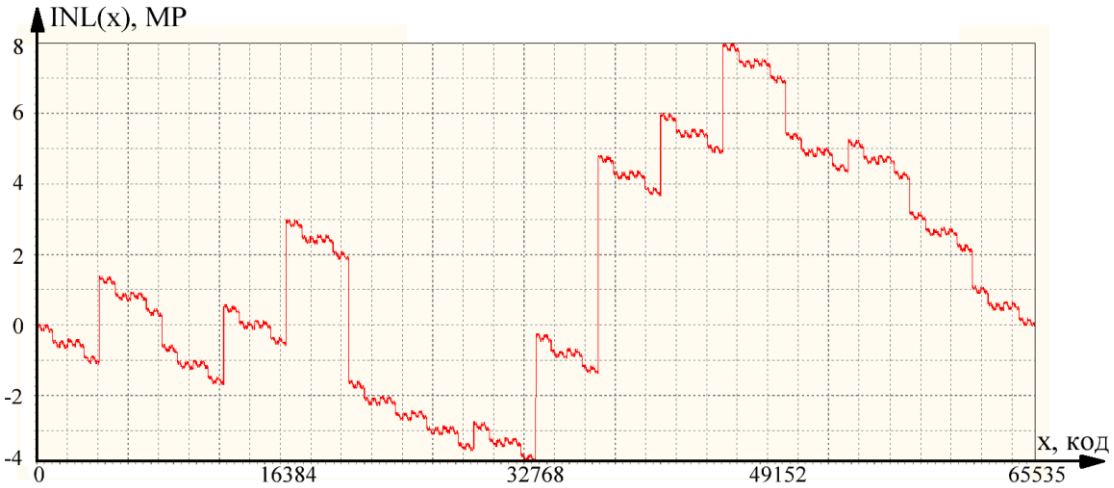


Рис.5. Интегральная нелинейность.

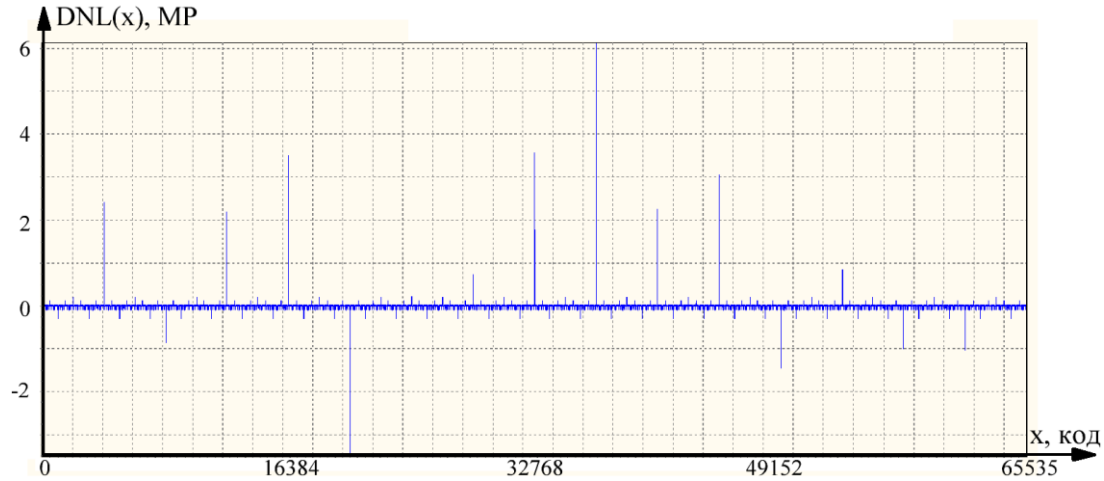


Рис. 6. Дифференциальная нелинейность.

По графику на рисунке 6 видно, что при значениях кода кратных 4096 наблюдаются разные значения дифференциальной нелинейности, которые обусловлены отклонениями резисторов R-матрицы, задающих соответствующие токи. По графику интегральной нелинейности на рисунке 5 видно проявление дифференциальной нелинейности в виде резких переходов фрагментов кода.

4. Заключение

Разработанная математическая модель сегментированного ЦАП является полезным и гибким инструментом для выбора оптимальной структуры преобразователя и его анализа при проектировании. Основным направлением для дальнейшего усовершенствования модели и программы является введение различных методов калибровки и имитации процесса настройки. Это позволит определить требуемый диапазон регулировки и выбрать метод, а также позволит прогнозировать выход годных ИМС.

Литература

1. J. Zurada, K. Goodman, Equivalent circuit of multiplying DAC using R-2R ladder networks. // Electron. Lett., vol. 16, no. 24, Nov. 1980 , pp. 925–927.
2. B. D. Smith Coding by Feedback Methods. // Proceedings of the I. R. E., Vol. 41, August 1953, pp. 1053-1058.
3. D. Marche, Y. Savaria, Modeling R-2R segmented-ladder DACs. // IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers, vol. 57, no. 1, Jan. 2010, pp. 31-43.
4. J. B. Cecil, “Digital to analog conversion circuit including compensation FET’s”. U.S. Patent 4 267 550, May 12, 1981.
5. D. Marche and Y. Savaria, An improved switch compensation technique for inverted R-2R ladder DACs. // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 56, no. 6, Jun. 2009, pp. 1115–1124.
6. AD5547/AD5557 Dual-Current Output, Parallel Input, 16-/14-Bit Multiplying DACs with 4-Quadrant Resistors datasheet http://www.analog.com, 04.03.2017.
7. P. Horowitz, W. Hill., The Art of Electronics - 2nd Edition, Cambridge University Press, 1989, pp. 1152.

References

1. J. Zurada, K. Goodman, Equivalent circuit of multiplying DAC using R-2R ladder networks. // Electron. Lett., vol. 16, no. 24, Nov. 1980, pp. 925–927.
2. B. D. Smith Coding by Feedback Methods. // Proceedings of the I. R. E., Vol. 41, August 1953, pp. 1053-1058
3. D. Marche, Y. Savaria, Modeling R-2R segmented-ladder DACs. // IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers, vol. 57, no. 1, Jan. 2010, pp. 31-43.
4. J. B. Cecil, “Digital to analog conversion circuit including compensation FET’s”. U.S. Patent 4 267 550, May 12, 1981.
5. D. Marche and Y. Savaria, An improved switch compensation technique for inverted R-2R ladder DACs. // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 56, no. 6, Jun. 2009, pp. 1115–1124.
6. AD5547/AD5557 Dual-Current Output, Parallel Input, 16-/14-Bit Multiplying DACs with 4-Quadrant Resistors datasheet http://www.analog.com, 04.03.2017.
7. P. Horowitz, W. Hill., The Art of Electronics - 2nd Edition, Cambridge University Press, 1989, pp. 1152.

ОБОБЩЕННЫЙ ПОКАЗАТЕЛЬ КАЧЕСТВА ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А. П. Алимов, Б. Ф. Змий

ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж), Воронеж, Россия,
Alimov21@mail.ru, Bzmij@mail.ru

Аннотация. Определен критерий оптимальности схем избирательных усилителей обладающих предельно возможными: динамическим и частотным диапазонами, устойчивостью, стабильностью частотных характеристик при минимальном числе пассивных и активных элементов для различных порядков передаточных функций.

Ключевые слова: динамический диапазон; избирательный усилитель; критерий оптимальности; уровень собственных шумов; чувствительность; широкополосный усилитель.

A GENERAL FIGURE OF MERIT FOR SELECTIVE AMPLIFIERS

Alimov, B. F. Zmij

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), Voronezh, Russia,
Alimov21@mail.ru, Bzmij@mail.ru

Abstract. The optimality criterion has been identified for selective amplifier circuits which are characterized by the marginal dynamic and frequency range as well as ultimate insensitivity and stability of frequency responses with the minimum number of passive and active elements for transfer functions of different orders.

Keywords: dynamic range; selective amplifier; optimality criterion; inherent noise level; sensitivity; wide-band amplifier.

1. Введение

Избирательные усилители в ARLC-элементном базисе находят широкое применение в радиоприемных устройствах в диапазоне рабочих частот от 1 до 100 МГц на элементах с сосредоточенными параметрами.

Для их построения обычно применяют широкополосные усилители оранжированные RLC-элементами. В качестве близких к идеальным во многих случаях применяют операционные усилители. Однако в зависимости от топологии избирательных усилителей зависят уровень шумов, динамический диапазон, устойчивость и стабильность частотных характеристик.

В связи с этим в работе рассматривается задача достижения максимально достижимых перечисленных показателей качества на основе определения обобщенного критерия оптимальности схем избирательных усилителей различного порядка на одном операционном усилителе и принципов построения оптимальных в смысле минимума обобщенного критерия.

2. Обобщенный критерий оптимальности схем ARLC-избирательных усилителей

Для структуры избирательного усилителя с одним операционным усилителем (рис. 1) с цепью обратной связью находим:

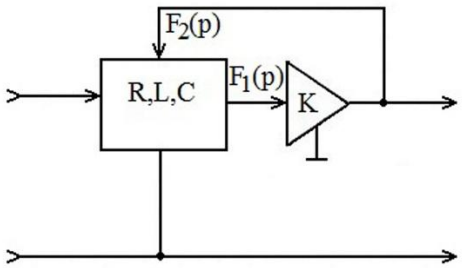


Рис. 1. Структурная схема избирательного усилителя с обратной связью.

$$H(p)=\frac{KF_1(p)}{\Delta(p)-KF_2(p)} \tag{1}$$

где $\Delta(p)$ – определитель пассивной части, $F_1(p)$ – величина передач прямых путей; $F_2(p)$ – величина передачи обратной связи, K – коэффициент усиления операционного усилителя.

Степень влияния на параметры и характеристики усилителя оценивается функциями чувствительности передаточной функции к отклонениям параметров элементов R, L, C и коэффициента усиления K широкополосного усилителя. В частности для коэффициента усиления получим:

$$S_K^{H(p)}=\frac{\partial H(p)}{\partial K}\cdot\frac{K}{H(p)}=\frac{\Delta(p)}{\Delta(p)-KF_2(p)} \tag{2}$$

Не трудно видеть, что модуль $S_K^{H(p)}$ будет больше единицы, если обратная связь положительная. В связи с этим с целью выявления достижимых значений показателей качества целесообразно применить отрицательную обратную связь, т.е. применить инвертирующий усилитель.

Уровень шумов на выходе ARLC-цепи можно определить по формуле [1]:

$$Ge_{\Sigma}(\omega)=\left(Ge_n(\omega)\cdot h^2(f)+Ge_y(\omega)\right)\left(S_K^{H(\omega)}K\right)^2, \tag{3}$$

где, $Ge_n(\omega)$ – спектральная плотность шума на выходе фильтра, $Ge_y(\omega)$ – спектральная плотность шумов на входе усилителя, $h(\omega)$ – модуль передаточной функции фильтра, K – коэффициент усиления малошумящего интегрального усилителя, $S_K^{H(\omega)}$ – функция чувствительности передаточной функции к отклонениям параметров усилителя.

Из формулы (3) следует, что спектральная плотность шумов пропорциональна квадрату произведения $\left|S_K^{H(j\omega)}K\right|_{j\omega=p}=\Gamma(\omega)$. То есть схема ARLC-четырехполюсника обеспечит минимум уровня шумов на выходе усилителя, если будет минимизирована величина $\Gamma(\omega)$ во всем диапазоне рабочих частот.

Минимизация только модуля чувствительности $\left|S_K^{H(p)}\right|$ не даст желаемых результатов, потому что ее можно добиться применением операционных усилителей с

коэффициентом усиления $\mu \to \infty$ (из формулы 2). Однако тогда не получить необходимого коэффициента усиления так как при $K \to \infty$: $H(p) \cong \frac{F_1(p)}{F_2(p)}$ => $|h(p)| \le 1$.

Динамический диапазон усилителя с обратной связью может быть оценен по выражению:

$$D_{oc} = 20\lg\frac{U_{2\max}}{U_{ш}} + 20\lg(1+\beta K) = D_A + 20\lg(1+\beta K) \tag{4}$$

где β – модуль передаточной функции цепи обратной связи, D_A – динамический диапазон усилителя без обратной связи.

То есть, чем больше величина отрицательной обратной связи, тем выше динамический диапазон избирательного усилителя.

Для цепи, структура которой представлена на рис. 1. чувствительность передаточной функции к отклонениям параметров активного элемента:

$$\left|S_K^{H(p)}\right| = \left|\frac{1}{1+\frac{KF_2(p)}{\Delta(p)}}\right|, \tag{5}$$

поэтому можно записать:

$$D_{oc} = D_A + 20\lg\frac{K}{\left|S_K^{H(p)}\right|} = D_A + 20\lg\left.\frac{K^2}{\Gamma(\omega)}\right|_{p=j\omega}, \tag{6}$$

т.е. чем меньше величина $\Gamma(\omega)$, тем больше динамический диапазон усилителя.

Величина $\Gamma(\omega_0)$ оценивается на частоте наибольшего его значения, как правило на центральной частоте для полосовых звеньев – ω_0 или граничной частоте для усилителей нижних или верхних частот – ω_χ ($\Gamma(\omega_0) = \Gamma_0$).

Можно показать [2], что от величины Γ_0 зависит коэффициент запаса устойчивости:

$$K_{зу} = \frac{1}{1+\Gamma_0\frac{\omega_0 Q}{\Pi}} \tag{7}$$

и максимально допустимая частота диапазона рабочих частот:

$$\omega_{\max} = \frac{2Q\Pi\Delta a}{\Gamma_0} \tag{8}$$

где Q – максимальная добротность полюсов передаточной функции, Δa – допустимая неравномерность АЧХ, $\Pi = \omega_\mu \mu$ – площадь усиления усилителя.

Таким образом, величину Γ_0 можно считать обобщенным критерием оптимальности схем избирательных усилителей на одном широкополосном усилителе.

3. Минимально достижимое значение Γ_0

Для звена избирательного усилителя второго порядка без обратной связи (рис. 2) или стопроцентной отрицательной обратной связью (рис. 3.) величина $\Gamma_0 = \Gamma(\omega_0) = K$, а организация обратной связи таким образом, чтобы сделать $\Gamma_0 \prec K$ приводит к звену третьего порядка. Схема на рис. 2 является традиционной – обычный резонансный усилитель, а схема, представленная на рис. 3, имеет стопроцентную отрицательную обратную связь, однако величина Γ_0 не минимизируется.

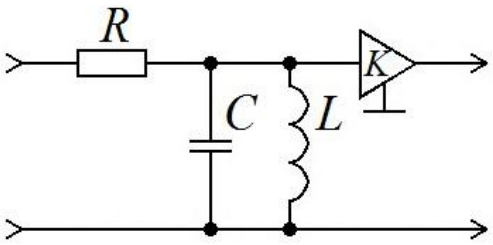


Рис. 2. Схема полосового усилителя второго порядка без обратной связи.

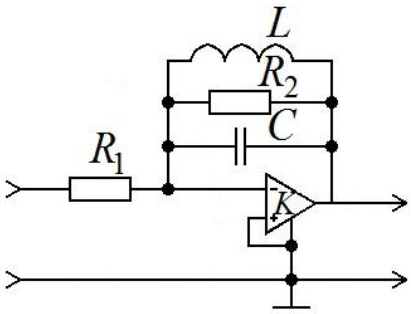


Рис. 3. Схема полосового усилителя второго порядка с стопроцентной отрицательной обратной связью.

Выражение для $\Gamma(p)$ в звене третьего порядка в общем виде будет таким же как и в предыдущем варианте:

$$\Gamma(p) = K\frac{\Delta(p)}{\vartheta(p)}. \tag{9}$$

где $\vartheta(p) = \Delta(p) - KF_2(p)$, при этом, $\Delta(p) = p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0$; $\vartheta(p) = p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0$.

Отличие между $\Delta(p)$ и $\vartheta(p)$ будет только в коэффициентах a_2, b_2 и a_1, b_1, так как a_0 и b_0 – формируется одной и той же RLC-цепью.

Можно доказать, что для усилителя третьего порядка обобщенный параметр достигает максимума на частоте ω_0 и лежит в пределах $1 \le \Gamma(\omega_0) \le 2$. Передаточная функция звена усилителя третьего порядка будет иметь вид:

$$H(p) = \frac{f(p)}{p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0} = \frac{f(p)}{\left(p + d\right)\left(p^2 + a'_1\,p + a'_0\right)}, \tag{10}$$

то есть, полином третьего порядка раскладывается на два множителя первого и второго порядков. Поэтому можно записать:

$$\Gamma(\omega) = \frac{K\Delta(p)}{\vartheta(p)} = \frac{K}{1 + \beta(p)K}, \tag{11}$$

где $\beta(p) = KF_2(p)/\Delta(p)$ – величина передачи петли обратной связи.

Не трудно видеть, что величина $\Gamma(\omega)$ на частоте $\omega_0 = \sqrt[3]{a_0}$ будет тогда минимальной, когда величина $\left|\frac{\beta(p)}{\Delta(p)}\right|_{p=j\omega}$ будет максимальной, а коэффициент усиления будет отрицательным. Так как $\beta(p) = \frac{KF_2(p)}{p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{KF_2(p)}{(p+d')\left(p^2 + b'_1\, p + b'_0\right)}$, то модуль полинома $|F_2(p)|$ не может быть равным модулю полинома $|\Delta(p)|$ в связи с тем, что они формируются из одной и той же цепи. Например, для усилителя нижних частот получим схему с отрицательной обратной связью представленную на рис. 4:

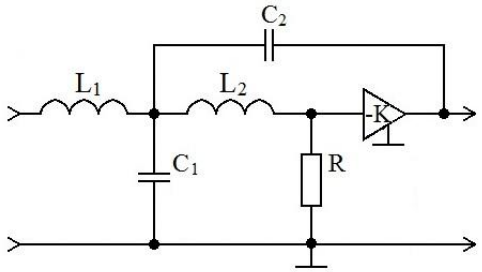


Рис. 4. Принципиальная схема УНЧ третьего порядка.

Передаточная функция такой цепи имеет вид:

$$H(p) = \frac{K/L_1L_2(C_1+C_2)G}{p^3 + p^2\frac{C_1+C_2+KC_2}{L_2(C_1+C_2)G} + p\frac{L_1+L_2}{L_1L_2(C_1+C_2)} + \frac{1}{L_1L_2(C_1+C_2)G}}, \qquad (12)$$

откуда следует:

$$\Gamma(p) = K\frac{f(p)}{\vartheta(p)} = \frac{K}{1 + \frac{KC_2/L_2(C_1+C_2)G}{p^3 + p^2\frac{1}{L_2G} + p\frac{L_1+L_2}{L_1L_2(C_1+C_2)} + \frac{1}{L_1L_2(C_1+C_2)G}}};$$

$$\left|\Gamma(j\omega)\right|_{\omega=\omega_0} \cong \frac{K}{1+\frac{Kb}{b+1}}, \quad \text{где} \quad b = \frac{C_2}{C_1+C_2}.$$

При заданном коэффициенте усиления цепи с отрицательной обратной связью H_0 получим $\Gamma = \frac{H_0}{1+\frac{H_0 b}{b+1}}$, при $b = 0,9$ (это максимальное значение, которое может принимать величина b) получим:

$$1 \le \Gamma_0 \le 2. \qquad (13)$$

Для усилителя нижних частот четвертого порядка, принципиальная схема которого представлена на рис. 5, имеем:

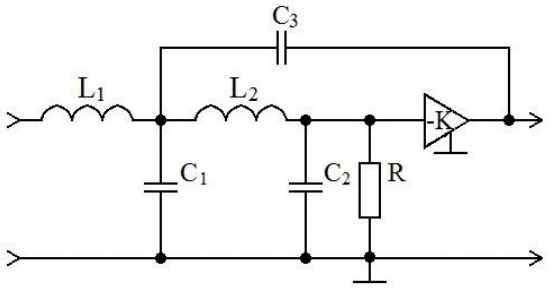


Рис. 5. Принципиальная схема усилителя нижних частот четвертого порядка.

$$H(p)=\frac{K/L_1L_2C_2(C_1+C_3)}{p^4+p^3\frac{G}{C_2}+p^2\left(\frac{C_1+C_3+KC_3}{L_2(C_1+C_3)}+\frac{L_1+L_2}{L_1L_2(C_1+C_3)}\right)+p\frac{G(L_1+L_2)}{L_1L_2C_2(C_1+C_3)}+\frac{1}{L_1L_2C_2(C_1+C_3)}}.$$

Выражение для обобщенного показателя такой схемы имеет вид:

$$\Gamma\cong\frac{K}{1+\frac{Ka'_2}{a_2}}\cong\frac{K}{1+\frac{K}{1+\frac{C_2}{C_3}\left(1+\frac{L_2}{L_1}\right)+\frac{C_1}{C_3}}}, \qquad (14)$$

где $a'_2=C_3/L_2$, $a_2=\frac{1}{L_2C_2}+\frac{L_1+L_2}{L_1L_2(C_1+C_3)}$, $a'_2\prec a_2$.

Согласно выражения (13) значение обобщенного показателя качества лежит в пределах $1\le\Gamma_0\le K/3$.

Таким образом, можно утверждать, что независимо от порядка избирательного усилителя на одном активном элементе можно достичь наилучших показателей качества, осуществив минимизацию величины Γ_0 в пространстве параметров элементов схемы:

$$\min_{\vec{l}}\max_{\omega}\Gamma(\omega,\vec{l})\le\Gamma_0, \qquad (15)$$

где $\vec{l}=\{R_i,C_i,L_i,K\}$ – вектор варьируемых параметров элементов схемы.

Минимальных значений Γ_0 можно достичь, определив оптимальную структуру и топологию ARLC-цепи:

$$\min_{\vec{T},\vec{l}}\max_{\omega}\left|H_0(\omega)-H\left(\omega,\vec{T},\vec{l}\right)\right|\le\delta_н \qquad (16)$$

где $\vec{T}$ – вектор варьируемых параметров в пространстве топологий схем, $\delta_н$ – допустимая ошибка аппроксимации АЧХ.

Авторами разработаны на этой основе схемы полосовых усилителей четвертого порядка [2] и представлены на рис. 6.

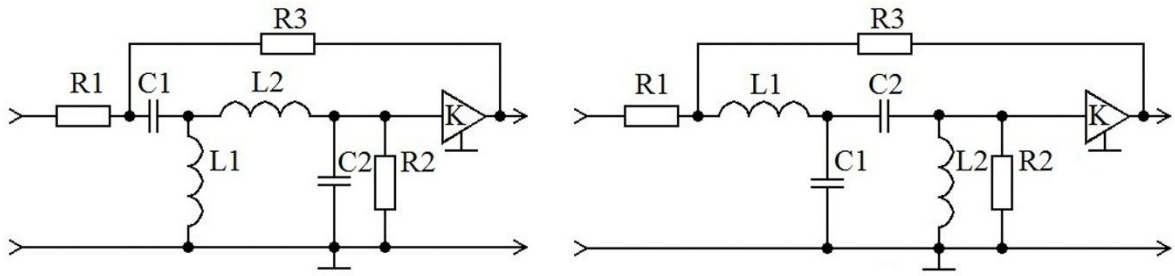


Рис. 6. Схемы полосовых усилителей четвертого порядка, обеспечивающие минимизацию Γ_0.

Разработанные схемы позволяют реализовать требования по избирательности каскадным соединением звеньев [3,4], однако лучших результатов по уровню шумов можно достичь на основе разработки схем на одном усилителе шестого и восьмого порядков.

4. Заключение

Поставленная в работе задача определения критерия оптимальности схем решена и установлено, что таким критерием является произведение функции чувствительности передаточной функции к отклонениям параметров элементов схемы на коэффициент усиление активного элемента. Минимизация критерия оптимальности в пространстве параметров элементов схемы позволяет достичь значений $1 \le \Gamma_0 \le 2$.

Полученный результат позволяет строить избирательные усилители с минимально возможным уровнем шумов, максимальным динамическим диапазоном, максимальными устойчивостью и стабильностью частотных характеристик.

Литература

1. Алимов, А. П., Ананьев А. В., Змий Б. Ф. Способ уменьшения уровня собственных шумов в избирательных усилителях // Специальная техника 2016 №4, с. 16-21.
2. Алимов, А. П., Змий Б. Ф. Топологический синтез схем оптимальных избирательных ARLC-усилителей современных радиоприемных устройств // Радиотехника 2017 №9, с. 60-63.
3. Алимов, А. П., Змий Б. Ф., Рахманин Д. Н. Автоматизированное проектирование высокоизбирательных усилительных устройств современной радиоприемной аппаратуры // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, Навигация, Связь», Воронеж, 18-20 апреля 2017 г.: в 3 т. «Научно-исследовательские публикации», 2017. – т. 2, с. 421-428.
4. Свид. о гос. рег. программы ЭВМ №2017617512. Автоматизированное проектирование высокоизбирательных усилителей на ARLC-звеньях четвертого порядка / Алимов А. П., Змий Б. Ф. Заявитель и правообладатель Алимов А. П. -№2017614286; заявл. 10.05.2017; опубл. 06.07.2017.
5. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.

References

1. Alimov, A. P., Ananiev A. V., Zmij B. F. Method of reducing noise in the electoral amplifiers // Special equipment 2016 no. 4, pp. 16-21.
2. Alimov, A. P., Zmij B. F. Topological synthesis of optimal schemes of selective ARLC-amplifiers modern radio receivers // Radiotekhnika 2017 no. 9, pp. 60-63.

3. Alimov, A. P., Zmij B. F., Rachmanin D. N. Automated design of highly selective amplifying devices of modern radio receiving equipment // proceedings of the XXIII International scientific-technical conference "Radiolocation, Navigation, Communication", Voronezh, April 18-20, 2017: 3, "Scientific research publishing", 2017. - vol. 2, pp. 421-428.
4. The certificate of state registration computer programs № 2017617512. Automated design of highly selective amplifiers for ARLC-levels of the fourth order / Alimov A. P., Zmij B. F. Applicant and owner Alimov A. P. No. 2017614286; Appl. 10.05.2017; publ. 06.07.2017.
5. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИИ К АВТОМАТИЗИРОВАННОИ СИСТЕМЕ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ КОМПЛЕКСОВ РЛС ДО

А.Ю. Перлов

АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца» (АО РТИ), Москва, Россия

Аннотация. В работе рассматривается метод обоснования требований к совершенствованию испытательного комплекса проведения пуско-наладочных работ (ПНР) передающих радиоэлектронных комплексов (РЭК) РЛС ДО нового поколения. Основой данного метода является применение статистического анализа к результатам измерений электрических характеристик РЭК, полученных во время проведения ПНР на стенде главного конструктора. Ключевым инструментом в данном методе является автоматизированная система измерений электрических характеристик РЭК, требования к которой сформированы в результате решения математической задачи по сокращению числа каналов комплекса. Разработанный метод, по сравнению с традиционным подходом к отработке РЭК приводит к значительному уменьшению объема измерений на этапе ПНР, что позволяет сократить сроки разработки новых образцов передающих комплексов более чем на 30%.

Ключевые слова: статистический анализ, радиоэлектронный комплекс, измерительные приборы, линия задержки, стенд главного конструктора, автоматизированная система.

JUSTIFICATION OF THE REQUIREMENTS FOR THE AUTOMATED MEASUREMENT SYSTEM FOR TRANSMITING COMPLEXES OF RADAR SYSTEMS

A.J. Perlov

JSC Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute (JSC RTI), Moscow, Russia

Abstract. The paper considers the method of justifying the requirements for improving the test complex for commissioning works of transmitting radio electronic complexes (REC) of modern Radars. The basis of this method is the application of statistical analysis to the results of measurements of the electrical characteristics of REC obtained during the commissioning phase at the stand of the chief designer. The key tool in this method is the automated system for measuring the electrical characteristics of REC, the requirements for which are formed as a result of solving the mathematical problem of reducing the number of channels of the complex. The developed method, in comparison with the traditional approach to the development of the REC, leads to a significant reduction in the volume of measurements at the commissioning phase. The developed method, makes it possible to reduce the time for the development of new samples of transmitting REC by more than 30%.

Keywords: statistical analysis, radio electronic complex, measuring instruments, delay line, stand of the chief designer, automated system.

1. Введение

Повышение тактико-технических требований к новому поколению РЛС ДО в условиях временных и финансовых ограничений на их создание обуславливает необходимость применения новых технических решений и технологий, которые в свою очередь приводят к возрастанию временных затрат на их отработку и испытания [1].

Как показывает опыт создания РЛС с разнесенными передающими и приемными РЭК, наиболее трудоемкими в части проведения ПНР являются передающие РЭК. В жизненном цикле разработки новых образцов передающих РЭК этап ПНР занимает до 50% времени.

Известные методы [2, 3] проведения ПНР передающих РЭК, основанные на измерении их электрических характеристик на стенде Главного конструктора (СГК) требуют выполнения большого объема измерений на всех каналах РЭК. Так как число выходных каналов в новых передающих комплексах достигает тысячи, то временные затраты на проведение ПНР традиционными способами, не позволяют обеспечить требуемые сроки создания РЭК.

Указанные обстоятельства обуславливают необходимость совершенствования существующего методического аппарата проведения ПНР передающих комплексов РЛС ДО.

2. Новые технологии в передающих РЭК

В настоящее время к современным РЛС ДО предъявляются новые требования по повышению точности определения параметров целей, разрешающей способности и возможности реализации режима «радиопортретирования». Данные требования в передающих РЭК обеспечиваются за счет многоканального формирования и усиления до тысячи широкополосных ЛЧМ-сигналов с заданным временным распределением.

Формирование требуемой диаграммы направленности (ДН) обеспечивается путем введения в состав передающих трактов РЭК микросхем линий задержки. Один из вариантов реализации схемы диаграммообразования в передающем РЭК нового поколения показан на рисунке 1.

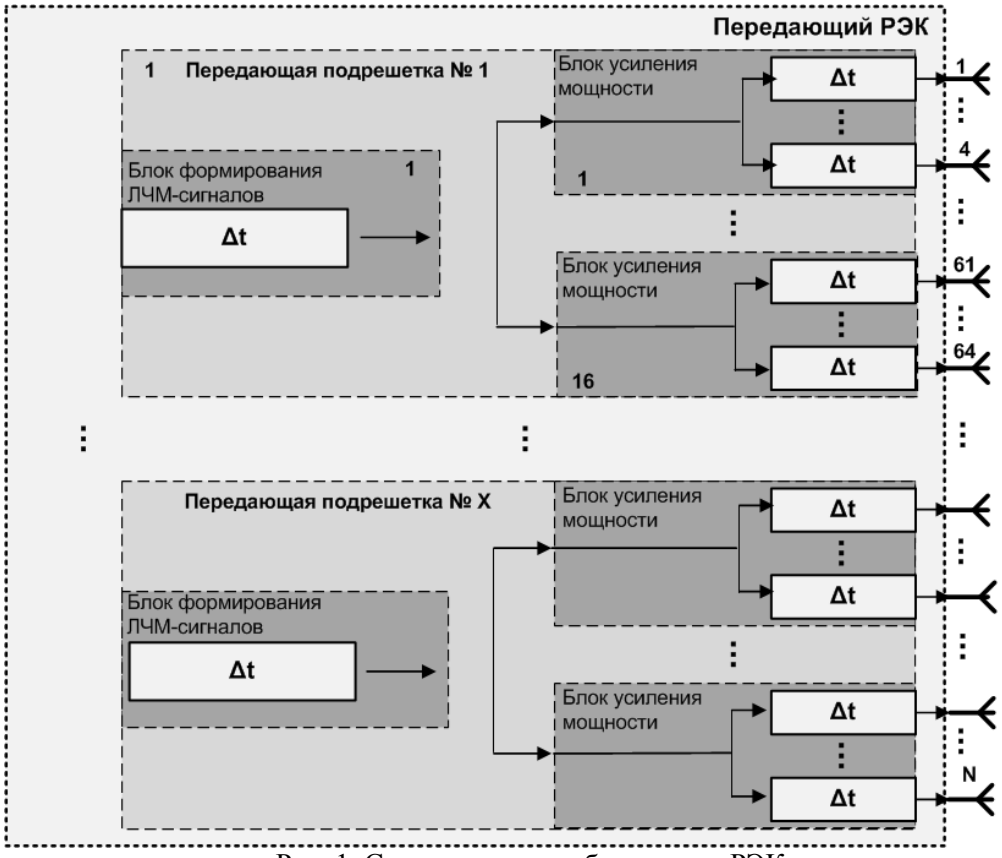


Рис. 1. Схема диаграммобразования РЭК.

Главным условием для обеспечения формирования ДН является высокая точность установки линий задержки для формируемых в РЭК широкополосных сигналов. Высокая точность обусловлена тем, что фаза коэффициентов передачи зондирующих сигналов между всеми выходными каналами РЭК должна иметь минимальный разброс [4]. Однако достижение требуемой точности при использовании современных микросхем линий задержки является трудоемкой задачей, связанной с многократной проверкой ФЧХ всех передающих трактов РЭК на этапе ПНР.

Таким образом, при создании РЛС ДО с крупноапертурной широкополосной АФАР необходимо выполнение значительного объема измерений в передающих РЭК, что, в свою очередь, ставит под угрозу срыв сроков разработки РЛС в целом.

3. Методический аппарат сокращения сроков ПНР новых образцов передающих РЭК на СГК

Традиционно [2] под пуско-наладочными работами понимается совокупность работ на предприятии-изготовителе РЛС по настройке и испытаниям опытных образцов РЭК. Целью проведения ПНР передающих комплексов РЛС ДО является поканальная проверка электрических характеристик выходных сигналов РЭК на соответствие требованиям ТЗ. Данные проверки проводятся на высоком уровне мощности с помощью измерительных приборов при излучении остальных каналов комплекса на технологические нагрузки. При этом измерения характеристик проводятся последовательно на всех каналах РЭК.

В качестве испытательного комплекса для проведения ПНР опытных образцов передающих РЭК на предприятии-изготовителе РЛС используется стенд главного конструктора (СГК) [3]. В части отработки опытного образца передающего комплекса СГК состоит из базового функционального комплекта (БФКОМ) РЛС и оборудования, обеспечивающего проведение максимального объёма ПНР без излучения зондирующих сигналов в эфир.

Принципиальной особенностью имеющегося методического аппарата проведения ПНР передающих РЭК на СГК является использование возможностей современных измерительных приборов при проверке электрических характеристик РЭК, что позволяет обеспечить высокую точность измерений. Однако, в случае создания новых образцов передающих РЭК с установленными микросхемами линий задержки в передающих ВЧ-трактах необходимо произвести измерения одинаковых электрических характеристик широкополосных ЛЧМ-сигналов для тысячи каналов комплекса, что требует выделения значительного временного ресурса на проведение ПНР.

Используемые методы отработки передающих комплексов, основанные на поэтапном контроле электрических характеристик РЭК на СГК требуют своего совершенствования и развития. В целях сокращения сроков разработки новых образцов передающих РЭК с крупноапертурными АФАР оценку и протоколирование результатов измерений их электрических характеристик целесообразно проводить в автоматизированном режиме.

Значения электрических характеристик РЭК, полученные при проведении ПНР на СГК имеют различные отклонения от номинальных величин, заданных в ТЗ на РЭК. Анализ результатов измерений данных характеристик позволяет применить методы статистического анализа, которые обладают возможностью минимизировать объем измерений РЭК за счёт выявления наличия взаимосвязей между измеренными значениями электрических характеристик в разных каналах РЭК. По результатам решения данной задачи необходимо сформировать требования к СГК в части автоматизации измерений характеристик РЭК.

Таким образом получаем две взаимосвязанные задачи:

1. Обосновать минимальное количество каналов, достаточное для проверки основных характеристик РЭК с сохранением достоверности результатов измерений.

2. Сформировать состав и структуру нового СГК в части автоматизированной системы измерений (АСИ).

4. Минимизация количества измеряемых каналов РЭК

Сокращение числа измеряемых каналов нового образца передающего РЭК достигается путем статистического анализа измеренных на СГК значений основных характеристик передающего РЭК: выходной импульсной мощности и фазы коэффициента передачи.

Сокращение числа измеряемых каналов (объем выборки) обеспечивается при условии достижения статистической устойчивости средних значений измеряемых параметров РЭК [5]. Устойчивость измеряемых параметров означает, что их средние значения должны попасть в заданные пределы доверительного интервала (ошибка определения не превышает 5%), т.е. фактически достигать некоторого постоянного значения.

Правомерность этого положения основана на проведенном анализе результатов измерений выходной импульсной мощности ($P_{вых}$) и фазы коэффициента передачи ($\Phi_к$) во время проверки РЭК на СГК.

В качестве целевой функции определялись сроки ПНР РЭК $t_{пнр}$. Минимальное значение целевой функции $t_{пнр}$ определяется из условия обеспечения такого количества измеряемых каналов (объема выборки) n при котором выполняется условие:

$$\triangle x \le 0,05 x_{ср}, \qquad (1)$$

где $\triangle x$ - половина ширины доверительного интервала для среднего значения признака $x_{ср}$, которая определяется по следующей формуле:

$$\triangle x = t(\gamma, n)\frac{S}{\sqrt{n}}. \qquad (2)$$

В формуле (2) $t(\gamma, n)$ - коэффициент Стьюдента [5]; γ - доверительная вероятность (надежность); S - стандартное отклонение признака x, которое определяется выражением:

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i - x_{ср})^2}{n-1}. \qquad (3)$$

Результаты анализа по признаку $P_{вых}$ приведены в таблице 1.

Таблица 1. Границы доверительного интервала и время ПНР

α	S, Вт	n	$t_{пнр}$, ч	Δx, Вт	$x_{ср} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} P_{выхi}$, Вт	$x_{ср} - \Delta x$, Вт	$x_{ср} + \Delta x$, Вт
0,05	9,50	2	0,1	11,05	411	399,95	422,05
	10,02	4	0,2	8,24	410	401,76	418,24
	14,63	8	0,4	8,51	407	398,49	415,51
	25,31	16	0,8	10,41	428	417,59	438,41
	22,00	32	1,6	6,40	439	432,60	445,40
	17,75	64	3,0	3,65	438	434,35	441,65

	20,89	128	6,1	3,04	437	433,96	440,04

В таблице 1 используются следующие обозначения:

1. α – уровень значимости, используемый для вычисления доверительного интервала, который связан с надежностью γ следующим выражением:

$$\alpha = 1 - \gamma; \quad (4)$$

2. n – число каналов, на которых проведены измерения.

3. $t_{пнр}$ – время, затраченное на измерение группы каналов.

4. Δx – значение доверительного интервала; $(x_{ср} - \Delta x)$ – нижняя граница доверительного интервала; $(x_{ср} + \Delta x)$ – верхняя граница доверительного интервала.

На рисунке 2 представлен график зависимости границ доверительного интервала измеренных значений мощности сигналов $P_{вых}$ от количества каналов, на которых проводились измерения.

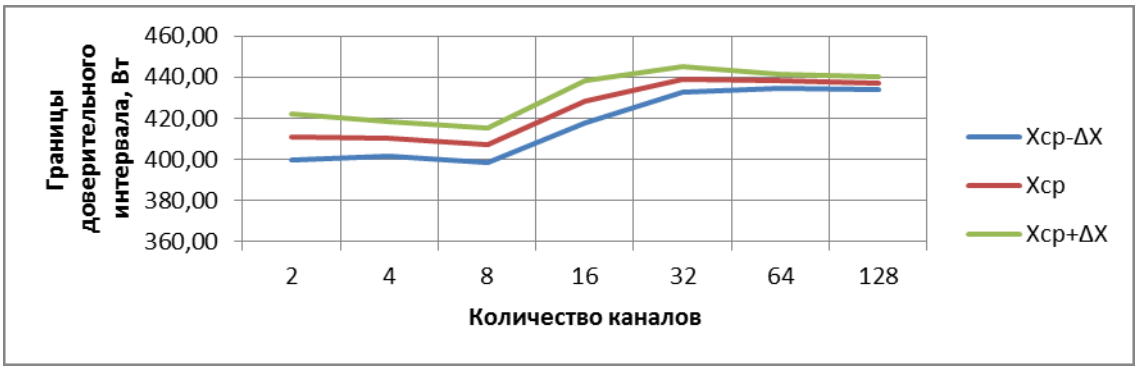


Рис. 2. Зависимость границ доверительного интервала мощности сигналов от числа измеряемых каналов РЭК.

Результаты анализа по признаку $\Phi_к$ приведены в таблице 2.

Таблица 2. Границы доверительного интервала и время ПНР

α	S, градусы	n	$t_{пнр}$, ч	Δx, градусы	$x_{ср} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \Phi_{кi}$, градусы	$x_{ср} - \Delta x$, градусы	$x_{ср} + \Delta x$, градусы
0,05	0,45	2	0,1	0,52	-745,17	-744,65	-744,13
	25,41	4	0,2	20,90	-740,25	-719,35	-698,45
	26,07	8	0,4	10,72	-727,16	-716,44	-705,72
	27,55	16	0,8	11,33	-732,16	-720,83	-709,50
	28,77	32	1,6	8,37	-726,91	-718,54	-710,17
	27,28	64	3,0	5,61	-722,34	-716,73	-711,12
	27,74	128	6,0	4,03	-721,06	-717,03	-713,00

На рисунке 3 представлен график зависимости границ доверительного интервала измеренных значений фазы сигналов от количества каналов, на которых проводились измерения.

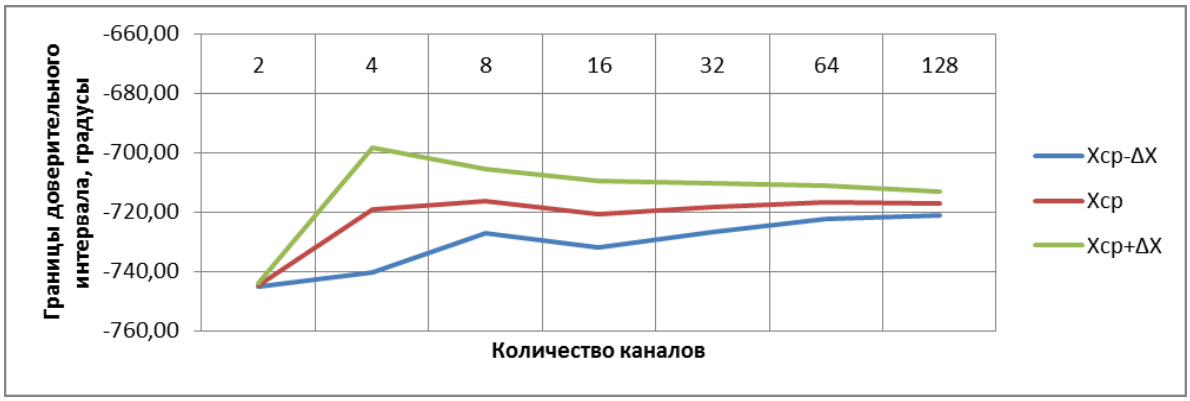


Рис. 3. Зависимость границ доверительного интервала для фазы сигналов от числа измеряемых каналов РЭК.

Таким образом, проведенный анализ изменения $P_{вых}$ и $\Phi_к$ показал, что с увеличением количества измеряемых каналов комплекса кратным 2, средние значения измеряемых параметров между 64 и 128 каналами отличались не более, чем на 3%, в то время как сроки ПНР РЭК увеличивались практически пропорционально увеличению количества проверяемых каналов. Это позволяет сделать вывод о том, что измерения электрических параметров РЭК достаточно проводить на 64-х каналах, что соответствует числу каналов одной подрешетки комплекса.

5. Автоматизированная система измерений электрических характеристик РЭК

По результатам решения математической задачи сокращения объема измерений передающих РЭК в состав СГК должна быть включена АСИ со следующими характеристиками:

1. Обеспечивать одновременное измерение 64-х каналов РЭК, т.е. иметь число коммутируемых измерительных трактов 64.

2. Обеспечивать измерение и анализ электрических характеристик РЭК в автоматизированном режиме т.е. иметь возможность управления измерительными приборами автоматическим способом.

Автоматизация измерений заключается в обеспечении высокоточного одновременного измерения электрических параметров 64-х каналов (подрешетки) передающего комплекса за счет последовательного переключения передающих каналов с помощью коммутационных матриц на требуемые измерительные приборы в автоматическом режиме. При этом остальные каналы РЭК подключаются к стойке с согласованными нагрузками для обеспечения работы комплекса на высоком уровне мощности всеми передающими каналами.

На основе возможностей современных измерительных приборов, а также имеющегося опыта проведения измерений на СГК были разработаны алгоритмы, а затем разработано программное обеспечение для автоматизации процесса измерений и обработки результатов измерений. Структурная схема разработанной автоматизированной системы и её ключевые особенности при измерении нового образца передающего РЭК показаны на рисунке 4.

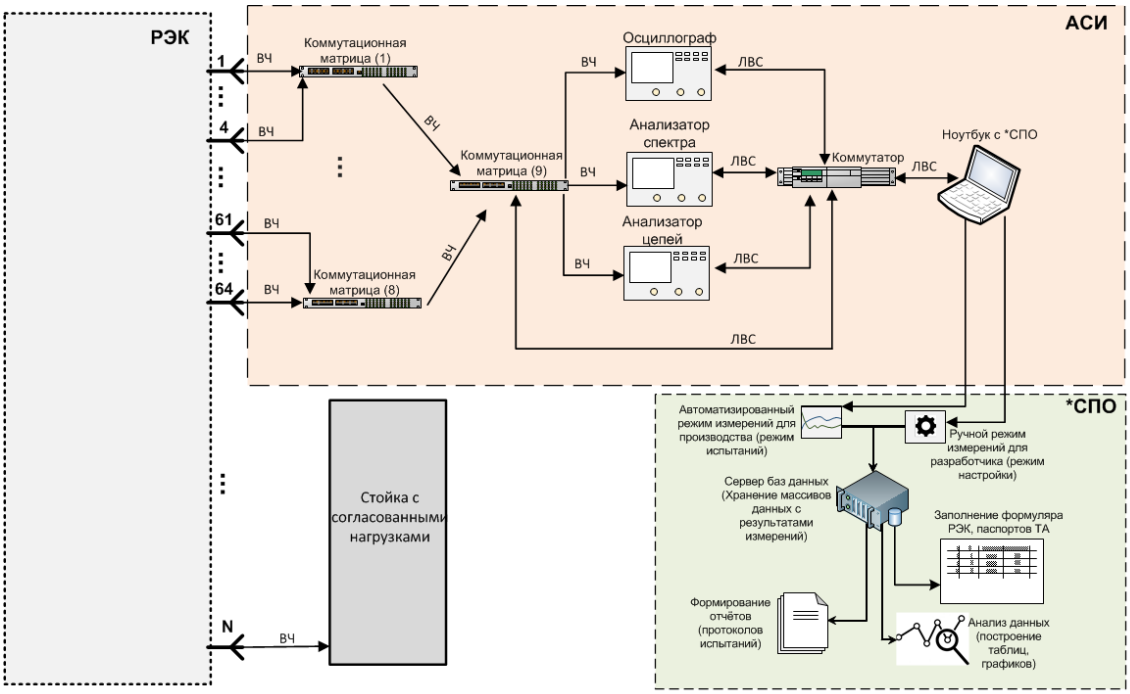


Рис. 4 – Структурная схема АСИ при измерении РЭК

Для подтверждения параметров РЭК в состав автоматизированной системы входят типовые измерительные приборы (анализатор цепей, анализатор спектра, осциллограф). Разработанная программа по автоматизированному управлению измерительными приборами исключает возможность появления человеческого фактора при измерении электрических параметров комплекса.

АСИ имеет следующие преимущества по сравнению с последовательным (поканальным) измерением характеристик РЭК:

1. Автоматический режим управления настройками измерительных приборов с экрана компьютера.
2. Формирование и конфигурирование последовательности измеряемых параметров.
3. Проверка измеренных параметров на соответствие требованиям ТУ на РЭК.
4. Удаленное управление измерительным и коммутационным оборудованием в соответствии со схемой испытаний.
5. Автоматизированная калибровка коммутируемых каналов.
6. Хранение результатов измерений на отдельном сервере базы данных.
7. Вывод и анализ результатов измерений в виде таблиц значений, графиков зависимостей и скриншотов с измерительного оборудования.
8. Автоматизированное формирование отчетов по форме согласованной с Заказчиком.

6. Заключение

Использование СГК позволяет применить методы статистического анализа к результатам измерений характеристик выходных сигналов передающего РЭК нового образца, которые получены во время проведения ПНР на предприятии-изготовителе РЛС.

Разработанный метод, позволяет значительно сократить объём измерений электрических характеристик передающих РЭК в процессе выполнения ПНР при сохранении достоверности результатов измерений.

В рамках разработанного метода решена математическая задача по обоснованию требований к АСИ за счёт статической устойчивости параметров комплекса с ростом числа измеряемых каналов. Включение АСИ в состав СГК позволяет сократить сроки разработки новых образцов передающих РЭК более чем на 30%.

Применение данного метода, позволяет развить технологию высокой заводского готовности и поддержки жизненного цикла РЛС ДО нового поколения [7].

Литература

1. Боев С.Ф., Рахманов А.А. Метод повышения эффективности внедрения новых технологий при создании РЛС нового поколения // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 1. С. 73–81.
2. Боев С.Ф., Линкевичиус А.П., Логовский А.С., Якубовский С.В. С. Ф. О возможности снижения сроков и стоимости создания РЛС ДО с использованием стенда главного конструктора. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №9. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/sep17/10/text.pdf
3. Боев С.Ф., Логовский А.С. Управление процессами создания РЛС ДО функционально-блочной структуры. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №7. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/jul17/11/text.pdf
4. Перлов А.Ю., Алташин А.Н., Ермаков А.М. Обеспечение точности установки цифровых линий задержки в РЛС с крупноапертурными ФАР // Третья Всероссийская научно-техническая конференция молодых конструкторов и инженеров «МИНЦЕВСКИЕ ЧТЕНИЯ»: труды конференции – Москва: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016, с.51-57.
5. Орлов А.И. Прикладная статистика. Учебник для вузов. – М.: Экзамен, 2006. –671 с.
6. Бююль А., Цёфель П. SPSS: искусство обработки информации. Анализ статистических данных и восстановление скрытых закономерностей: Пер. с нем. /Ахим Бююль, Петер Цёфель Спб.: ООО «ДиаСофтЮП», 2002. -608 с.
7. Боев С.Ф., Слока В.К., Рахманов А.А. Система модульно-параметрического проектирования радиолокационных станций дальнего обнаружения нового поколения ОАО «РТИ». / История отечественной радиолокации: под ред. С.В. Хохлова. М.: Столичная энциклопедия, 2015. С.407-414.

References

1. Boev S.F., Rakhmanov A.A. Method of increasing the efficiency of the new technologies implementation in creating a new generation radar stations. Izvestiya YUFU. Tekhnicheskiye nauki – YUFU News. Technical science. 2015. No. 1. P. 73-81. Available at http://izv-tn.tti.sfedu.ru/wp-content/uploads/2015/1/7.pdf. (In Russian)
2. Boev S.F., Linkevichius A.P., Logovsky A.S., Yakubovsky S.V. About the possibility to reduce the time and cost of creating a radar station with the use of the stand of the chief designer. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2017. No. 9. Available at http://jre.cplire.ru/jre/sep17/10/text.pdf. (In Russian)
3. Boev S.F., Logovsky A.S. Managing the processes of creating an early-warning radar stations functional block structure. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2017. No. 7. Available at http://jre.cplire.ru/jre/jul17/11/text.pdf. (In Russian)
4. Perlov A.J., Altashin A.N., Ermakov A.M. Providing of setting accuracy of digital delay lines in radars with big phase arrays. 3 Vserossiyskaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya molodykh konstruktorov i inzhenerov «MINTSEVSKIYE CHTENIYA» [Proceedings of the 3-rd all Russian scientific and technical conference of young designers and engineers «MINTSE READINGS», Moscow, BMSTU Publ., 2016, pp 51-57.
5. Orlov A.I. Applied Statistics [Prikladnaya statistika]. Moscow: Izdatel’stvo «Ekzamen»; 2006. (in Russian)
6. Byul A., Cefel P. SPSS: the art of information processing. analysis of statistical data and the restoration of hidden patterns. Trans. with him. / Achim Buyul, Peter Cefel Spb .: OOO "DiSoftTUP", 2002. -608 p.

7. Boev S.F., Sloka V.K., Rakhmanov A.A. Sistema modul'no-parametricheskogo proektirovaniya radiolokacionnyh stancij dal'nego obnaruzheniya novogo pokoleniya OAO «RTI». [System of modular parametric design of early-warning radar stations of the new generation of RTI Group OJSC]. In the book: Istoriya otechestvennoj radiolokacii [History of radar station]. Moscow, Stolochnaya entsiklopediya Publ., 2015. pp. 407-414 (In Russian).

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Д. А. Зябкин[1], Н. Е. Колегов[1]

[1]Открытое акционерное общество «ОКБ-Планета» (ОАО «ОКБ-Планета»), г. Великий Новгород, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассмотрены структуры и функции современных приёмопередающих модулей, используемых для построения активных фазированных антенных решёток, работающих в импульсном режиме. Описаны варианты построения модулей для различных частотных диапазонов их особенности и варианты исполнения. Приведены примеры реализации модулей.

Ключевые слова: Приёмопередающий модуль; активная фазированная антенная решётка.

FEATURES OF CONSTRUCTION OF TRANSMITTING MODULES FOR ACTIVE PHASED ARRY ANTENNA

D. A. Zyabkin[1], N. E. Kolegov[1]

[1]Open joint-stock company «OKB-Planeta» (OAO «OKB-Planeta»), Velikiy Novgorod, Russian Federation

Abstract. The structure and functions of modern transceiver module modules used for constructing active phased antenna arrays operating in the pulsed mode are considered in the article. Variants of the construction of modules for different frequency ranges of their features and variants are described. Examples of module implementation are given.

Keywords: transceiver module, active phased array antennas.

1. Введение

Активная фазированная антенная решётка (АФАР), сложная система, состоящая из большого числа антенн, приёмников и передатчиков, общее количество которых может доходить до нескольких тысяч. АФАР применяются в радиосистемах различного назначения: радиолокационных станциях (РЛС), радиосистемах связи и др. Исходя из требуемых характеристик диаграммы направленности и мощности излучения АФАР, выбирается необходимое количество активных модулей (приёмников, передатчиков или приёмопередатчиков) в составе комплекса. Применение приёмопередатчиков в виде законченных модулей, позволяет упростить конструкцию комплекса, повысить её надёжность и ремонтопригодность.

Наиболее распространённой областью применение АФАР является радиолокация. Большинство современных РЛС строятся именно на основе АФАР. В составе АФАР РЛС используют как отдельные активные модули приёмника и передатчика, так и объединённые конструкции в виде приёмопередающих модулей (ППМ).

Приёмопередающий модуль предназначен для независимого усиления, зондирующего и отражённого сигналов в составе АФАР РЛС, а также для задания необходимого амплитудного и фазового распределения сигналов по решётке.

ППМ является самым многочисленным активным прибором системы АФАР, они же во многом определяют общее КПД станции. В составе РЛС значительную часть стоимости составляют именно ППМ. Поэтому при разработке РЛС на основе АФАР, пристальное внимание разработчиков должно быть уделено реализации ППМ.

2. Структура и функции приёмопередающего модуля АФАР

Современный ППМ, применяемый в составе АФАР выполняет следующие функции:

– формирует заданный уровень мощности в излучателе АФАР;

– обеспечивает приём сигналов с требуемой чувствительностью и динамическим диапазоном;

– обеспечивает защиту малошумящего усилителя (МШУ) приёмного канала от чрезмерной наведённой мощности;

– обеспечивает независимое изменение амплитуды и фазы излучаемых и принимаемых сигналов с обеспечением требуемого диапазона регулировки и точности установки, в заданном частотном диапазоне;

– управляет переключателями приём-передача;

– компенсирует температурную зависимость коэффициентов передачи ППМ в режимах передачи и приёма;

– принимает и хранит кодовые команды управления;

– выдаёт коды состояния основных параметров и общего сигнала исправности для контроля.

На рисунке 1 изображена обобщённая функциональная схема ППМ.

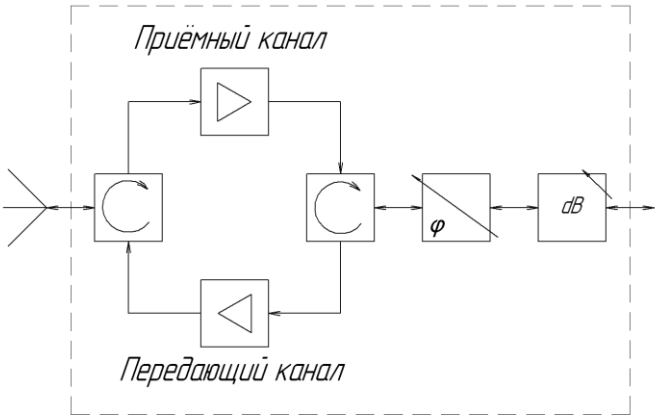


Рис.1. Обобщённая функциональная схема ППМ.

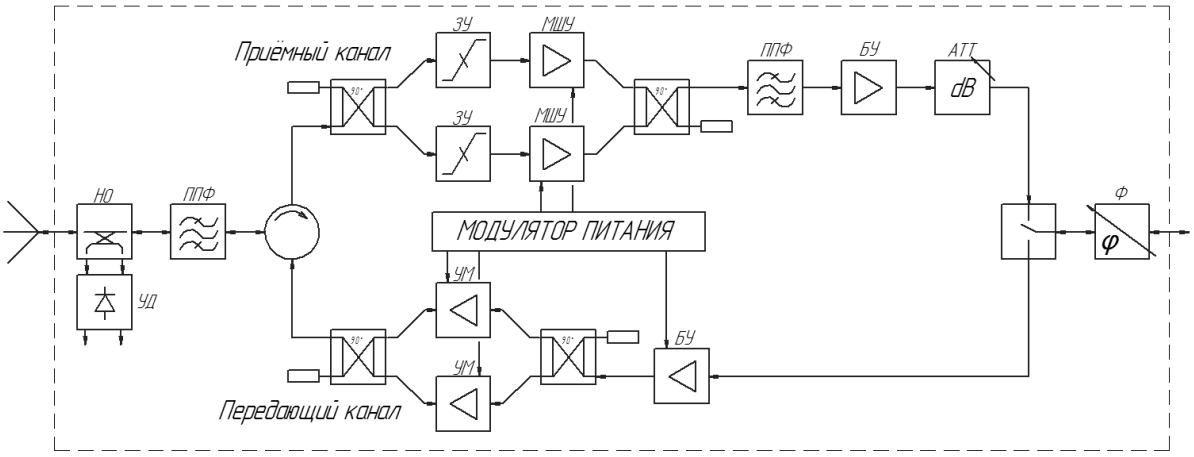
Параметры активных модулей АФАР зависят от требований, предъявляемых к радиоэлектронным комплексам (РЭК), в которой АФАР является антенной системой.

Приёмный канал выполняет функции частотной избирательности, усиления, в некоторых случаях преобразования частоты и поэтому имеет следующие характеристики и показатели качества: рабочий диапазон частот, коэффициент усиления по мощности и его неравномерность, диапазон регулировки усиления, полосу

пропускания, коэффициент шума, динамический диапазон, избирательность по побочным каналам приёма и др.

Передающий канал выполняет функции усиления и модуляции зондирующего сигнала. Его характеристики и параметры в основном те же, что у радиопередатчика: диапазон рабочих частот, рабочая полоса частот, нестабильность частоты, вид модуляции, выходная мощность, КПД, уровень побочных колебаний и др.

Исходя из опыта разработки модулей и требований, предъявляемых к ППМ, разработана функциональная схема, позволяющая обеспечить ППМ параметрами необходимыми для современных АФАР. Нас рисунке 2 изображена функциональная схема ППМ.



где,

НО - направленный ответвитель;

УД - устройство детектирования;

ППФ - полосно-пропускающий фильтр;

ЗУ - защитное устройство;

МШУ - малошумящий усилитель;

УМ - усилитель мощности;

БУ - буферный усилитель;

АТТ - дискретный перестраиваемый аттенюатор;

Ф - дискретный перестраиваемый фазовращатель.

Рис.2. Функциональная схема ППМ.

Особенностью данной схемы является то, что усилитель приёмного канала построен по балансной схеме, через четвертьволновый квадратурный мост. В такой схеме работают два малошумящих усилителя (МШУ), при этом перед каждым МШУ установлено защитное устройство (ЗУ). Такая схема построения приёмного канала обладает рядом преимуществ. Во-первых, за счёт того, что используется два МШУ, в два раза увеличивается динамический диапазон и точка компрессии, что расширяет возможности приёмника. За счёт использование двух ЗУ, в два раза увеличивается

потенциал защиты по наведённой мощности. Во-вторых, квадратурный мост включённый по входу приёмного усилителя обеспечивает поглощение отражённой наведённой мощности от ЗУ, при этом согласованная нагрузка моста должна быть рассчитана на поглощение мощности по заданным требованиям. В-третьих, балансная схема усилителя обеспечивает согласование входа и выхода каскада с показателями КСВн менее 1,5 в рабочей полосе частот. К минусам такой схемы нужно отнести увеличение коэффициента шума приёмника на 0,2÷0,3 дБ за счёт потерь во входном мосте. Передающий усилитель аналогично построен по балансной схеме. Такое решение так же обеспечивает хорошее согласование по входу и выходу, при этом точка компрессии 1 дБ увеличивается на 3 дБ. Кроме того, балансная схема включения усилителя, при выходе из строя одного из плечей, продолжает обеспечивать работу усилителя с снижением выходной мощности на 6 дБ. Для повышения коэффициента полезного действие (КПД) ППМ, вводится модулятор питания, обеспечивающий отключение передающего усилителя во время приёма и отключение приёмного во время работы на передачу. Для обеспечения необходимого коэффициента усиления и компенсации потерь в фазовращателе и аттенюаторе используются дополнительные усилительные каскады, буферные усилители (БУ). В приёмном канале между МШУ и БУ включён ППФ. Этот фильтр обеспечивает избирательность приёмника по побочным каналам приёма и повышает динамический диапазон по блокированию. Этот фильтр дополняет работу преселектора обеспечивая максимальное подавление сигналов вне рабочей полосы.

Для преселекции отражённого сигнала и подавления внеполосных излучений передающего усилителя мощности, в ППМ устанавливается полосно-пропускающий фильтр (ППФ). ППФ, используемые в качестве преселектора обладают малыми (≤0,5 дБ) потерями в полосе пропускания и обеспечивать как можно большее подавление вне полосы работы ППМ. На рисунках 3 и 4 приведены примеры преселекторов работающих в Р и Х диапазонах, соответственно.

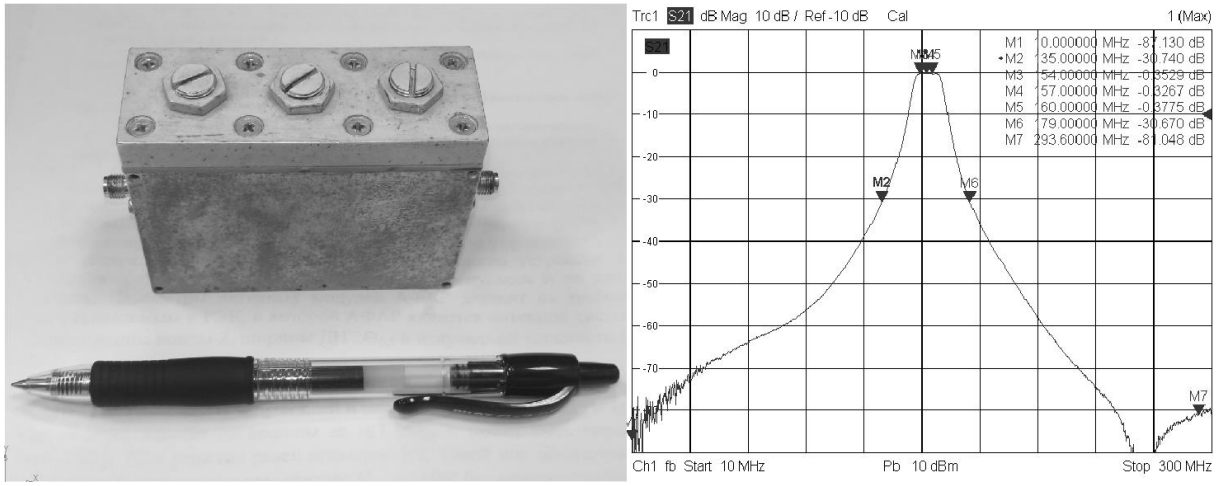


Рис.3. Преселектор Р диапазона.

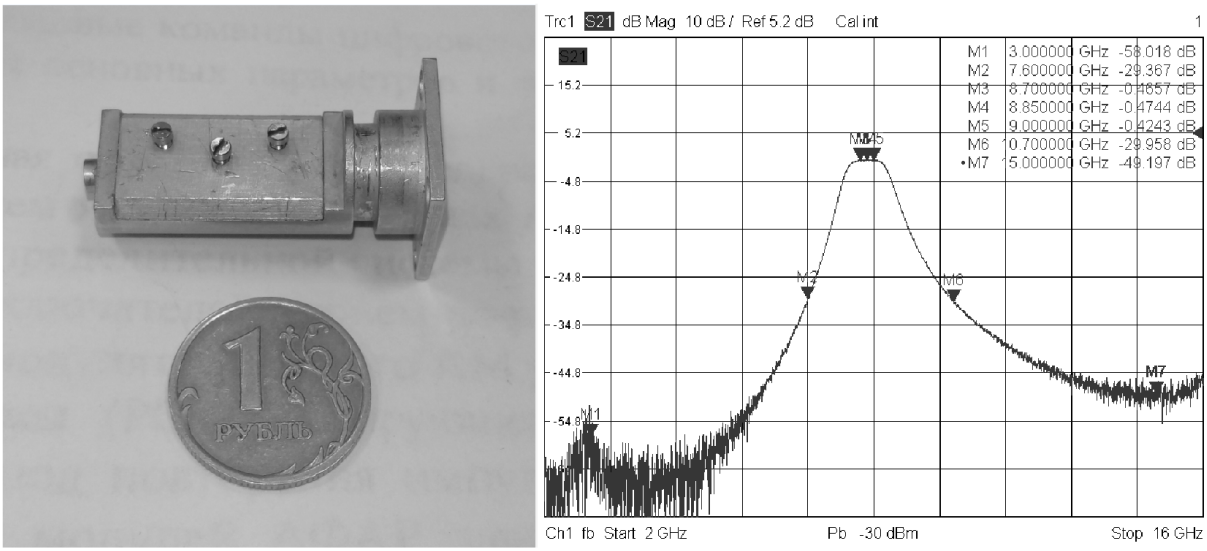


Рис.4. Преселектор X диапазона.

Функциональная схема ППМ построена таким образом, что один и тот же фазовращатель работает как по каналу приёма, так и по каналу передачи. Такое решение обеспечивает однозначность фазового смещения при работе в режиме передачи и приёма, тем самым обеспечивается стабильность диаграммы направленности (ДН) АФАР. Для снижения уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН используется амплитудное распределение по полотну АФАР. Для формирования необходимого амплитудного распределения в состав ППМ вводят перестраиваемый аттенюатор. Как правило амплитудное распределение формируют по приёмным канала, поэтому перестраиваемый аттенюатор включён в приёмном канале ППМ.

Для контроля и проверки функционирования в ППМ перед антенной (антенным разъёмом) устанавливают направленный ответвитель с детектирующими устройствами. Введение такого устройства позволяет контролировать уровень выходной мощности, рассогласование с антенной, уровень наведённой мощности, проводить проверку функционирования приёмного канала.

3. Конструктивные особенности приёмопередающих модулей

Габаритные размеры ППМ АФАР определяются возможностью размещения их в антенной решётке. Для исключения побочных максимумов излучения при сканировании шаг решётки не должен значительно превышать λ/2, поэтому при разработке ППМ, особенной для сантиметрового диапазона, необходима их миниатюризация. Эта задача решается при гибридно-интегральном или интегральном твердотельном исполнении ППМ, но малые размеры активных полупроводниковых приборов и ограниченное значение их по КПД приводят к большому локальному тепловыделению и необходимости применения эффективных устройств охлаждения, имеющих габариты, ограничивающие миниатюризацию.

Тепловой режим активного модуля является важнейшей характеристикой системы. В твердотельных АФАР лишь 10-15% подводимой мощности излучается антенной,

остальная трансформируется в тепло и приводит к перегреву элементов схемы. При значительном нагреве разброс температур между модулями увеличивается, из-за чего появляются дополнительные случайные ошибки в фазовом распределении по раскрыву антенны. В результате снижается коэффициент направленного действия (КНД) антенной решётки и, как следствие, ухудшается потенциал АФАР по точности и дальности. Кроме того, повышение температуры снижает срок службы модулей, что приводит к ухудшению надёжности и экономических показателей АФАР. Для обеспечения теплового режима в конструкции ППМ и АФАР в целом предусматриваются специальные системы охлаждения: принудительное воздушное, теплопередача испарением, жидкостное и др.

Принудительное воздушное охлаждение намного эффективнее естественного. Теплопередача в этом случае осуществляется принудительной воздушной конвекцией и излучением. Для обеспечения отвода тепла от места локализации нагрева применяются различные системы тепловых труб, которые позволяют трансформировать тепло от активного элемента в систему рассеивания или утилизации тепла. Применение принудительного воздушного охлаждения актуально при пространственной возможности компоновки АФАР. Для АФАР сантиметрового диапазона, где плотность компоновки сильно усложняет инженерную задачу, более актуальны системы жидкостного охлаждения. Некоторые из них построены таким образом, что ППМ имеет встроенный контур жидкостного охлаждения.

На рисунке 6 изображён ППМ со встроенным контуром жидкостного охлаждения. Модуль на задней стенке имеет два штуцера с самозапирающимся клапаном, для использования быстроразъёмного соединения (БРС).

Рис. 5. ППМ со встроенным контуром жидкостного охлаждения.

Рассматривая АФАР работающие в диапазонах L и ниже, вопрос миниатюризации не стоит так остро, и конструкция ППМ формируется из инженерных решений построения РЭКов или продиктовано конструктивными требованиями базовой несущей конструкции (БНК). В таких модулях обычно применяют принудительную воздушную систему охлаждения, прокачивая охлаждающий воздух через ламели радиатора. Антенно-фидерное устройство и последующая аппаратура соединяются с ППМ с помощью радиочастотных кабелей.

На рисунке 6 изображён двухканальный ППМ UHF диапазона.

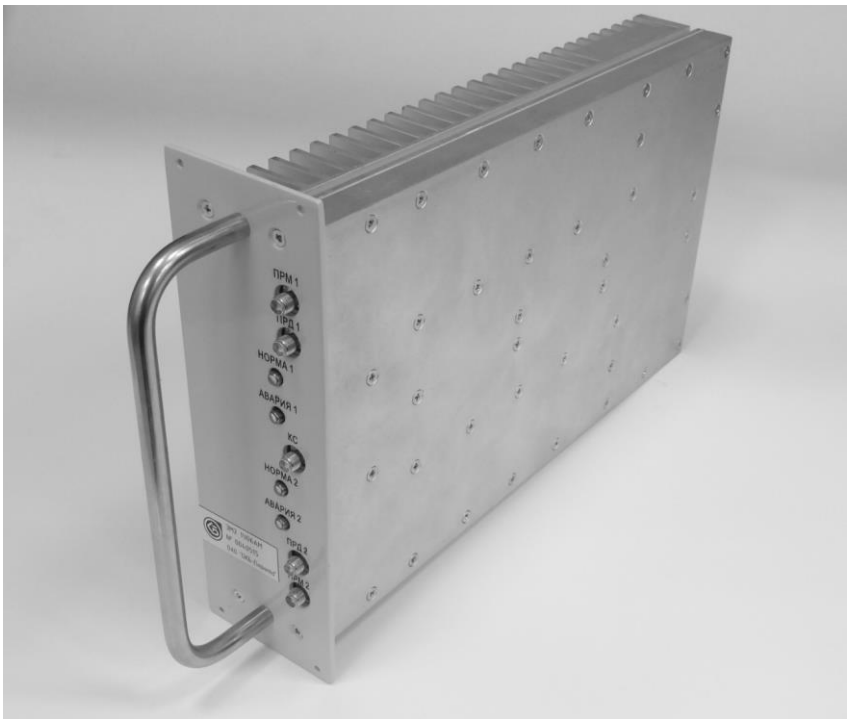


Рис. 6. Двухканальный ППМ UHF диапазона.

Изображённый на рисунке 6 ППМ устанавливается в стойку РЭКа по средствам установочных пазов и закрепляется через отверстия на передней панели. На задней стенке ППМ располагаются два антенных врубных разъёма и разъём питания и управления. На передней панели установлены радиочастотные разъёмы для подключения ППМ к аппаратуре формирования и обработки сигнала.

Переходя к модулям, работающим в диапазонах S и выше, скованность в размерах доставляет всё больше и больше трудностей разработчикам. Как правило в этих диапазонах антенна либо интегрирована в ППМ, либо жёстко стыкуется через разъём. Конструктивные размеры ППМ обусловлены шагом между излучателями. Так, например, в X диапазоне половина длинны волны уже составляет около 15 мм. Преселектор изображённый на рисунке 4 работает в X диапазоне, и его размеры жёстко связаны с шагом между излучателями в антенной решётке, потому что он крепиться непосредственно к антенне на полотне.

На рисунке 7 изображён антенный модуль X-диапазона с установленным преселектором.

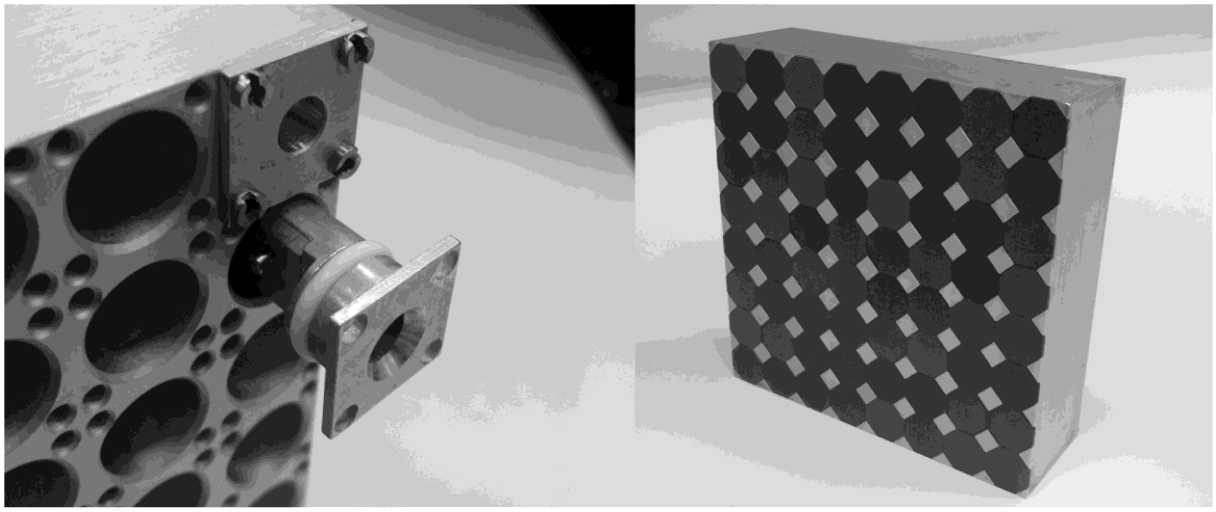


Рис. 7. Антенное модуль X-диапазона с установленным преселектором.

В борьбе за миниатюризацию и снижение стоимости ППМ, разработчики пришли к выводу, что в системах с высокой степенью интеграции, целесообразно применять модули, состоящие из нескольких каналов. Так наиболее часто встречаются модули, состоящие из 2, 4 или 8 каналов, хотя можно встретить и модули, состоящие из 32 или даже 64 каналов. На рисунке 9 изображён ППМ состоящий из шести каналов. Каждый канал состоит из набора функциональных узлов (ФУ): усилителей, фазовращателей и т.д. На рисунке 8 изображён ФУ усилителя X-диапазона, который включает в себя приёмный усилитель с коэффициентом шума менее 3,5 дБ, передающий усилитель с выходной мощностью 4 Вт и преселектор.

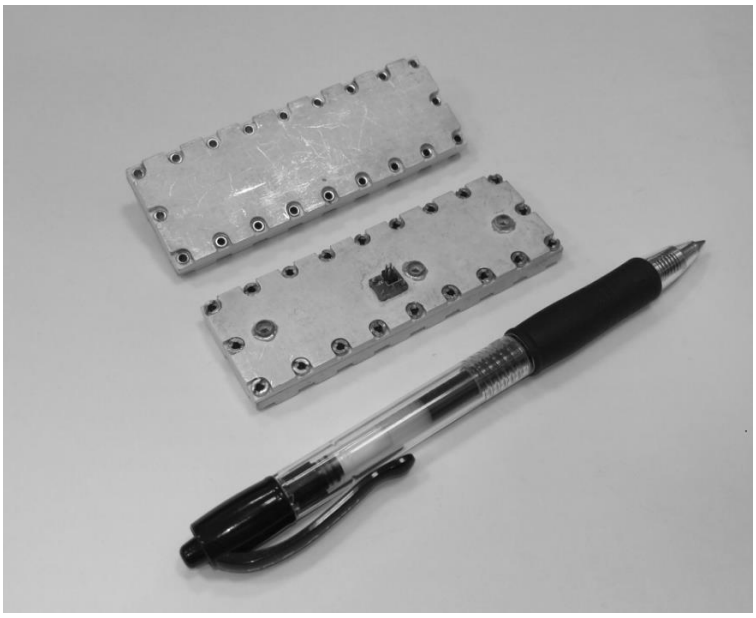


Рис. 8 ФУ усилителя X-диапазона.

Изображённый ФУ при помощи переходных разъёмов устанавливается в общий корпус ППМ, где и происходит его коммутация и управление.

По такому же принципу построены остальные ФУ ходящие в состав ППМ.

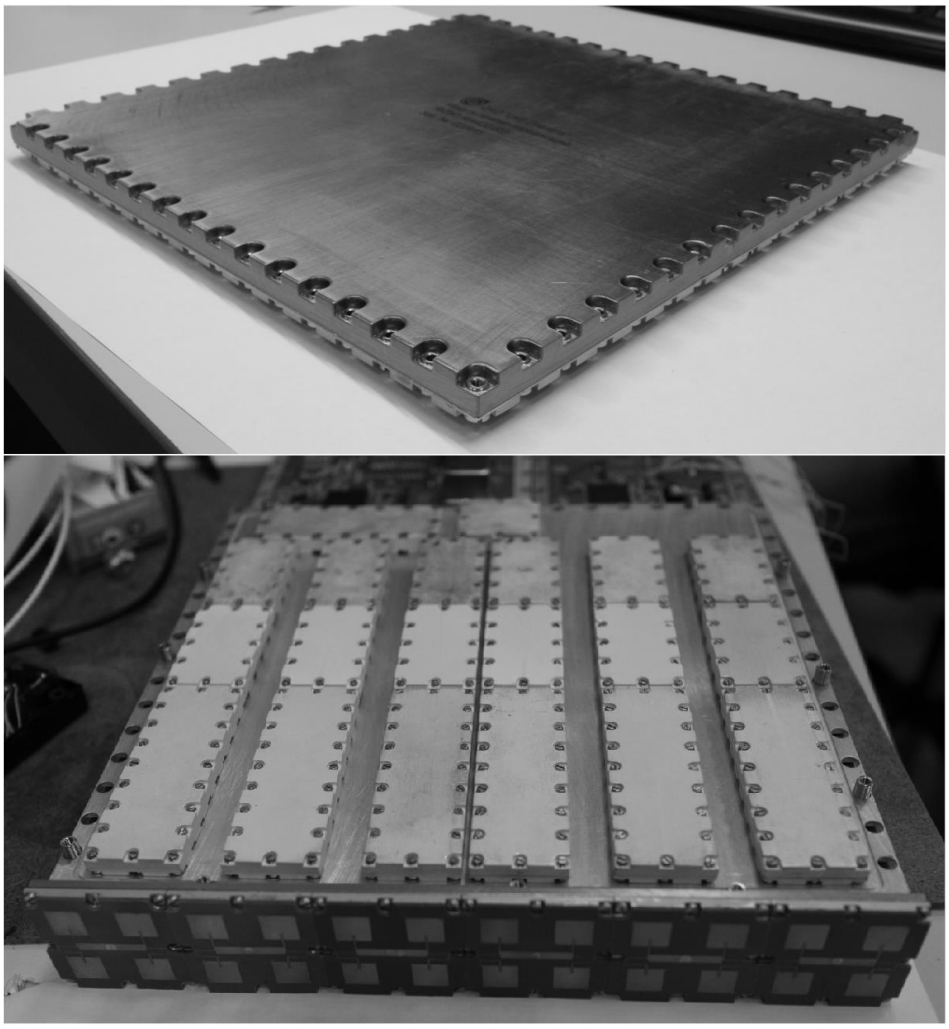


Рис. 8 Шестиканальный ППМ X-диапазона.

Изображённый ППМ имеет следующие параметры, представленные в таблице 1.

Таблица 1. Основные параметры шестиканального ППМ X-диапазона

Параметр	Значение
Количество независимых, шт.	6
Диапазон рабочих частот	X-диапазон
Полоса рабочих частот, МГц, не менее	300
КСВн по СВЧ входам ППМ, не более	1,5
Коэффициент шума приёмного тракта, дБ, не более	3.5
Коэффициент передачи приёмного канала, не менее, дБ	20
Импульсная выходная мощность (для одного канала), не менее, Вт	4
КПД передающего тракта, %, не менее	25
Скважность сигнала, менее	2
Длительность СВЧ импульсов, мс	0,1÷100
Диапазон изменения фазы дискретным фазовращателем, градусы	0÷360
Дискрет изменения фазы, градусы	5,625
Диапазон изменения амплитуды дискретным аттенюатором, дБ	31.5
Дискрет изменения амплитуды, дБ	0.5

4. Заключение

Системы построенные на основе АФАР непрерывно совершенствуются и развиваются, появляются новые требования, ужесточаются старые. Всё больше мире техники и науки появляются новые виды систем на основе цифровой АФАР (ЦАФАР), дающие ряд принципиально новых возможностей: адаптивное диаграммаобразование, одновременный приём сигналов с произвольных направлений и др. Развиваются и ППМ. Перед разработчиками ставятся новые задачи, новые требования. Следующие поколение ППМ бесспорно связано с системой построенной на основе ЦАФАР. Однако модуль ЦАФАР несомненно является более сложным устройством, так как в нём, наряду с традиционными, необходимо разместить устройства аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования (АЦП и ЦАП), обеспечить передачу данных на цифровой вычислитель. Единственным сдерживающим фактором в развитии ЦАФАР является его стоимость, но с развитием технологий, цифровые системы становятся всё более доступными и оправданными.

Литература

1. Братчиков А.Н., Васин В.И., Василенко О.О., Воронин Е.Н., Воскресенский Д.И., Гостюхин А.В., Гуськов Ю.Н., Громаков Ю.А., Евстропов Г.А., Иммореев И.Я., Кашин В.А., Котов Ю.В., Кошелев В.И., Кузнецов Ю.В., Лазуткин Б.А., Лиепинь У.Р., Малхин Р.Л., Овчинникова Е.В., Редькин Г.Е., Ругулев В.А., Сапрыкин С.Д., Слока В.К., Старостенков Е.А., Трусов В.Н., Шифрин Я.С. Активные фазированные решётки/ Под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.: ил.
2. Гостюхин В. Л., Трусов В. Н., Гостюхин А. В. Активные фазированные решётки/ Под ред. В. Л. Гостюхина Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.: ил.

References

1. Bratchikov A.N., Vasin V.I., Vasilenko O.O., Voronin E.N., Voskresenskiy D.I., Gostyukhin A.V. Guskov Y.N., Gromakov Y.A., Evstrapov G.A., Immoreev I.Y, Kashin V.A., Kotov Y.V., Koshelev V.I., Kuznecov Y.V., Lazutkin B.A., Liepin Y.P., Malahin R.L., Ovchinnikova E.V., Redkin G.E., Rugulev V.A., Saprykin S.D., Sloka V.K., Starostenkov E.A., Trusov V.N., Shifrin Y.S. Active phased arrays/ edited by Voskresenskiy D.I. and Kanashchenkov A.I. – M. Radiotehnika, 2004. – 488 c.: il.
2. Gostyukhin V.L., Trusov V.N., Gostyukhin A.V. Active phased arrays/ edited by Gostyukhin A.V. third edition – M. Radiotehnika, 2011. – 304 c.: il

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКАЛЯРНОГО И ВЕКТОРНОГО ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ

В. М. Артюшенко[1], В. И. Воловач[2]

[1]Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия
[2]Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы, связанные с оценкой погрешности измерения информационных параметров сигнала в условиях воздействия мультипликативных помех. Показано, что мультипликативная помеха ведет к смещению оцениваемых параметров движения; учет смещения позволяет перейти к несмещенным оценкам. Получены выражения, описывающие относительную погрешность измерения информационных параметров сигнала при воздействии мультипликативных помех, имеющих независимый характер. Показано, что точность измерения параметров движения возрастает с увеличением отличия плотности распределения вероятности оцениваемого параметра и воздействующей мультипликативной помехи от гауссовской.

Ключевые слова: радиолокационный измеритель; протяженный объект; мультипликативная помеха; отношение сигнал/помеха; погрешность измерения.

THE ESTIMATE OF MEASUREMENT ERROR SCALAR AND VECTOR SIGNAL PARAMETERS ON BACKGROUND OF NON-GAUSSIAN MULTIPLICATIVE NOISE

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. Issues associated with estimation of signal parameters measurement error under multiplicative interference are examined. It is shown that multiplicative noise results in shifting of motion parameters; taking this in account leads to unshifted estimation. The expressions are obtained describing the relative error of the information signal parameters measurement under influence of independent multiplicative noise. It is shown that accuracy of the motion parameters measurement increases with increasing of differences between probability densities of the measured parameter and the multiplicative noise from Gaussian probability density.

Keywords: radar meter, extended object, multiplicative noise, signal/noise ratio, measurement error.

1. Введение

Вопросы измерения (оценки) параметров сигналов, несущих информацию о движении объектов, в радиолокации являются традиционными и весьма подробно рассмотрены в [1, 2 и др.]. Достаточно хорошо изучены вопросы радиолокационного измерения точечных [3, 4] и отчасти сложных дискретных [5, 6] целей. Вместе с тем многие аспекты, связанные с измерением информационных параметров сигнала, несущих сведения о движении объектов, находящихся на относительно небольших расстояниях от радиолокационных измерителей, являются ещё недостаточно

изученными и имеют ряд специфических особенностей как теоретического, так и практического характера [7–9].

В большинстве работ, посвященных вопросам оценки параметров сигналов, считалось, что на полезный сигнал воздействует только аддитивная помеха, описывающаяся, как правило, гауссовской плотностью распределения вероятности (ПРВ). Однако, как показывают проведенные исследования [10, 11], принимаемый измерителем сигнал подвержен воздействию не только со стороны аддитивных, но и мультипликативных помех, имеющих ярко выраженный негауссовский характер [12–16]. Для радиолокации, радионавигации, телеметрии, радиоизмерительной техники представляет значительный интерес оценить влияние мультипликативной помехи на точность измерения параметров движения протяженных объектов

2. Оценка точности измерения информационных параметров на фоне негауссовских мультипликативных помех

Задачу оценивания информационных параметров полезного сигнала будем решать в дискретном времени наблюдения. Считаем, что в течение времени [0, T] наблюдается выборки случайного процесса $Y_h \equiv Y(t_h)$ (h = 1, …, H), являющегося смесью полезного сигнала $s\left(\vec{\lambda}, t_h\right)$ и мультипликативной $\eta(t_h)$ помехи $y(t_h) = \eta(t_h)\ s\left(\vec{\lambda}, t_h\right)$.

Полезный сигнал содержит совокупность параметров $\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \ldots, \lambda_m\}$, подлежащих измерению (оцениванию), причем считается, что на интервале наблюдения эти параметры остаются неизменными. Оценку информационных параметров будем осуществлять по методу максимума апостериорной ПРВ (АПРВ).

Для определения количественных оценок измеряемых параметров используем нижние границы неравенства Крамера-Рао [17, 18].

Отметим, что в нашем случае оценке будут подлежать только неэнергетические информационные параметры полезного сигнала. При этом считается, что оценки параметров асимптотически (при $H \to \infty$) состоятельны, эффективны и нормально распределены [19].

Как известно [20–22], воздействие мультипликативной помехи на полезный сигнал приводит, в общем случае, к смещению оценки измеряемых (оцениваемых) параметров. В этом случае математическое ожидание оценки информационного параметра $\hat{\lambda}$ будет смещено относительно λ:

$$m_1\left\{\hat{\lambda} = b(\lambda)\right\} = \int_y b(\lambda) W_{\text{п}}(\lambda)\, dy = \lambda + \Delta(\lambda),$$

где $b(\lambda)$ – оценка неслучайного параметра λ; $W_{\text{п}}(\lambda)$ – функция правдоподобия, зависящая как от параметра λ, так и от реализации $y = y_1, \ldots, y_h$; ($y \in Y$), наблюдаемого случайного процесса; $\Delta(\lambda)$ – смещение оценки.

Дисперсия смещенной оценки находится как:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}=b(\lambda)} = m_1\left\{b(\lambda) - \lambda - \Delta(\lambda)\right\}^2 = m_1\left\{b(\lambda) - m_1\left[b(\lambda)\right]\right\}^2.$$

Нижняя граница дисперсии смещенной оценки, определяемая неравенством Крамера-Рао, в этом случае будет иметь вид [18]:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}=b(\lambda)} \geq \frac{\left[\dfrac{\mathrm{d}b(\lambda)}{\mathrm{d}\lambda}\right]^2}{m_1\left\{\dfrac{\partial \ln W_{\text{п}}(\lambda)}{\partial\lambda}\right\}^2}, \qquad (1)$$

где $b(\lambda) = \lambda + \Delta(\lambda)$.

Следует отметить, что, как правило, для смещенной оценки информационного параметра ее точность определяется не дисперсией, а среднеквадратическим отклонением (СКО) от оцениваемого параметра λ [18]:

$$\delta_{\hat{\lambda}=b(\lambda)} = \left[m_1\left\{\left(b(\lambda)-\lambda\right)^2\right\}\right]^{0,5}.$$

Данное выражение показывает полную ошибку измерения (оценивания) информационного параметра, учитывающую смещение оценки, вызванное мультипликативной помехой.

В большинстве случаев определить величину смещения достаточно сложно. Обычно для этого применяют метод вариационного исчисления [23, 24].

Сравнительно просто определить смещение лишь в том случае, если само смещение не зависит от оцениваемого параметра $\Delta(\lambda) \equiv \Delta$. В этом случае при определении нижних границ неравенства Крамера-Рао можно перейти к несмещенной оценке информационного параметра $b(\lambda) - \Delta$ [1].

В качестве примера определим величину смещения, вызываемую воздействием на полезный сигнал $s(\lambda, t_h)$ мультипликативной помехи $\eta(t_h)$, описываемой ПРВ Накагами:

$$W(U) = \left(2/\Gamma(m)\right)\left(m/\Omega\right)^m U^{2m-1}\exp\left\{-mU^2/\Omega\right\},\ U \geq 0, \qquad (2)$$

где: $m = \Omega^2 \Big/ \left\langle \left(U^2 - \Omega^2\right)^2 \right\rangle \geq 0,5$, $\Omega = \left\langle U^2 \right\rangle$ – параметры распределения; $\Gamma(.)$ – гамма-функция.

Считаем, что помеха и оцениваемый параметр между собой независимы. В этом случае величина смещения определяется математическим ожиданием модулирующей помехи и будет зависеть лишь от параметров ее распределения [25]:

$$\Delta = m_1 = \frac{\Gamma(m+0,5)\left(\Omega/m\right)^{0,5}}{\Gamma(m)}.$$

Отметим, что параметр распределения m в этом случае может служить мерой глубины флюктуаций интенсивности мультипликативной помехи, определяемый как отношение квадрата средней мощности воздействующей помехи $\Omega = m_1\left\{\eta^2\right\} = \left\langle \eta^2 \right\rangle$ к ее дисперсии [26, 27]:

$$m = \frac{\left[m_1\left\{\eta^2\right\}\right]^2}{m_1\left\{\eta^4\right\} - \left[m_1\left\{\eta^2\right\}\right]^2},$$

где $m_1\left\{\eta^n\right\}$ – начальный момент n-го порядка интенсивности мультипликативной помехи.

Анализ приведенных выражений показывает, что с увеличением параметра Ω, характеризующего среднюю мощность мультипликативной помехи, величина смещения так же возрастает. При изменении глубины флюктуации интенсивности мультипликативной помехи, определяемой значением параметра m, в диапазоне от 0,5 до 1 смещение практически не меняется. Таким образом, если известны параметры распределения мультипликативной помехи, то можно определить вносимую ею величину смещения, после чего, как это было показано выше, если смещение не зависит от оцениваемого параметра, легко перейти к несмещенной оценке информационного параметра.

3. Оценка точности измерения скалярного информационного параметра на фоне мультипликативной помехи с независимыми значениями

Конкретизируем оценку точности измерения параметров движения лоцируемого объекта в условиях мультипликативных негауссовских помех, имеющих независимый характер.

Для расчета потенциальной точности воспользуемся соотношением [17]:

$$m_1\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda}\ln W_{\text{п}}(\lambda)\right]^2 = -m_1\left[\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}\lambda^2}\ln W_{\text{п}}(\lambda)\right].$$

Считаем, что на вход радиолокационного измерителя поступает мультипликативная смесь вида $y_h = \eta_h s(\lambda, t_h)$ полезного сигнала $s(\lambda, t_h)$ несущего информацию, например, об одном из параметров движения объекта $(\lambda = \omega, \dot{\omega}, \varphi)$ и мультипликативной негауссовской помехи η_h. Логарифм функции правдоподобия (ЛФП) $W_{\text{п}}(\lambda)$ существует и может быть записан относительно мультипликативной помехи в виде [17]:

$$W_{\text{п}}(\lambda) = B_\eta(\eta) = \ln W_\eta\left\{y(t_h)/s(\lambda, t_h)\right\}\left|s^{-1}(\lambda, t_h)\right|,$$

где $W_\eta\{.\}$ – ПРВ мультипликативной негауссовской помехи с независимыми значениями.

Возьмем вторые производные от ЛФП по информационному параметру:

$$B^{\lambda}_{\eta.h.h}{}'' = \eta_h^2 B^{\eta}_{\eta.h.h}{}''\left[\frac{s_\lambda{}'(\lambda, t_h)}{s(\lambda, t_h)}\right]^2 - 2\eta_h B^{\eta}_{\eta.h}{}'\left[\frac{s_\lambda{}'(\lambda, t_h)}{s(\lambda, t_h)}\right]^2 +$$
$$+\eta_h B^{\eta}_{\eta.h}{}'\frac{s_\lambda{}'(\lambda, t_h)}{s(\lambda, t_h)} - \frac{s_\lambda{}'(\lambda, t_h)}{s(\lambda, t_h)} + \frac{s_\lambda{}''(\lambda, t_h)}{s(\lambda, t_h)}. \qquad (3)$$

Считаем, что процесс измерения осуществляется в установившемся стационарном режиме. В этом случае для определения стационарной дисперсии необходимо произвести усреднение как по множеству, так и по времени компонентов входящих в выражение (3) [17, 18].

Воспользовавшись методикой изложенной в [17], пропуская довольно громоздкие математические преобразования, приведенные подробно в [22], получим:

$$\tilde{\tilde{B}}^{\lambda}_{\eta.h.h}{}'' = \sigma_k^2\left[I_D^{\eta} - 1\right],$$

где $\sigma_k^2 = \lim_{H\to\infty} H^{-1}\sum_{h=1}^{H}\left[\frac{s'_{\lambda}\left(\hat{\lambda}, t_h\right)}{s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)}\right]^2 = k^2 H^{-1}$; k – коэффициент, учитывающий форму полезного сигнала; $I_D^{\eta} = -m_1\left\{\eta_h{}^2\frac{\partial^2}{\partial\eta_h^2}W_{\eta}(\eta)\right\}$ – Фишеровская дисперсионная информация (динформация) [28], заключенная относительно мультипликативной помехи в одномерной ПРВ $W_{\eta}(\eta)$.

Неравенство Крамера-Рао (1) при оценке параметра λ по максимуму апостериорной ПРВ, с учетом выше сказанного, будет определяться:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.\eta} \geq \frac{\left\{\mathrm{d}b(\lambda)/\mathrm{d}\lambda\right\}^2}{\left\{\sigma_k^2\left[I_D^{\eta} - 1\right] + I_F^{\lambda}\right\}}, \qquad (4)$$

где I_F^{λ} – информация по Фишеру, содержащаяся в случайном процессе с одномерной ПРВ $W(\lambda)$: $I_F^{\lambda} = \left\{m\left[\frac{\mathrm{d}\ln W(\lambda)}{\mathrm{d}\lambda}\right]^2\right\} = \int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{\mathrm{d}\ln W(\lambda)}{\mathrm{d}\lambda}\right]^2 W(\lambda)\,d\lambda$.

Заметим, что в случае несмещенной оценки информационного параметра λ, при воздействии на полезный сигнал мультипликативной помехи выражение (4) примет вид:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.\eta} \geq \left\{\sigma_k^2\left[I_D^{\eta} - 1\right] + I_F^{\lambda}\right\}^{-1}. \qquad (5)$$

Если оценка информационного параметра осуществляется методом максимального правдоподобия, то (5) запишется:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.\eta} \geq \left\{\sigma_k^2\left[I_D^{\eta} - 1\right]\right\}^{-1}.$$

4. Оценка точности измерения векторного информационного параметра на фоне мультипликативной помехи с независимыми значениями

Рассмотрим теперь оценку векторного информационного параметра $\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \ldots, \lambda_m\}$ полезного сигнала на фоне воздействия мультипликативной помехи с независимыми значениями, воспользовавшись методикой, изложенной в [29].

В качестве примера рассмотрим случай измерения $\omega, \dot{\omega}$ и φ сигнала

$$s\left(\vec{\lambda}, t_h\right) = U_{m.h}\sin\left[\left(\omega + 0{,}5\dot{\omega}t_h\right)t_h + \varphi\right].$$

Для удобства представим полезный сигнал в виде

$$s\left(\vec{\lambda}, t_h\right) = U_{m.h} \sin\left[\lambda_1 + \lambda_2 t_h + \lambda_3 t_h^2\right], \qquad (6)$$

где $\lambda_1 = \varphi$; $\lambda_2 = \omega$; $\lambda_3 = \dot{\omega}$.

Заметим, что в нашем случае, при оценке информационных параметров по максимуму АПРВ должны выполняться три уравнения:

$$\left.\frac{\mathrm{d}W_y\left(\vec{\lambda}\right)}{\mathrm{d}\lambda_1}\right|_{\lambda_1=\hat{\lambda}_1} = 0; \quad \left.\frac{\mathrm{d}W_y\left(\vec{\lambda}\right)}{\mathrm{d}\lambda_2}\right|_{\lambda_2=\hat{\lambda}_2} = 0; \quad \left.\frac{\mathrm{d}W_y\left(\vec{\lambda}\right)}{\mathrm{d}\lambda_3}\right|_{\lambda_3=\hat{\lambda}_3} = 0.$$

Выражение нижней границы неравенства Крамера-Рао для оценки совместных параметров полезного сигнала по максимуму апостериорной ПРВ будут иметь вид [30]:

$$\sigma^2_{\tilde{\lambda}ij} \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right|; \; i, j = 1, 2, 3, \qquad (7)$$

где $\left|J_{ij}\right|$ – алгебраическое дополнение элемента J_{ij} информационной матрицы Фишера $\left\|J\right\|$, в котором индексы ij определяют изменяемый информационный параметр сигнала: частоту ω, производную частоты $\dot{\omega}$ и фазу φ; $\left|J\right|$ – определитель матрицы $\left\|J\right\|$.

Однако, элементы информационной матрицы Фишера в общем случае с учетом смещения оцениваемых параметров $b\left(\lambda_i\right) = \lambda_i + \Delta\left(\lambda_i\right)$, $i = 1, \ldots, m$ будут определяться:

$$\sigma^2_{\tilde{\lambda}ij} \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right| \; J_{ij} = \left\{\frac{\mathrm{d}b\left(\lambda_i\right)}{\mathrm{d}\lambda_i} \times \frac{\mathrm{d}b\left(\lambda_j\right)}{\mathrm{d}\lambda_j}\right\} \left\{\sigma^2_{k.ij}\left[I^{\eta}_D - 1\right] + I^{\lambda}_{F.ij}\right\}^{-1}, \qquad (8)$$

где $\sigma^2_{k.ij} = \lim_{H\to\infty} H^{-1} \sum_{h=1}^{H} \left[\frac{s'_{\lambda.i}\left(\vec{\lambda}, t_h\right) s'_{\lambda.j}\left(\vec{\lambda}, t_h\right)}{s^2\left(\vec{\lambda}, t_h\right)}\right] = k_i k_j H^{-1}$; $I^{\lambda}_{F.ij}$ – составляющая информационной матрицы Фишера относительно оцениваемых (измеряемых) информационных параметров, заключенная в ПРВ измеряемых параметров $W_{\tilde{\lambda}}\left(\vec{\lambda}\right)$.

Заметим, что если оцениваемые параметры не смещены $\Delta(\lambda_i) = 0$, то (8) примет вид:

$$\sigma^2_{\tilde{\lambda}ij} \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right| \; J_{ij} = \left\{\sigma^2_{k.ij}\left[I^{\eta}_D - 1\right] + I^{\lambda}_{F.ij}\right\}^{-1}. \qquad (9)$$

Если информационные параметры $\vec{\lambda}$ оцениваются по методу максимального правдоподобия, то (9) запишется:

$$J_{ij} = \left\{\sigma^2_{k.ij}\left[I^{\eta}_D - 1\right]\right\}^{-1}.$$

Отметим, что если смещение, вносимое мультипликативной помехой, известно и не зависит от оцениваемых параметров, то, так же как и при оценке одного параметра, можно перейти к несмещенным оценкам [17]

$$b\left(\lambda_i\right) - \Delta = \hat{\lambda}_i.$$

Считаем, что на полезный сигнал воздействует мультипликативная помеха, описываемая ПРВ Накагами (2).

В этом случае выражение для Фишеровской дисперсионной информации (динформации), заключенной относительно мультипликативной помехи в одномерной ПРВ $W_\eta(\eta)$, примет вид [22]:

$$I_D^\eta = m_1\left\{\eta^2\left(B_{\eta.h}^{\eta}{}'\right)^2\right\} = m_1\left\{\eta^2\left(\frac{2m-1}{\eta}-\frac{2m}{\Omega}\eta\right)^2\right\} = 4m+1,$$

где m и Ω – параметры распределения Накагами.

Оценка параметров осуществляется на интервале наблюдения [0, T], начало и конец которого точно известны и совпадают с моментами времени, соответствующими началу и концу полезного сигнала.

Считаем, что на интервале измерения оцениваемые параметры остаются неизвестными, а их величина равна значениям, принимаемым в момент окончания интервала измерения. Число отсчетов на интервале наблюдения велико $H \simeq T/\Delta_h >> 1$, где Δ_h – интервал между двумя соседними отсчетами на шагах h и h–1.

Тогда можно записать, что $\sigma_{k.ij}^2 = k_i k_j H^{-1} \cong \dfrac{k_i k_j}{T}\Delta_h$.

Воспользовавшись результатами [22], после необходимых математических преобразований получим выражение для определения элементов информационной матрицы Фишера:

$$\sigma_{\tilde{\lambda}ij}^2 \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right| \; J_{ij} = \left\{\sigma_{k.ij}^2 4m\left(-1\right)^{i+j-2} T^{i+j-1}\left(i+j-1\right)^{-1} + I_{F.ij}^{\lambda}\right\}. \qquad (10)$$

Информационная матрица Фишера для случая когда оценка измеряемых параметров осуществляется методом максимального правдоподобия будет иметь вид:

$$\sigma_{\tilde{\lambda}ij}^2 \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right| \; \left\|J\right\| = \sigma_{k.ij}^2 4m \begin{Vmatrix} T & -0,5T^2 & \frac{1}{3}T^3 \\ -0,5T^2 & \frac{1}{3}T^3 & -0,25T^4 \\ \frac{1}{3}T^3 & -0,25T^4 & 0,2T^5 \end{Vmatrix}. \qquad (11)$$

Определитель такой матрицы равен

$$\left|J\right| = \left(\sigma_{k.ij}^2 4m\right)^3 T^9 \Big/ 2160 .$$

Подставив (10) и (11) в (7) с учетом известных правил работы с матрицами, получим выражение для нахождения нижних границ неравенства Крамера-Рао информационных параметров сигнала (6) при воздействии мультипликативной помехи, описывающейся одномерной ПРВ Накагами.

Так, например, для оценки фазы названное выражение запишется в виде:

$$\sigma_{\tilde{\lambda}ij}^2 \geq \left|J_{ij}\right| \Big/ \left|J\right| \; \sigma_{\tilde{\varphi}.\eta}^2 \geq \left\{\left(4m\frac{k_1 k_1}{T}\Delta_h\right)T \Big/ 9\right\}^{-1}. \qquad (12)$$

В том случае, если значения информационных параметров сигнала ω, ώ и φ принимаются равными в середине интервала измерения, выражение (10) примет вид:

$$J_{ij}=\left\{\sigma^2_{k.ij}\,4m\left(-1\right)^{i+j-2}\left[\frac{\left(0,5T\right)^{i+j-1}-\left(-0,5T\right)^{i+j-1}}{\left(i+j-1\right)}\right]+I^{\lambda}_{F.ij}\right\}.$$

Информационная матрица Фишера $\|J\|$ при оценке параметров методом максимального правдоподобия запишется

$$\|J\|=\sigma^2_{k.ij}\,4m\begin{vmatrix} T & 0 & T^3/12 \\ 0 & T^3/12 & 0 \\ T^3/12 & 0 & T^5/80 \end{vmatrix}.$$

Тогда, по-прежнему, $|J|=\left(\sigma^2_{k.ij}\,4m\right)^3 T^9\Big/2160$ и, в этом случае, выражение для оценки фазы запишется:

$$\sigma^2_{\tilde{\lambda}ij}\geq\left|J_{ij}\right|\Big/|J|\;\sigma^2_{\tilde{\varphi}.\eta}\geq\left\{\left(4m\frac{k_1k_1}{T}\Delta_h\right)4T\Big/9\right\}^{-1}. \qquad (13)$$

Сравнивая (12) и (13), видно, что дисперсия оценок φ значительно меньше, если привязка измерения осуществляется к середине интервала наблюдения. Это происходит за счет того, что кроме J_{13} и J_{31} недиагональные элементы равны нулю. Это полностью совпадает с известными ранее результатами [17, 29].

Заметим, что выражения (12) и (13), вплоть до обозначений, совпадают с выражениями, полученными в работе [29], осуществленной по методике Тупугина В.Н. для статистической оценке частоты непрерывного сигнала, если принять, что на полезный сигнал воздействует только аддитивный нормальный стационарный шум, а мультипликативная помеха отсутствует. При этом считается, что сигнал, значительно превышает аддитивный шум.

5. Заключение

Таким образом, рассмотрены граничные значения неравенства Крамера-Рао для совместной и раздельной оценки информационных параметров полезного сигнала на фоне мультипликативных помех. Показано, что в общем случае мультипликативная помеха ведет к смещению оцениваемых информационных параметров, причем, чем больше величина смещения, тем точность измерения хуже. Учет смещения, вызванный модулирующей помехой, позволяет перейти к несмещенным оценкам. Показано, что погрешность измерения информационных параметров полезного сигнала может быть существенно уменьшена за счет учета Фишеровской дисперсионной информации (динформации) I_D о модулирующей помехе.

В результате, на основании выше изложенного можно сделать важный вывод о том, что для повышения точности измерения информационных параметров полезного сигнала необходим учет воздействующей на сигнал мультипликативной помехи. На практике это означает, что в структурной схеме радиотехнического измерителя

информационных параметров необходимо создание специального канала по оценке мультипликативной помехи.

Литература

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
2. Radar handbook / Ed. by M. I. Scolnik; 2nd ed. New York : McGraw-Hill, 1990. – 1199 p.
3. Родимов А. П., Поповских В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
4. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Boston–London: Artech House, 1994. – 273 p.
5. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Марганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанин и др.; под ред. Л. Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.
6. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Сов. радио, 1981. – 288 с.
7. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood: Artech House, 2003. – 289 p.
8. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения параметров движения протяженных объектов в условиях изменяющейся дальности // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2015, Т. 58, № 1. – С. 26-37.
9. Hammarstrand L., Svensson L., Sandblom F., Sorstedt J. Extended object tracking using a radar resolution model // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., July 2012, Vol. 48, No. 3. – P. 2371-2386.
10. Kassam S. A. Signal Detection in Non-Gaussian Noise. New York: Springer Verlag, 1989. – 242 p.
11. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
12. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне аддитивно-мультипликативных помех // Радиолокация, навигация, связь. XXIII Международная научно-техническая конференция. Том 3. Воронеж, 2017. – С. 827-834.
13. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Идентификация параметров распределения аддитивных и мультипликативных негауссовских помех // Автометрия, 2017, Т. 53, № 3. – С. 36-43.
14. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Измерение информационных параметров сигнала в условиях воздействия аддитивных негауссовских коррелированных помех // Автометрия, 2016, Т. 52, № 6. – С. 22-28.
15. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Квазиоптимальная обработка сигналов на фоне аддитивной и мультипликативной негауссовских помех // Радиотехника, 2016, № 1. – С. 124-130.
16. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Estimation of measurement accuracy the scalar information parameter of the signal under non-Gaussian multiplicative noise with independent values // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS`2017). Novi Sad, Serbia, Sept 29 – Oct 2, 2017. – P. 378-381.
17. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный приём сигналов. М.: Сов. радио, 1975. – 704 с.
18. Левин Б. Р. Теоретические основы статической радиотехники; 3-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1989. – 656 с.
19. Крамер Г. Математические методы статистики: пер. с англ. М.: Мир, 1975. – 648 с.
20. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов / И. Я. Кремер, В. И. Владимиров, В. И. Карпухин; под ред. И. Я. Кремера. М.: Сов. радио, 1972. – 480 с.
21. Васильев К. К. Прием сигналов при мультипликативных помехах. Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1983. – 128 с.
22. Артюшенко В. М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: ФГБОУ ВПО ФТА; изд-во «Канцлер», 2014. – 298 с.

23. Бакут П. А., Логинов В. П., Ю. П. Шумилов. Методы определения границ точности в задачах оценивания неизвестных параметров // Зарубежная радиоэлектроника, 1978, № 5. – С. 3-36/
24. Tzay Y. Yong. Error bounds for stochastic estimation of signal parameters / Y. Yong Tzay, R. A. Westerberg // IEEE Trans. on Information Theory, Sept. 1971, Vol. 17, No. 5. – P. 549-557.
25. Nakagami M. The m-distribution-A-general formula of intensity of rapid fading // Statistical Methods in Radio Wave Propagation: Proceedings of a Symposium Held at the University of California, Los Angeles, June 18 – 20, 1958. New York: Pergamon Press, 1960. – P. 3-36.
26. Билетов М. В., Вассерштейн И. С., Рыльский В. В. Обнаружение радиолокационных сигналов при флуктуациях их интенсивности по закону Накагами // Радиотехника, 1976, Т. 31, №1. – С.16-19.
27. Долуханов М. П. Флуктуационные процессы при распространении радиосвязи. М.: Связь, 1971. – 360 с.
28. Цыпкин Я. З. Основы информационной теории идентификации. М.: Наука, 1984. – 320 с.
29. Тузов Г. И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. М.: Сов. радио, 1967. – 256 с.
30. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника; 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1982. – 624 с.

REFERENCES

1. Finkelstein M. I. The fundamentals of radar systems. M.: Radio and communication, 1983. – 536 p.
2. Radar handbook / Ed. by M.I. Scolnik; 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1990. – 1199 p.
3. Radimov P. A., Popovsky V. V. Statistical theory of polarization-temporal processing of signals and interferences. M.: Radio and communication, 1984. – 272 p.
4. Nebabin V. G. Methods and Techniques of Radar Recognition. Boston–London: Artech House, 1994. – 273 p
5. Radar characteristics of aircraft / Ed. by L. T. Tuchkov. M.: Radio and communication, 1985. – 236 p.
6. Falkovich S. E., Khomyakov E. N. The statistical theory of measuring radio systems. M.: Soviet radio, 1981. – 288 p.
7. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood: Artech House, 2003. – 289 p.
8. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Evaluation of error of measurement of parameters of motion of extended objects under changing range // Radioelektronika, 2015, Vol. 58, No. 1. – P.26-37.
9. Hammarstrand L., Svensson L., Sandblom F., Sorstedt J. Extended object tracking using a radar resolution model // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. July 2012, Vol. 48, No. 3. – P. 2371-2386.
10. Kassam S. A. Signal Detection in Non-Gaussian Noise. New York: Springer Verlag, 1989. – 224 p.
11. Theory of detection signals / P. S. Akimov, P. A. Bakut, V. A. Bogdanovich, and others; ed. by P. A. Bakut. M.: Radio and communication, 1984. – 440 p.
12. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Evaluation of the accuracy of the information parameters of the signal against additive-multiplicative noise // Radar, navigation, communications. XXIII international scientific and technical conference. Vol. 3. Voronezh, 2017. – P. 827-834.
13. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Identification of distribution parameters of additive and multiplicative non-Gaussian noises // Avtometriya, 2017, Vol.. 53, No. 3. – P. 36-43.
14. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Measurement of information parameters of the signal under the influence of additive non-Gaussian correlated noise // Avtometriya, 2016, Vol.. 52, No. 6. – P. 22-28.
15. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Quasi-optimal signal processing against additive and multiplicative non-Gaussian noise // Radiotechnics, 2016, No. 1. – P. 124-130.
16. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Estimation of measurement accuracy the scalar information parameter of the signal under non-Gaussian multiplicative noise with independent values // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS`2017). Novi Sad, Serbia, Sept 29 – Oct 2, 2017. – P. 378-381.

17. Tikhonov V. I., Kulman N. K. Non-linear filtration and quasi-coherent reception of signals. M.: Soviet radio, 1975. – 704 p.
18. Levin B. R. Theoretical foundations of statistical radio engineering / 3rd ed., rev. and supplementary M.: Soviet radio, 1989. – 656 p.
19. Kramer G. Mathematical methods of statistics / trans. from Engl. M.: Mir, 1975. – 648 p.
20. Modulating (multiplicative) interferences and reception of radio signals / I. J. Kremer, V. I. Vladimirov, V. I. Karpukhin; ed. by I. J. Kremer. M.: Soviet radio, 1972. – 40 p.
21. Vasiliev K. K. The reception of signals in multiplicative noise. Saratov: Publishing house of Saratov University, 1983. –.128 p.
22. Artyushenko V. M. Processing of the information parameters of the signal under additive-multiplicative non-Gaussian noise. M.: FGBOU VPO FTA; Izd-vo «Kantsler», 2014. – 298 p.
23. Bakut P. A., Loginov V. P., Shumilov Yu. P. Methods of determining the limits of the precision in the estimation problems of unknown parameters // Foreign radio electronics, 1978, No. 5. – P. 3-36.
24. Tzay Y. Yong, Westerberg R. A.. Error bounds for stochastic estimation of signal parameters // IEEE Trans. on Information Theory. Sept. 1971, Vol. 17, No. 5. – P. 549-557.
25. Nakagami M. The m-distribution-A-general formula of intensity of rapid fading // Statistical Methods in Radio Wave Propagation: Proceedings of a Symposium Held at the University of California, Los Angeles, June 18 – 20, 1958. New York: Pergamon Press, 1960. – P. 3-36.
26. Biletov M. V., Wasserstein I. S., Rylsky, V. V. Detection of radar signals in the fluctuations of their intensity under the law Nakagami // Radio engineering, 1976, Vol. 31, No. 1. – P. 16-19.
27. Doluhanov M. P. Fluctuation processes in the dissemination of radio communications. M.: Communication, 1971. – 360 p.
28. Tsipkin Ya. Z. Fundamentals of information theory of identification. M.: Nauka, 1984. – 320 p.
29. Tuzov G. I. The allocation and information processing in Doppler systems. M.: Soviet radio, 1967. – 256 p.
30. Tikhonov V. I. Statistical radio engineering; 2nd ed., rev. and supplementary M.: Soviet radio, 1982. – 624 p.

ОЦЕНКА УРОВНЯ КОМБИНАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДМВ-ДИАПАЗОНА ПРИ РАБОТЕ НА РАССОГЛАСОВАННУЮ НАГРУЗКУ

М.М. Полунин[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия, schumi071@gmail.com

Аннотация. Проведена оценка изменения уровня комбинационных колебаний усилителя мощности, выполненного на балансном транзисторе, при работе на нагрузку с модулем коэффициента отражения 0,1, в зависимости от соотношения активной и реактивной частей ее импеданса.

Ключевые слова: усилитель мощности; комбинационные колебания; рассогласование нагрузки

INTERMODULATION DISTORTION IN THE UHF-BAND POWER AMPLIFIER UNDER LOAD MISMATCHING

M. M. Polunin[1]

[1]JSC “Concern “Sozvezdie”, Voronezh, Russia, schumi071@gmail.com

Abstract. Third-order intermodulation distortion in model of UHF-band power amplifier under load mismatching (with varying active and reactive parts) is proposed.

Keywords: power amplifier, intermodulation distortion, load mismatching.

1. Введение

Современный этап развития систем беспроводной связи характеризуется стабильным ростом и числа уже используемых устройств, и уплотнением существующих каналов связи в частотных диапазонах, разрешенных к гражданскому применению. Данные факторы приводят к непрерывному ужесточению требований электромагнитной совместимости радиопередающих устройств (РПДУ), в частности, уровня внеполосных излучений, создаваемых РПДУ. [1]. Вместе с этим, усилитель мощности (УМ) РПДУ реальных систем связи работает в условиях рассогласования с нагрузкой, что учитывается при его проектировании и разработке: для согласования УМ с антенно-фидерным устройством в структурную схему радиопередатчика, как правило, вводится антенно-согласующее устройство или циркулятор. При этом достаточным уровнем согласования для большинства практических задач считается величина КСВн на входе согласующего устройства не более 1,2 [2], что соответствует коэффициенту отражения $|\Gamma| \leq 0{,}1$.

При постановке задания на проектирование УМ, как правило, указывается только максимальная величина КСВн его нагрузки (антенно-согласующего устройства или циркулятора), выражаемая вещественным числом, без учета соотношения активной и реактивной частей импеданса нагрузки УМ, или, иными словами, только модуль коэффициента отражения, без учета соотношения его вещественной и мнимой частей [2]. Система автоматической регулировки усиления (АРУ), вследствие этого, как правило, имеет только детекторный (т.е. не учитывающий фазовые соотношения)

датчик падающей и, в ряде случаев, отраженной волны, поддерживая постоянную мощность на выходе усилителя.

Для анализа влияния соотношения активной и реактивной частей импеданса нагрузки на уровень внеполосных излучений УМ было проведено моделирование усилителя на транзисторе BLF645 фирмы Ampleon в условиях рассогласования с нагрузкой с учетом соотношения активной и реактивной составляющей импеданса нагрузки.

2. Методика моделирования

BLF645 – мощный современный балансный LDMOS-транзистор. Заявленная фирмой-производителем максимальная выходная мощность – до 100 Вт. [3] Следует отметить, что применение балансных транзисторов в схемах устройств усиления мощности имеет ряд преимуществ, таких, как: подавление четных гармонических составляющих; близость параметров двух транзисторов, выполненных вместе на одном кристалле в течение одного технологического процесса. Последний факт значительно упрощает этап настройки усилителя, выполненного на балансном транзисторе в сравнении с усилителем, использующем два дискретных транзистора.

Схема электрическая принципиальная моделируемого усилителя и режимы его работы предоставлены фирмой Ampleon в спецификации на транзистор. Усилитель предназначен для работы с узкополосным сигналом на частоте 1,3 ГГц. [3]

Нагрузка усилителя в модели задается с помощью коэффициента отражения, представленного в комплексной форме, в виде $\mathbf{\Gamma} = \Gamma \times \exp(j \times \varphi)$, где фазовый угол $\varphi = [0 \ldots 2\pi]$ варьируется. Модуль коэффициента отражения Г выбран равным 0,1 (что соответствует КСВн, равному 1,2), что моделирует циркулятор совместно с антенно-фидерным устройством.

Для оценки уровня внеполосных излучений на вход усилителя в модели подается двухтоновый сигнал возбуждения на частотах 1,29995 ГГц и 1,30005 ГГц (т.е. с разницей частот 100 кГц, в соответствии с тестом, предлагаемым фирмой Ampleon в спецификации на транзистор [3]) и, используя метод гармонического баланса, вычисляются спектральные составляющие выходного сигнала (соответственно, в том числе и комбинационных составляющих третьего порядка). Напряжение смещение затвора подобрано таковым, чтобы начальный ток стока составлял 200 мА, в соответствии со спецификацией на транзистор.

Для имитации системы АРУ радиопередатчика мощность сигнала возбуждения, подаваемого на вход модели усилителя, подбиралась таким образом, чтобы поддерживать постоянный уровень выходной мощности, который был выбран равным 65 Вт.

3. Результаты и их обсуждение

В случае $|\mathbf{\Gamma}| = 0$ уровню выходной мощности рассматриваемой модели усилителя в $P_{вых} = 65$ Вт соответствует уровень комбинационных составляющих равный минус 32,5 дБ.

Полученные при моделировании значения комбинационных составляющих третьего порядка (A_3) в зависимости от фазового угла (соотношения активной и реактивной частей импеданса нагрузки) в случае $|\mathbf{\Gamma}| = 0{,}1$ и выходной мощности усилителя $P_{вых} = 65$ Вт представлены на рисунке 1.

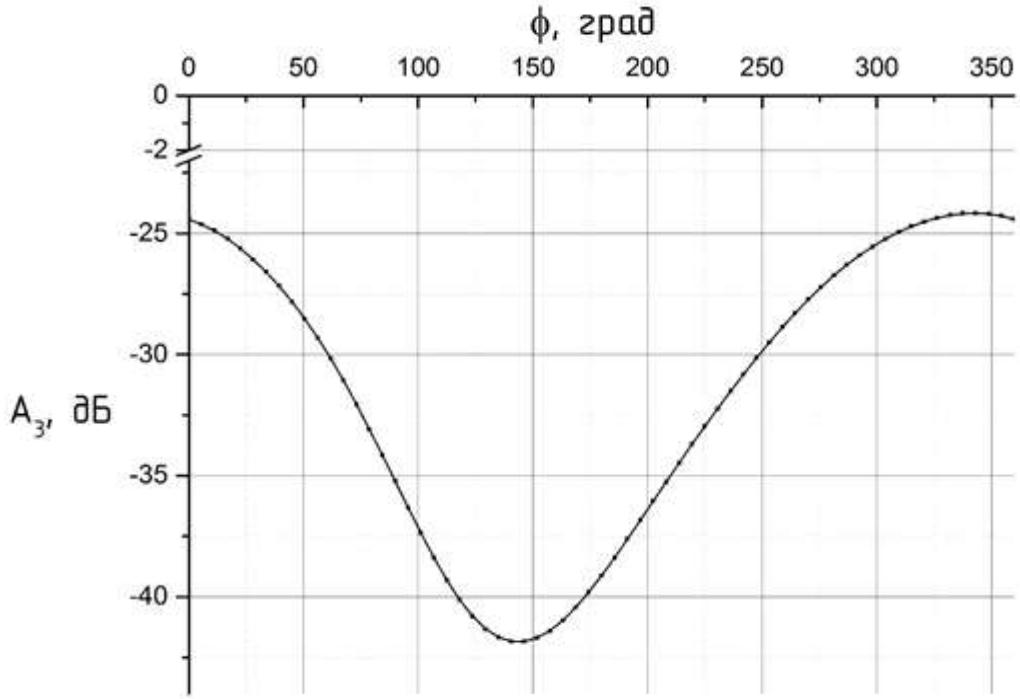


Рис. 1. Комбинационные составляющие третьего порядка при $|\mathbf{\Gamma}| = 0{,}1$.

При выходной мощности 65 Вт и модуле коэффициента отражения $|\mathbf{\Gamma}| = 0{,}1$ существуют точки локального максимума (A_3[max]) и локального минимума (A_3[min]) комбинационных составляющих третьего порядка в спектре выходного сигнала, в которой их величина составляет минус 24,2 дБ и минус 41,8 дБ, соответственно, что существенно отличается от результатов, полученных при моделировании работы усилителя с нагрузкой 50 Ом.

4. Заключение

Циркулятор с КСВн не более 1,2 при работе с согласованной нагрузкой имеет развязку между каналами не менее 20 дБ [5], вследствие чего его входной коэффициент отражения (выражаемый комплексным числом) слабо меняется при изменении коэффициента отражения антенно-фидерного тракта (рассогласовании нагрузки циркулятора). Следовательно, при разработке УМ с жесткими требованиями к уровню внеполосных излучений необходимо учитывать соотношение активной и реактивной частей импеданса согласующего устройства (для верхней части ДМВ диапазона в качестве такого устройства используется, как правило, циркулятор) для выполнения требований технического задания. Также, в случае создания радиопередатчика, работающего в узкой полосе частот, возможно введение дополнительного фазовращающего устройства, устанавливаемого перед циркулятором, в результате чего

импеданс, нагружающий выходную согласующую цепь транзистора, смещается в область, в которой реализуется локальный минимум комбинационных составляющих.

Список литературы

1. ГОСТ Р 55696-2013 Телевидение вещательное цифровое. Передающее оборудование для наземного цифрового телевизионного вещания DVB-T/T2. / М. Стандартинформ, 29 л.
2. Алексеев О.В. Генераторы высоких и сверхвысоких частот. / О.В. Алексеев, А.А. Головков, А.В. Митрофанов и др./ М. «Высшая школа», 2003, 326 стр.
3. BLF645 Broadband power LDMOS transistor. / Ampleon product data sheet / www.ampleon.com
4. Jose Carlos Pedro. Intermodulation. / Kai Chang et al // Encyclopedia of RF and microwave engineering – John Wiley & Sons, 2005 – pp. 2189 – 2215.
5. David M. Pozar. Microwave engineering. HF/ John Wiley & Sons, 2012.

References

1. GOST R 55696-2013 Digital video broadcasting. Transmission equipment for digital terrestrial television broadcasting DVB-T/T2. Technical requirements. General parameters. Measurement methods / M. Standartinform, - 29 p.
2. Alekseev, O.V. HF and UHF generators / Alekseev, O.V., Golovkov A.A., Mitrofanov, A.V. et al. / M. Vishaya shkola, 2003, 326 p
3. BLF645 Broadband power LDMOS transistor. / Ampleon product data sheet / www.ampleon.com
4. Jose Carlos Pedro. Intermodulation. / Kai Chang et al // Encyclopedia of RF and microwave engineering – John Wiley & Sons, 2005 – pp. 2189 – 2215.
5. David M. Pozar. Microwave engineering. HF/ John Wiley & Sons, 2012.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Н. А. Дружинина

ВУНЦ ВВС «ВВА» имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, РФ

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие критерию обеспечения заданных отношения модулей и разности фаз передаточных функций исследуемых устройств в двух состояниях и их зависимостей от частоты. В интересах уменьшения порядка уравнений решение проведено в три этапа. Сначала решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи комплексных четырёхполюсников, означающих определённые требования к их входным и выходным сопротивлениям. На втором этапе определены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. На третьем этапе оптимизированы параметры квазиоптимальных двухполюсников, реализующих определённые зависимости в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: радионавигации; четырёхполюсник; амплитуда; структурные схемы; матрица.

PARAMETRIC SYNTHESIS OF COMPLEX FOUR-PORTS FOR AMPLITUDE-PHASE MODULATORS WITH EXTERNAL AND INTERNAL FEEDBACKS

N. A. Druzhinina

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), the Russian Federation

Abstract. Formed and solved systems of algebraic equations that satisfy the criterion of providing a given ratio of modules and the phase difference of the transfer functions of the devices under investigation in two states and their frequency dependences. In the interest of reducing the order of the equations, the solution is carried out in three stages. First, the solutions are obtained in the form of interrelations between the elements of the classical matrix of transmission of complex four-ports, meaning certain requirements to their input and output impedances. In the second stage, the dependencies of the two-terminal network impedances of typical four-terminal network circuits on frequency are determined, which provide these interrelations. The third stage optimizes the parameters of the quasi-optimal two-terminal networks, realizing certain dependencies in a limited frequency band.

Keywords: radio navigation; four-terminal network; amplitude; structural schemes; matrix

Амплитудно-фазовые модуляторы (АФМ) широко используются в областях радиосвязи, радионавигации и радиоэлектронной борьбы [1,2]. Однако, в настоящее время в известной литературе отсутствуют алгоритмы определения параметров комплексных четырёхполюсников, обеспечивающих модуляцию амплитуды и фазы высокочас-

тотных сигналов по заданному закону с учётом различных типов обратных связей. В данной статье делается попытка устранения этого недостатка.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексного четырёхполюсника (КЧ), при которых обеспечиваются заданные отношения модулей m и разности фаз φ передаточной функции H АФМ в двух состояниях, определяемых двумя уровнями амплитуды управляющего сигнала, и их зависимости от частоты (аргументы опущены):

$$H_1=m(\cos(\varphi)+j\sin(\varphi))H_2. \qquad (1)$$

Предполагается, что при изменении амплитуды управляющего воздействия элементы матрицы параметров нелинейного элемента изменяются. Это означает, что нелинейный элемент может работать на любом нелинейном участке вольтамперной характеристики. Если выбран квадратичный участок этой характеристики, то зависимость элементов матрицы параметров нелинейного элемента от напряжения будет линейной. На кубическом участке эта зависимость будет квадратичной и так далее. На линейном участке вольтамперной характеристики элементы матрицы параметров нелинейного элемента от напряжения не зависят. Для этого режима предлагаемый алгоритм синтеза не работает. Выделим в явном виде нелинейную часть в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи ЦОС, КЧ, сопротивления источника сигнала z_0 и нагрузки $z_н$ (рис. 1).

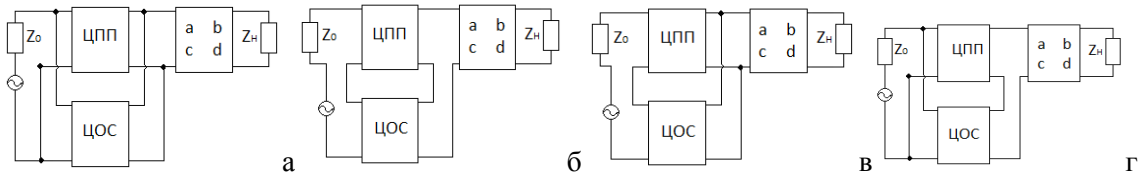


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей, исследуемых АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим комплексным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой.

Следуя известным рекомендациям по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [3] передаточную функцию в двух состояниях для структуры АФМ с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H^{I,II}=\frac{Y_{21}^{I,II}z_н}{[(\alpha+\gamma z_н)(1+Y_{11}^{I,II}z_0)-(z_н+\beta)(Y_{22}^{I,II}+z_0\left|Y^{I,II}\right|)]a}, \qquad (2)$$

где $Y_{11}^{I,II}=y_{11}^{I,II}+y_{11}^{OC}$; $Y_{12}^{I,II}=y_{12}^{I,II}+y_{12}^{OC}$; $Y_{21}^{I,II}=y_{21}^{I,II}+y_{21}^{OC}$; $Y_{22}^{I,II}=y_{22}^{I,II}+y_{22}^{OC}$ - суммарные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) и ЦОС от частоты в двух состояниях; $\left|Y^{I,II}\right|=Y_{11}^{I,II}Y_{22}^{I,II}-Y_{12}^{I,II}Y_{21}^{I,II}$; $\alpha=\frac{d}{a}$; $\beta=\frac{b}{a}$; $\gamma=\frac{c}{a}$ - отношения комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha=(z_н+\beta)B-\gamma z_н, \qquad (3)$$

где $B=\dfrac{Y_{21}^{I}Y_{22}^{II}-MY_{21}^{II}Y_{22}^{I}+z_0(Y_{21}^{I}\left|Y^{II}\right|-MY_{21}^{II}\left|Y^{I}\right|)}{Y_{21}^{I}-MY_{21}^{II}+z_0(Y_{21}^{I}Y_{11}^{II}-MY_{11}^{I}Y_{21}^{II})}$; $M=m(\cos\varphi+j\sin\varphi)$.

Физический смысл коэффициента B состоит в том, что по размерности и величине с ним должна совпадать входная проводимость КЧ:

$$Y_{вх}=\frac{\alpha+\gamma z_н}{z_н+\beta}=B. \qquad (4)$$

Таким образом, для обеспечения (1) необходимо реализовать взаимосвязь (3), которая означает специальное требование к входной проводимости КЧ (4). При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) передаточную функцию в двух состояниях удобно представить следующим образом:

$$H^{I,II}=\frac{Z_{21}^{I,II}z_н}{[(z_н+\beta)(Z_{11}^{I,II}+z_0)-(\alpha+\gamma z_н)(\left|Z^{I,II}\right|+Z_{22}^{I,II}z_0)]a}, \qquad (5)$$

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 матрицы сопротивлений ЦПП и ЦОС от частоты в двух состояниях; $\left|Z^{I,II}\right|=Z_{11}^{I,II}Z_{22}^{I,II}-Z_{12}^{I,II}Z_{21}^{I,II}$.

После подстановки (5) в (1) решение полученного комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (3), оптимальной по критерию (1), но с другим коэффициентом:

$$B=\frac{Z_{21}^{I}Z_{11}^{II}-MZ_{21}^{II}Z_{11}^{I}+z_0(Z_{21}^{I}-MZ_{21}^{II})}{Z_{21}^{I}\left|Z^{II}\right|-MZ_{21}^{II}\left|Z^{I}\right|+z_0(Z_{21}^{I}Z_{22}^{II}-MZ_{22}^{I}Z_{21}^{II})}. \qquad (6)$$

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рис. 1в) передаточная функция в двух состояниях имеет вид:

$$H^{I,II}=\frac{H_{21}^{I,II}z_н}{[(\alpha+\gamma z_н)(H_{11}^{I,II}+z_0)-(z_н+\beta)(z_0H_{22}^{I,II}+\left|H^{I,II}\right|)]a}, \qquad (7)$$

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 смешанной матрицы H ЦПП и ЦОС от частоты в двух состояниях; $\left|H^{I,II}\right|=H_{11}^{I,II}H_{22}^{I,II}-H_{12}^{I,II}H_{21}^{I,II}$.

Подставим (7) в (1). Решение полученного таким образом комплексного уравнения даёт взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ в виде (3), оптимальной по критерию (1), но с иным коэффициентом:

$$B=\frac{z_0(H_{21}^{I}H_{22}^{II}-MH_{21}^{II}H_{22}^{I})+H_{21}^{I}\left|H^{II}\right|-MH_{21}^{II}\left|H^{I}\right|}{z_0(H_{21}^{I}-MH_{21}^{II})+H_{21}^{I}H_{11}^{II}-MH_{11}^{I}H_{21}^{II}}. \qquad (8)$$

Передаточная функция АФМ в двух состояниях при использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1г):

$$H^{I,II}=\frac{F_{21}^{I,II}z_н}{[(1+F_{11}^{I,II}z_0)(z_н+\beta)-(\alpha+\gamma z_н)(F_{22}^{I,II}+z_0\left|F^{I,II}\right|)]a}, \qquad (9)$$

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 смешанной матрицы F ЦПП и ЦОС от частоты в двух состояниях; $\left|F^{I,II}\right|=F_{11}^{I,II}F_{22}^{I,II}-F_{12}^{I,II}F_{21}^{I,II}$.

Решение полученного после подстановки (9) в (1) комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (3), оптимальной по критерию (1), но с новым коэффициентом:

$$B=\frac{F_{21}^{I}-MF_{21}^{II}+z_0(F_{21}^{I}F_{11}^{II}-MF_{11}^{I}F_{21}^{II})}{z_0(F_{21}^{I}\left|F^{II}\right|-MF_{21}^{II}\left|F^{I}\right|)+F_{21}^{I}F_{22}^{II}-MF_{22}^{I}F_{21}^{II}}. \qquad (10)$$

Рассмотрим структурные схемы АФМ с внутренней обратной связью (рис. 2) и решим задачи параметрического синтеза по критерию (1) обеспечения требуемых m и φ в двух состояниях.

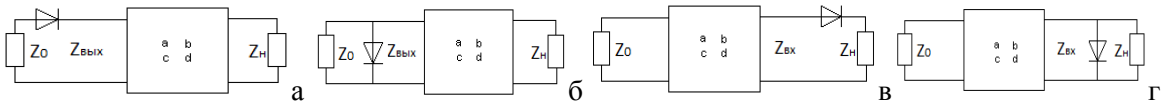


Рис. 2 Структурные схемы высокочастотных частей АФМ с внутренней обратной связью при включении двухполюсного нелинейного элемента в продольную (а) и в поперечную цепь (б) между сопротивлением источника сигнала и КЧ, в продольную (в) и в поперечную (г) цепь между КЧ и нагрузкой.

Передаточная функция в режиме для структуры АФМ с внутренней обратной связью, показанной на рис. 2а, в двух состояниях:

$$H_{1,2}=\frac{z_н}{[z_н+\beta+(\alpha+\gamma z_н)(z_0+z_{1,2})]a}. \qquad (11)$$

Коэффициент для взаимосвязи (3):

$$B=\frac{M-1}{z_0(1-M)+z_2-Mz_1}. \qquad (12)$$

Передаточная функция в режиме усиления для структуры АФМ с внутренней обратной связью, показанной на рис. 2б:

$$H=\frac{z_н y_0}{[(z_н+\beta)(y_0+y)+\alpha+\gamma z_н]a}, \qquad (13)$$

где $y_0=g_0+jb_0$; $g_0=\frac{r_0}{r_0^2+x_0^2}$; $b_0=\frac{-x_0}{r_0^2+x_0^2}$; $y=g+jb$ - проводимость нелинейного элемента.

Коэффициент для взаимосвязи (3):

$$B=\frac{y_0(1-M)+y_2-My_1}{M-1}. \qquad (14)$$

Полученные взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Для этого необходимо выбрать тип и схему КЧ, найти элементы её классической матрицы передачи, подставить их в (3) и решить полученное таким образом уравнение относительно сопротивления выбранного одного двухполюсника. Если количество N двухполюсников в схеме ОС больше одного, то сопротивления $N-1$ двухполюсников могут быть выбраны произвольно или исходя из каких-либо физических соображений, например, из условия обеспечения максимальной полосы частот. Здесь в качестве примера приводятся решения для 3-х типовых схем КЧ. Если в качестве согласующего КЧ используется Т-образное звено, то оптимальная зависимость сопротивления от частоты определяется по одной из следующих формул:

$$z_1=\frac{1}{B}-\frac{z_2(z_3+z_н)}{z_2+z_3+z_н};\ z_2=\frac{(1-Bz_1)(z_3+z_н)}{B(z_1+z_3+z_н)-1};\ z_3=\frac{Bz_2^2}{B(z_1+z_2)-1}-z_н-z_2. \qquad (15)$$

П-образное звено:

$$z_1=\frac{z_2z_3+z_н(z_2+z_3)}{[z_2z_3+z_н(z_2+z_3)]B-z_3-z_н};\ z_2=\frac{z_н(z_1+z_3-Bz_1z_3)+z_1z_3}{(Bz_1-1)(z_н+z_3)};\ z_3=\frac{z_н(z_1+z_2-Bz_1z_2)}{z_1+(1-Bz_1)(z_2+z_н)}. \qquad (16)$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1=\frac{[z_2+z_н(1-Bz_2)](z_3+z_4)+z_3z_4(1-Bz_2)}{(Bz_4-1)(z_2+z_3+z_н)+Bz_н(z_2+z_3)};\ z_2=\frac{(z_1+z_4)(z_3+z_н)+z_3z_н-Bz_1[z_3z_4+(z_3+z_4)z_н]}{(1-Bz_н)](z_1+z_3+z_4)-Bz_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3=\frac{[z_2+z_н(1-Bz_2)](z_1+z_4)-Bz_1z_4(z_2+z_н)}{B(z_1+z_2)(z_4+z_н)-(z_1+z_2+z_4+z_н)};\ z_4=\frac{[z_2(z_1+z_3)+z_1z_3](Bz_н-1)-z_н(z_1+z_3)}{(1-Bz_1)(z_2+z_3+z_н)-Bz_2(z_3+z_н)}. \qquad (17)$$

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров КЧ для схем рис. 3, при которых обеспечиваются заданные отношения модулей m и разности фаз φ передаточной функции H АФМ в двух состояниях и их зависимости от частоты (1).

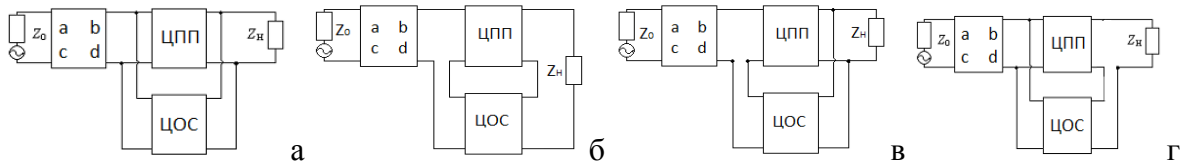


Рис. 3. Структурные схемы высокочастотных частей АФМ с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включённой между согласующим КЧ и нагрузкой

Передаточную функцию для структуры АФМ с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 3а, можно получить в следующем виде:

$$H^{I,II}=\frac{Y_{21}^{I,II}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(1-Y_{22}^{I,II}z_н)+(z_0+\beta)(Y_{11}^{I,II}-z_н\left|Y^{I,II}\right|)]d}, \qquad (18)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\beta=\frac{b}{d};\gamma=\frac{c}{d}$ - отношения комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ.

Подставим (18) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha=(z_0+\beta)B-\gamma z_0, \qquad (19)$$

где $B=\frac{z_н(Y_{21}^{I}\left|Y^{II}\right|-MY_{21}^{II}\left|Y^{I}\right|)-Y_{21}^{I}Y_{11}^{II}+MY_{21}^{II}Y_{11}^{I}}{Y_{21}^{I}-MY_{21}^{II}-z_н(Y_{21}^{I}Y_{22}^{II}-MY_{22}^{I}Y_{21}^{II})}$; $M=m(\cos\varphi+j\sin\varphi)$.

Физический смысл коэффициента B состоит в том, что по размерности и величине с ним должна совпадать выходная проводимость КЧ:

$$Y_{вых}=\frac{\alpha+\gamma z_0}{z_0+\beta}=B. \qquad (20)$$

Таким образом, для обеспечения (1) необходимо реализовать взаимосвязь (19), которая означает специальное требование к выходной проводимости КЧ (20).

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 3б) передаточную функцию в двух состояниях удобно представить следующим образом:

$$H^{I,II}=\frac{Z_{21}^{I,II}z_н}{[(z_н-Z_{22}^{I,II})(z_0+\beta)-(\alpha+\gamma z_0)(\left|Z^{I,II}\right|-Z_{11}^{I,II}z_н)]d}. \qquad (21)$$

После подстановки (21) в (1) решение полученного комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (19), оптимальной по критерию (1), но с другим коэффициентом:

$$B=\frac{Z_{21}^{I}Z_{22}^{II}-MZ_{21}^{II}Z_{22}^{I}-z_н(Z_{21}^{I}-MZ_{21}^{II})}{z_н(Z_{21}^{I}Z_{11}^{II}-MZ_{11}^{I}Z_{21}^{II})-Z_{21}^{I}\left|Z^{II}\right|+MZ_{21}^{II}\left|Z^{I}\right|}. \qquad (22)$$

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рис. 3в) передаточная функция в двух состояниях имеет вид:

$$H^{I,II}=\frac{H_{21}^{I,II}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(H_{11}^{I,II}-z_н\left|H^{I,II}\right|)+(z_0+\beta)(1-z_нH_{22}^{I,II})]d}. \qquad (23)$$

Подставим (23) в (1). Решение полученного таким образом комплексного уравнения даёт взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ в виде (19), оптимальной по критерию (1), но с иным коэффициентом:

$$B=\frac{H_{21}^{I}-MH_{21}^{II}-z_н(H_{21}^{I}H_{22}^{II}-MH_{21}^{II}H_{22}^{I})}{z_н(H_{21}^{I}\left|H^{II}\right|-MH_{21}^{II}\left|H^{I}\right|)-H_{21}^{I}H_{11}^{II}+MH_{11}^{I}H_{21}^{II}}. \qquad (24)$$

Передаточная функция АФМ в двух состояниях при использовании параллельной по току обратной связи (рис. 3г):

$$H^{I,II}=\frac{F_{21}^{I,II}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(z_н-F_{22}^{I,II})+(z_0+\beta)(z_н F_{11}^{I,II}-\left|F^{I,II}\right|)]d}. \qquad (25)$$

Решение полученного после подстановки (25) в (1) комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (19), оптимальной по критерию (1), но с новым коэффициентом:

$$B=\frac{z_н(F_{21}^{I}F_{11}^{II}-MF_{11}^{I}F_{21}^{II})-F_{21}^{I}\left|F^{II}\right|+MF_{21}^{II}\left|F^{I}\right|}{F_{21}^{I}F_{22}^{II}-MF_{22}^{I}F_{21}^{II}-z_н(F_{21}^{I}-MF_{21}^{II})}. \qquad (26)$$

Рассмотрим структурные схемы АФМ с внутренней обратной связью (рис. 2) и решим задачи параметрического синтеза по критерию (1). Передаточная функция для структуры АФМ с внутренней обратной связью, изображённой на рис. 2в:

$$H_{1,2}=\frac{z_н}{[z_0+\beta+(\alpha+\gamma z_0)(z_н+z_{1,2})]d}, \qquad (27)$$

Подставим (27) в (1). Решение полученного уравнения можно записать в форме взаимосвязей (19) между элементами классической матрицы передачи и требования (20) к выходной проводимости КЧ, но с другим коэффициентом:

$$B=\frac{1-M}{z_н(M-1)+Mz_1-z_2}. \qquad (28)$$

Передаточная функция в режиме усиления для структуры АФМ с внутренней обратной связью, показанной на рис. 2г:

$$H=\frac{1}{[(z_0+\beta)(y_н+y)+\alpha+\gamma z_0]d}, \qquad (29)$$

где $y_н=g_н+jb_н$; $g_н=\frac{r_н}{r_н^2+x_н^2}$; $b_н=\frac{-x_н}{r_н^2+x_н^2}$; $y=g+jb$ - проводимость двухполюсного нелинейного элемента.

Коэффициент для взаимосвязи (19):

$$B=\frac{y_2-My_1}{M-1}-y_н. \qquad (30)$$

Полученные взаимосвязи (19) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Здесь в качестве примера приводятся решения для 3-х типовых схем КЧ.

Т-образное звено:

$$z_1=\frac{z_2(1-Bz_3)}{B(z_2+z_3)-1}-z_0;\ z_2=\frac{(1-Bz_3)(z_1+z_0)}{B(z_1+z_3+z_0)-1};\ z_3=\frac{1}{B}-\frac{z_2(z_1+z_0)}{z_1+z_2+z_0}. \qquad (31)$$

П-образное звено:

$$z_1=\frac{z_0(z_2+z_3-Bz_2z_3)}{z_2+z_3+z_0-Bz_3(z_2+z_0)};\ z_2=\frac{z_0(z_1+z_3-Bz_1z_3)+z_1z_3}{(Bz_3-1)(z_1+z_0)};\ z_3=\frac{z_1z_2+z_0(z_1+z_2)}{[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)]B-z_1-z_0}. \qquad (32)$$

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1=\frac{Bz_3z_4(z_2+z_0)+[z_0(Bz_2-1)-z_2](z_3+z_4)}{[1-B(z_4+z_0)](z_2+z_3)+z_4+z_0};\ z_2=\frac{[z_4(z_1+z_0)+z_1z_0](Bz_3-1)-z_3(z_1+z_0)}{(1-Bz_0)](z_1+z_3+z_4)-Bz_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3=\frac{(1-Bz_2)[z_1z_4+z_0(z_1+z_4)]+z_2(z_1+z_4)}{B(z_1+z_2)z_0+(Bz_4-1)(z_1+z_2+z_0)};\ z_4=\frac{[z_2(z_1+z_3)+z_1z_3](1-Bz_0)+z_0(z_1+z_3)}{(Bz_3-1)(z_1+z_2+z_0)+Bz_2(z_1+z_0)}. \qquad (33)$$

В выбранном базисе R,L,C областями физической реализуемости оптимальных частотных характеристик (15) - (17) и (31) - (33) являются области изменения исходных данных, в пределах которых действительные части (15) - (17) и (31) - (33) являются положительными. Границы этих областей физической реализуемости описывают годографы на диаграмме Смита, подобные годографам, полученным им для согласующих по критерию обеспечения минимума отражённого сигнала устройств, и расширяют представления о процессах формирования высокочастотных сигналов АФМ с учётом физической реализуемости заданных значений глубины амплитудной модуляции и девиации фазы выходного высокочастотного сигнала. Можно показать, что области физической реализуемости (1) при использовании согласующего КЧ отличаются от областей физической реализуемости АФМ при использовании реактивных и резистивных согласующих четырёхполюсников [4,5].

Для реализации оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников типовых схем четырёхполюсников типа (15) - (17) и (31) - (33) надо найти математическое выражение для определения сопротивления выбранного комплексного двухполюсника, приравнять его заданным (оптимальным) значениям на заданном количестве N частот. Таким образом, синтез квазиоптимальных комплексных двухполюсников методом интерполяции осуществляется путём решения системы алгебраических уравнений относительно $2N$ параметров типа R,L,C выбранного комплексного двухполюсника (комплексное уравнение разделяется на действительную и мнимую части). Квазиоптимальными такие двухполюсники называются потому, что совпадение реализованных частотных характеристик с оптимальными достигается с определённой точностью в ограниченной полосе частот при полном совпадении на ограниченном количестве частот. В качестве примера на рис. 4 показаны квазиоптимальные комплексные двухполюсники, обеспечивающие совпадение реальных значений комплексных сопротивлений с оптимальными значениями комплексных сопротивлений на двух частотах.

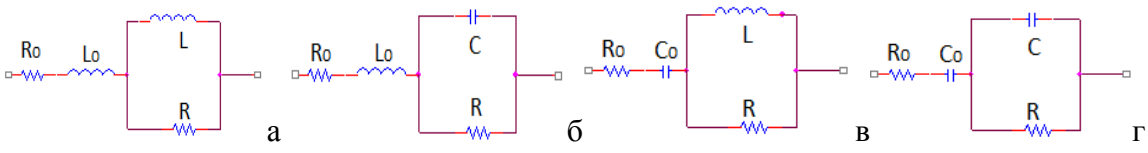


Рис. 4 Квазиоптимальные «двухчастотные» комплексные двухполюсники

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, показанного на рис. 4а:

$$z_n=r_n+jx_n=R_0+j\omega_nL_0+\frac{Rj\omega_nL}{R+j\omega_nL};\ n=1,2. \qquad (34)$$

Решение (34) для двух частот:

$$R_0=\frac{(r_1-r_2)(r_1\omega_2^2-r_2\omega_1^2)+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2}{(r_1-r_2)(\omega_2^2-\omega_1^2)};\ L_0=\frac{(\omega_1x_1-\omega_2x_2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)-\omega_1\omega_2(r_1-r_2)^2}{(\omega_1x_2-\omega_2x_1)(\omega_1^2-\omega_2^2)};$$

$$R=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(r_2-r_1)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2};$$

$$L=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(r_2-r_1)^2(\omega_1x_2-\omega_2x_1)\omega_1\omega_2}, \qquad (35)$$

где $r_{1,2}; x_{1,2}$ - оптимальные значения действительных и мнимых составляющих комплексного сопротивления двухполюсника на двух частотах $\omega_1=2\pi f_1$, $\omega_2=2\pi f_2$.

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, представленного на рис. 4б:

$$z_n=r_n+jx_n=R_0+j\omega_nL_0+\frac{R}{1+Rj\omega_nC};\ n=1,2. \qquad (36)$$

Решение (36):

$$R_0=\frac{(r_1\omega_1^2-r_2\omega_2^2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2+\omega_1^2\omega_2^2(r_1-r_2)^3}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2};$$

$$L_0=\frac{(\omega_1x_1-\omega_2x_2)(\omega_1x_1-\omega_2x_2)-\omega_1\omega_2(r_1-r_2)^2}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)};$$

$$R=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(r_1-r_2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2};$$

$$C=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^3}{\omega_1\omega_2[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_2-\omega_2x_1)^2]}. \qquad (37)$$

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, показанного на рис. 4в:

$$z_n=r_n+jx_n=R_0+\frac{1}{j\omega_nC_0}+\frac{Rj\omega_nL}{R+j\omega_nL};\ n=1,2. \qquad (38)$$

Решение (38):

$$R_0=\frac{\omega_1^2\omega_2^2(r_1-r_2)^3+(r_1\omega_2^2-r_2\omega_1^2)(\omega_2x_2-\omega_1x_1)^2}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_2x_2-\omega_1x_1)^2};\ C_0=\frac{(\omega_2x_2-\omega_1x_1)(\omega_1^2-\omega_2^2)}{\omega_1\omega_2[(\omega_1x_1-\omega_2x_2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)-\omega_1\omega_2(r_1-r_2)^2]};$$

$$R=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(r_1-r_2)(\omega_2x_2-\omega_1x_1)^2};$$

$$L=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^3}. \qquad (39)$$

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, показанного на рис. 4г:

$$z_n=r_n+jx_n=R_0+\frac{1}{j\omega_nC_0}+\frac{R}{1+Rj\omega_nC};\ n=1,2. \qquad (40)$$

Решение (40):

$$R_0=\frac{(r_1-r_2)(r_1\omega_1^2-r_2\omega_2^2)+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2}{(r_1-r_2)(\omega_1^2-\omega_2^2)};\ C_0=\frac{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1x_1-\omega_2x_2)}{[\omega_1\omega_2(r_1-r_2)^2-(\omega_1x_1-\omega_2x_2)(\omega_1x_2-\omega_2x_1)]\omega_1\omega_2};$$

$$R=\frac{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(r_1-r_2)(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2};$$

$$C=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)(r_1-r_2)^2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)}{[\omega_1^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2][\omega_2^2(r_1-r_2)^2+(\omega_1x_1-\omega_2x_2)^2]}. \qquad (41)$$

Таким образом, для исследуемых структурных схем АФМ (рис. 1-3) алгоритм синтеза доведён до относительно простых инженерных формул, использование которых позволяет значительно упростить техническое проектирование АФМ. Материалы статьи будут полезны специалистам в смежных областях радиотехники-радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы и т.д..

Автор выражает благодарность профессору Головкову А.А. за постановку задачи синтеза АФМ.

Литература

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1988. -448с.
2. Справочник по радиоэлектронике / Под общ. ред. Куликовского А. А., М.: Энергия, Т. 1. 1967, 648с; Т. 2. 1968,536с; Т. 3. 1970,816с.
3. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
4. Головков А. А., Гостев А. В. Математическое и схемотехническое моделирование амплитудно-фазовых модуляторов с использованием реактивного согласующего устройства при параллельном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 387-390.
5. Головков А. А., Семёнов А. А. Математическое и схемотехническое моделирование амплитудно-фазовых модуляторов с использованием резистивного согласующего устройства при параллельном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 423-427.

References

1. Baskakov S. I. Radio engineering circuits and signals. M.: "Higher School", 1988. -448p.
2. Handbook of radioelectronics / Under the general. Ed. Kulikovskogo A. A, M.: Energia, T. 1. 1967, 648c; T. 2. 1968.536s; T. 3. 1970,816s.
3. Gurevich I. V. Fundamentals of the calculation of radio circuits (linear circuits with harmonic effects). Moscow: Communications, 1975, 368 p.
4. Golovkov A. A, Gostev A. V. Mathematical and circuit simulation of amplitude-phase modulators using a reactive matching device with a parallel connection of a three-pole nonlinear element and a feedback loop. The nonlinear world. No. 6, vol. 11, 2013, p. 387-390.
5. Golovkov A. A, Semenov A. A Mathematical and circuit simulation of amplitude-phase modulators using a resistive matching device with parallel connection of a three-pole nonlinear element and a feedback loop. The nonlinear world. No. 6, vol. 11, 2013, p. 423-427.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИИ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОВЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Н. А. Дружинина

ВУНЦ ВВС «ВВА» имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, РФ

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие критерию обеспечения заданной крутизны склона амплитудно-частотных характеристик передаточных функций высокочастотных частей исследуемых устройств. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи комплексных четырёхполюсников, означающих определённые требования к их входным и выходным сопротивлениям. Определены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Оптимизированы параметры квазиоптимальных двухполюсников, реализующих определённые зависимости в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: демодуляторы; взаимосвязь; матрица; двухполюсник; четырёхполюсник.

PARAMETRIC SYNTHESIS OF COMPREHENSIVE FOUR-POLYPERS FOR FREQUENCY AND PHASE DEMODULATORS WITH EXTERNAL AND INTERNAL FEEDBACKS

N. A. Druzhinina

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), the Russian Federation

Abstract. The systems of algebraic equations that satisfy the criterion of ensuring a given slope of the slope of the amplitude-frequency characteristics of the transfer functions of the high-frequency parts of the investigated devices are formed and solved. The solutions are obtained in the form of interrelations between the elements of the classical matrix of transmission of complex four-ports, meaning certain requirements to their input and output impedances. The dependences of the resistances of the two-terminal networks of the typical circuits of the four-ports on frequency are determined, which provide these interrelations. Parameters of quasi-optimal two-ports that realize certain dependencies in a limited frequency band are optimized.

Keywords: demodulators; interrelation; matrix; two-terminal network; four-terminal network.

Частотные и фазовые демодуляторы (ЧФД) частотно-модулированных и фазомодулированных сигналов (ЧМС и ФМС) широко используются в областях радиосвязи, радионавигации и радиоэлектронной борьбы [1,2]. Возможности технических решений (без оптимизации параметров известных структурных схем) по улучшению характеристик демодуляторов практически исчерпаны. В настоящее время известны алгоритмы определения параметров реактивных и резистивных четырёхполюсников, обеспечивающих формирование квазилинейного склона АЧХ в интересах преобразования ЧМС

и ФМС в амплитудно-модулированные ЧМС и ФМС (АЧМС и АФМС) [3,4] и дальнейшей амплитудной демодуляции (рис. 1, 2). Использование комплексных четырёхполюсников для этой цели ранее не исследовалось. Возникает необходимость совершения попытки устранения этого недостатка, поскольку изменение базиса согласующего устройства вызывает изменение границ областей физической реализуемости, что является полезным для практики.

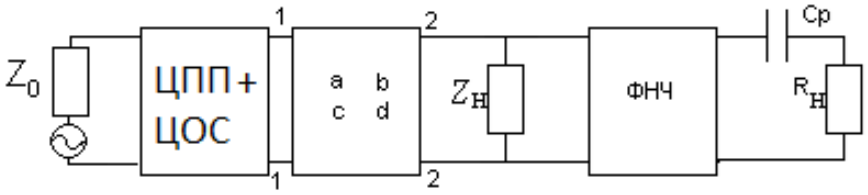


Рис. 1. Первая структурная схема исследуемых демодуляторов.

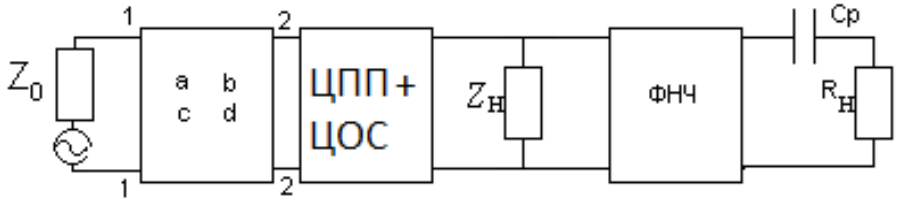


Рис. 2. Вторая структурная схема исследуемых демодуляторов.

Пусть требуется определить минимальное количество и значения параметров комплексного четырёхполюсника (КЧ), при которых обеспечиваются заданные зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции H высокочастотной части ЧФД (до фильтра нижних частот) от частоты (аргументы опущены):

$$H=m(\cos(\varphi)+j\sin(\varphi)). \qquad (1)$$

Высокочастотные части ЧФД в явном виде состоят из нелинейной части в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи ЦОС, КЧ, сопротивления источника сигнала z_0 и нагрузки $z_н$ (рис. 3а-г). Эта группа высокочастотных частей ЧФД соответствует первой общей схеме (рис. 1). Используя рекомендации по применению различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [5] передаточную функцию для структуры АФМ с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 3а, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{Y_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_н)(1+Y_{11}z_0)-(z_н+\beta)(Y_{22}+z_0|Y|)]a}, \qquad (2)$$

где $Y_{11}=y_{11}^{НЭ}+y_{11}^{ОС}$; $Y_{12}=y_{12}^{НЭ}+y_{12}^{ОС}$; $Y_{21}=y_{21}^{НЭ}+y_{21}^{ОС}$; $Y_{22}=y_{22}^{НЭ}+y_{22}^{ОС}$ - известные суммарные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦПП (одиночного трёхполюсного нелинейного элемента или микросхемы) и ЦОС от частоты; $|Y|=Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}$.

$\alpha=\frac{d}{a}$; $\beta=\frac{b}{a}$; $\gamma=\frac{c}{a}$ - отношения комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ.

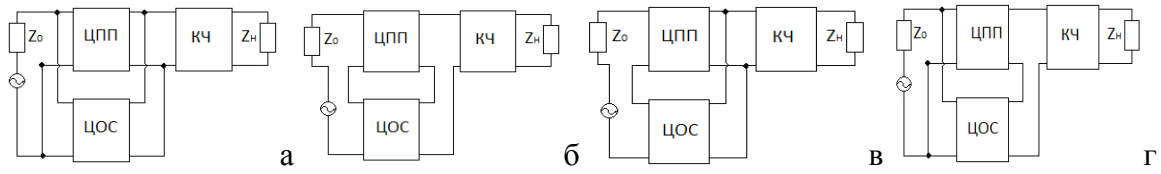


Рис. 3 Структурные схемы высокочастотных частей ЧФД с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha=(z_н+\beta)B-\gamma z_н+\frac{C}{a}, \qquad (3)$$

где $B=\frac{Y_{22}+|Y|z_0}{1+Y_{11}z_0}$; $C=\frac{Y_{21}z_н}{(1+Y_{11}z_0)M}$; $M=m(\cos\varphi+j\sin\varphi)$.

Полученную взаимосвязь (3) можно также трактовать как специальное требование к входной проводимости КЧ в сечении 1-1 (рис. 1):

$$Y_{вх}=\frac{\alpha+\gamma z_н}{z_н+\beta}=B+\frac{C}{a(z_н+\beta)}. \qquad (4)$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1б) передаточную функцию удобно представить следующим образом:

$$H=\frac{Z_{21}z_н}{[(z_н+\beta)(Z_{11}+z_0)-(\alpha+\gamma z_н)(|Z|+Z_{22}z_0)]a}, \qquad (5)$$

где $Z_{11}=z_{11}^{НЭ}+z_{11}^{ОС}$; $Z_{12}=z_{12}^{НЭ}+z_{12}^{ОС}$; $Z_{21}=z_{21}^{НЭ}+z_{21}^{ОС}$; $Z_{22}=z_{22}^{НЭ}+z_{22}^{ОС}$ - суммарные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦПП и ЦОС от частоты; $|Z|=Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}$.

После подстановки (5) в (1) решение полученного комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (3), оптимальной по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$B=\frac{z_0+Z_{11}}{|Z|+z_0Z_{22}}; \quad C=\frac{-Z_{21}z_н}{(|Z|+z_0Z_{22})M}. \qquad (6)$$

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рис. 1в) передаточная функция имеет вид:

$$H=\frac{H_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_н)(H_{11}+z_0)-(z_н+\beta)(z_0H_{22}+|H|)]a}, \qquad (7)$$

где $H_{11}=h_{11}^{НЭ}+h_{11}^{ОС}$; $H_{12}=h_{12}^{НЭ}+h_{12}^{ОС}$; $H_{21}=h_{21}^{НЭ}+h_{21}^{ОС}$; $H_{22}=h_{22}^{НЭ}+h_{22}^{ОС}$ -суммарные зависимости элементов смешанных матриц H ЦПП и ЦОС от частоты; $|H|=H_{11}H_{22}-H_{12}H_{21}$.

Подставим (7) в (1). Решение полученного таким образом комплексного уравнения получим в виде взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи КЧ в виде (3) или требования (4), оптимальных по критерию (1), но с иными коэффициентами:

$$B=\frac{|H|+z_0H_{22}}{z_0+H_{11}};\quad C=\frac{H_{21}z_н}{(z_0+H_{11})M}. \tag{8}$$

Передаточная функция ДУМ в двух состояниях при использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1г):

$$H=\frac{F_{21}z_н}{[(1+F_{11}z_0)(z_н+\beta)-(\alpha+\gamma z_н)(F_{22}+z_0|F|)]a}, \tag{9}$$

где $F_{11}=f_{11}^{НЭ}+f_{11}^{ОС}$; $F_{12}=f_{12}^{НЭ}+f_{12}^{ОС}$; $F_{21}=f_{21}^{НЭ}+f_{21}^{ОС}$; $F_{22}=f_{22}^{НЭ}+f_{22}^{ОС}$ -суммарные зависимости элементов смешанных матриц F ЦПП и ЦОС от частоты; $|F|=F_{11}F_{22}-F_{12}F_{21}$.

Коэффициенты взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ (3), оптимальной по критерию (1) для данного варианта:

$$B=\frac{1+F_{11}z_0}{F_{22}+|F|z_0};\quad C=\frac{-F_{21}z_н}{(F_{22}+|F|z_0)M}. \tag{10}$$

Полученные взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Для этого необходимо выбрать тип и схему КЧ, найти элементы её классической матрицы передачи, подставить их в (3) и решить полученное таким образом уравнение относительно сопротивления выбранного двухполюсника. Количество решений равно числу двухполюсников в выбранном КЧ. Здесь в качестве примера приводятся решения для 3-х типовых схем КЧ.

Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1=\frac{z_3z_4(1-Bz_2)+(z_3+z_4)[z_2(1-C)+z_н(Bz_2-1)]}{[C-1+B(z_4+z_н)](z_2+z_3)+z_н(Bz_4-1)};$$

$$z_2=\frac{z_н[z_1+z_3-z_4(Bz_1-1)]+z_3z_4-[C-1+B(z_н+z_4)]z_1z_3}{(C-1+Bz_н)](z_1+z_3+z_4)+Bz_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3=\frac{[z_2(1-C)+z_н(1-Bz_2)](z_1+z_4)-Bz_1z_4(z_2+z_н)}{[C-1+B(z_4+z_н)](z_1+z_2)-z_4-z_н};$$

$$z_4=\frac{[z_2(z_1+z_3)+z_1z_3](C-1+Bz_н)-z_н(z_1+z_3)}{[B(z_1+z_2)-1](z_3+z_н)+z_2(C-1+Bz_1)}. \tag{11}$$

Два Г-образных звена:

$$z_1=\frac{z_2z_3+(z_2+z_3)(z_4+z_н)}{B[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_4+z_н)]+z_3(C-1)-z_4-z_н};\quad z_2=\frac{z_1z_3(1-C)+(z_1+z_3-Bz_1z_3)(z_4+z_н)}{(Bz_1-1)(z_3+z_4+z_н)};$$

$$z_3=\frac{(z_1+z_2-Bz_1z_2)(z_4+z_н)}{(Bz_1-1)(z_2+z_4+z_н)]+z_1(C-1)};$$

$$z_4=\frac{z_3z_н(Bz_1-1)+Cz_1z_3-(z_3+z_н)(z_1+z_2-Bz_1z_2)}{z_1-(Bz_1-1)(z_2+z_3)}. \qquad (12)$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1=\frac{[z_3z_4+z_н(z_3+z_4)](1-Bz_2)+z_2[z_н-z_4(C-1)]}{[(z_4+z_н)(z_2+z_3)+z_4z_н]B};\quad z_2=\frac{(1-Bz_1)[z_3z_4+z_н(z_3+z_4)]}{[(z_4+z_н)(z_1+z_3)+z_4z_н]B+(C-1)z_4-z_н};$$

$$z_3=\frac{(1-Bz_1)[z_2z_4+z_н(z_2+z_4)]-z_2z_4(C+Bz_н)}{(z_4+z_н)[B(z_1+z_2)-1]};$$

$$z_4=\frac{z_н[(1-Bz_1)(z_2+z_3)-Bz_2z_3]}{z_3+z_н-z_2(C-1)-B[z_1z_2+(z_1+z_2)(z_3+z_н)]}. \qquad (13)$$

Рассмотрим структурные схемы ЧФД (рис. 4), соответствующие второй общей схеме (рис. 2).

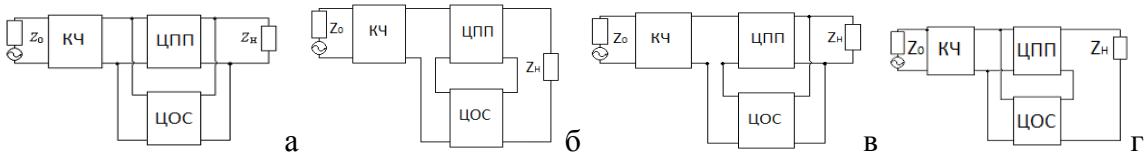


Рис. 4 Структурные схемы высокочастотных частей ЧФД с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и согласующим КЧ.

Передаточную функцию для структуры ЧФД с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 4а, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{Y_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(1-Y_{22}z_н)+(z_0+\beta)(Y_{11}-z_н|Y|)]d}, \qquad (14)$$

где $\alpha=\frac{a}{d}$; $\beta=\frac{b}{d}$; $\gamma=\frac{c}{d}$ - отношения комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ.

Подставим (14) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\alpha=(z_0+\beta)B-\gamma z_0+\frac{C}{d}, \qquad (15)$$

где $B=\frac{Y_{11}-|Y|z_н}{Y_{22}z_н-1}$; $C=\frac{Y_{21}z_н}{(1-Y_{22}z_н)M}$.

Полученную взаимосвязь (15) можно также трактовать как специальное требование к выходной проводимости КЧ в сечении 2-2 (рис. 2):

$$Y_{вых}=\frac{\alpha+\gamma z_0}{z_0+\beta}=B+\frac{C}{d(z_0+\beta)}. \quad (16)$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 4б) передаточную функцию удобно представить следующим образом:

$$H=\frac{Z_{21}z_н}{[(z_0+\beta)(z_н-Z_{22})-(\alpha+\gamma z_0)(|Z|-Z_{11}z_н)]d}. \quad (17)$$

После подстановки (17 в (1) решение полученного комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (15), оптимальной по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$B=\frac{z_н-Z_{22}}{|Z|-z_н Z_{11}};\quad C=\frac{Z_{21}z_н}{(z_н Z_{11}-|Z|)M}. \quad (18)$$

При использовании последовательной по напряжению обратной связи (рис. 4в) передаточная функция в двух состояниях имеет вид:

$$H=\frac{H_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(H_{11}-z_н|H|)+(z_0+\beta)(1-z_н H_{22})]d}. \quad (19)$$

Подставим (19) в (1). Решение полученного таким образом комплексного уравнения даёт взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ в виде (15), оптимальной по критерию (1), но с иными коэффициентами:

$$B=\frac{z_н H_{22}-1}{H_{11}-|H|z_н};\quad C=\frac{H_{21}z_н}{(H_{11}-|H|z_н)M}. \quad (20)$$

Передаточная функция АФМ в двух состояниях при использовании параллельной по току обратной связи (рис. 4г):

$$H=\frac{F_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)(z_н-F_{22})+(z_0+\beta)(F_{11}z_н-|F|)]d}. \quad (21)$$

Решение полученного после подстановки (21) в (1) комплексного уравнения приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ в виде (15), оптимальной по критерию (1), но с новыми коэффициентами:

$$B=\frac{|F|-F_{11}z_н}{z_н-F_{22}};\quad C=\frac{F_{21}z_н}{(z_н-F_{22})M}. \quad (22)$$

Полученные взаимосвязи (15) между элементами классической матрицы передачи можно использовать для определения зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1). Для этого необходимо выбрать тип и схему КЧ, найти элементы её классической матрицы передачи, подставить их в (15) и решить полученное таким образом уравнение относительно сопротивления выбранного двухполюсника. В данном разделе в качестве примера приводятся решения для 3-х типовых схем КЧ. Перекрытое Т-образное звено:

$$z_1=\frac{(z_3+z_4)(z_2+z_0-Cz_2)-B[z_2z_3(z_4+z_0)+z_4z_0(z_2+z_3)]}{[C-1+B(z_4+z_0)](z_2+z_3)-z_4-z_0};$$

$$z_2=\frac{(z_3+z_4-Bz_3z_4)(z_1+z_0)-z_1(Cz_3-z_0+Bz_3z_0)}{(C-1+Bz_0)](z_1+z_3+z_4)+Bz_4(z_1+z_3)};$$

$$z_3=\frac{[z_0(1-Bz_2)-z_2(C-1)](z_1+z_4)-z_1z_4(Bz_2-1)}{[C-1+B(z_4+z_0)](z_1+z_2)+(Bz_4-1)z_0};$$

$$z_4=\frac{[(1-Bz_2)z_0-z_2(C-1)](z_1+z_3)-z_1z_3(C-1+Bz_0)}{B[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)]+z_2(C-1)-z_1-z_0}. \quad (23)$$

Два Г-образных звена:

$$z_1=\frac{z_0\{z_2+z_3-B[z_2(z_3+z_4)+z_3z_4]\}}{B[z_3z_4+(z_3+z_4)(z_2+z_0)]+z_3(C-1)-z_2-z_0};$$

$$z_2=\frac{z_1z_3[C-1+B(z_4+z_0)]-z_0(z_1+z_3)(1-Bz_4)}{(z_1+z_0)[1-B(z_3+z_4)]};$$

$$z_3=\frac{[z_1z_2+z_0(z_1+z_2)](1-Bz_4)}{z_1(C+z_0B)-(z_1+z_0)[1-B(z_2+z_4)]};$$

$$z_4=\frac{[z_3(1-C)-(Bz_3-1)(z_2+z_0)]z_1+z_0(z_2+z_3-Bz_2z_3)}{B[(z_2+z_3)(z_1+z_0)+z_1z_0]}. \quad (24)$$

Два обратных Г-образных звена:

$$z_1=\frac{[z_2z_0+z_3(z_2+z_0)](Bz_4-1)-z_4(z_2+z_0)+Cz_2z_4}{(1-Bz_4)(z_2+z_3)+z_4};\quad z_2=\frac{[z_4(Bz_3-1)-z_3](z_1+z_0)}{(1-Bz_4)(z_1+z_3+z_0)-(C-1)z_4};$$

$$z_3=\frac{[z_4(Bz_2-1)-z_2](z_1+z_0)+z_2z_4(C-1)}{(1-Bz_4)(z_1+z_2+z_0)};\quad z_4=\frac{z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)}{B[z_2z_3+(z_2+z_3)(z_1+z_0)]+z_2(C-1)-z_0-z_1}. \quad (25)$$

Рассмотрим структурные схемы ЧФД с внутренней обратной связью (рис. 5) и решим задачи параметрического синтеза по критерию (1) обеспечения требуемых АЧХ и ФЧХ.

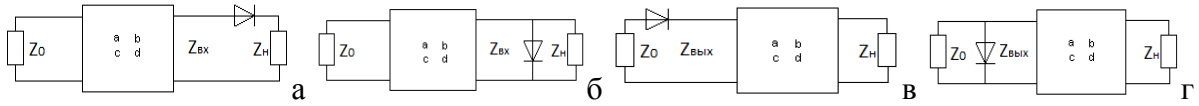


Рис. 5 Структурные схемы высокочастотных частей ДУМ с внутренней обратной связью при включении двухполюсного нелинейного элемента в продольную (а) и в поперечную цепь (б) между КЧ и нагрузкой, в продольную (в) и в поперечную (г) цепь между сопротивлением источника сигнала и КЧ.

Передаточная функция в режиме усиления для структуры ЧФД с внутренней обратной связью, изображённой на рис. 5а:

$$H=\frac{z_н}{[z_0+\beta+(\alpha+\gamma z_0)(z_н+z)]d}, \quad (26)$$

где $\alpha=\frac{a}{d}$; $\beta=\frac{b}{d}$; $\gamma=\frac{c}{d}$ - отношения элементов классической матрицы передачи четырёхполюсника; $z=r+jx$ - сопротивление нелинейного двухполюсного элемента (варикапа, p-i-n диода, туннельного диода, лавинно-пролётного диода, диода Ганна и т.д.).

Подставим (26) в (1). Решение полученного уравнения можно записать в форме взаимосвязей (15) между элементами классической матрицы передачи КЧ с другими коэффициентами:

$$B=\frac{-1}{z_н+z};\quad C=\frac{z_н}{(z_н+z)M}. \tag{27}$$

Передаточная функция в режиме усиления для структуры ЧФД с внутренней обратной связью, показанной на рис. 5б:

$$H=\frac{1}{[(z_0+\beta)(y_н+y)+\alpha+\gamma z_0]d}, \tag{28}$$

где $y_н=g_н+jb_н$; $g_н=\frac{r_н}{r_н^2+x_н^2}$; $b_н=\frac{-x_н}{r_н^2+x_н^2}$; $y=g+jb$ - проводимость двухполюсного нелинейного элемента.

Коэффициенты для взаимосвязи (15):

$$B=-(y_н+y);\quad C=\frac{1}{M}. \tag{29}$$

Оптимальные по критерию (1) зависимости сопротивлений двухполюсников типовых КЧ от частоты для схем ЧФД, показанных на рис. 5а-б, определяются формулами (23)-(25).

Передаточная функция в режиме усиления для структуры ЧФД с внутренней обратной связью, показанной на рис. 5в:

$$H=\frac{z_н}{[z_н+\beta+(\alpha+\gamma z_н)(z_0+z)]a}, \tag{30}$$

где $\alpha=\frac{d}{a}$; $\beta=\frac{b}{a}$; $\gamma=\frac{c}{a}$ - отношения элементов классической матрицы передачи четырёхполюсника.

Коэффициенты для взаимосвязей (3):

$$B=\frac{-1}{z_0+z};\quad C=\frac{z_н}{(z_0+z)M}. \tag{31}$$

Передаточная функция в режиме усиления для структуры ЧФД с внутренней обратной связью, показанной на рис. 5г:

$$H=\frac{z_н y_0}{[(z_н+\beta)(y_0+y)+\alpha+\gamma z_н]a}, \tag{32}$$

где $y_0=g_0+jb_0$; $g_0=\frac{r_0}{r_0^2+x_0^2}$; $b_0=\frac{-x_0}{r_0^2+x_0^2}$; $y=g+jb$ - проводимость нелинейного элемента.

Коэффициенты для взаимосвязи (3):

$$B=y_0+y;\quad C=z_н y_0. \tag{33}$$

Оптимальные по критерию (1) зависимости сопротивлений двухполюсников типовых КЧ для схем ЧФД, показанных на рис. 5в-г, определяются формулами (11)-(13).

В качестве примера на рис. 6 показаны квазиоптимальные комплексные двухполюсники, обеспечивающие полное совпадение реальных значений комплексных сопротивлений с оптимальными значениями комплексных сопротивлений на двух частотах и совпадение с заданной точностью в окрестностях этих частот.

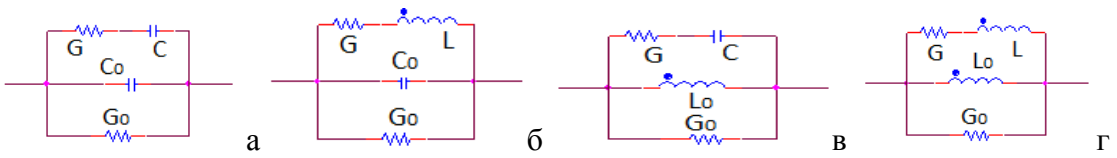


Рис. 6 Квазиоптимальные «двухчастотные» комплексные двухполюсники.

В интересах сокращения вычислений при синтезе двухполюсников, в которых преобладает параллельное включение элементов, целесообразно вместо сопротивления $z=r+jx$ использовать понятие проводимости $y=g+jb$. Например, для двухполюсника, показанного на рисунке 6а, общая проводимость определяется по следующей формуле:

$$y_n=g_n+jb_n=G_0+j\omega_n C_0+\frac{Gj\omega_n C}{G+j\omega_n C},\quad n=1,2. \tag{34}$$

Решение (35) для двух частот интерполяции:

$$G_0=\frac{(g_1-g_2)(g_1\omega_2^2-g_2\omega_1^2)+(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2}{(g_1-g_2)(\omega_2^2-\omega_1^2)};$$

$$C_0=\frac{(\omega_1 b_1-\omega_2 b_2)(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)-\omega_1\omega_2(g_1-g_2)^2}{(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)(\omega_1^2-\omega_2^2)};$$

$$G=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(g_2-g_1)(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2};$$

$$C=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(g_2-g_1)^2(\omega_1 b_2-\omega_2 b_1)\omega_1\omega_2}, \tag{35}$$

где $g_{1,2}=\frac{r_{1,2}}{r_{1,2}^2+x_{1,2}^2}$; $b_{1,2}=\frac{-x_{1,2}}{r_{1,2}^2+x_{1,2}^2}$ - оптимальные значения действительных и мнимых составляющих комплексной проводимости двухполюсника на двух частотах $\omega_1=2\pi f_1$; $\omega_2=2\pi f_2$; $r_{1,2}$; $x_{1,2}$ -оптимальные значения действительных и мнимых составляющих комплексного сопротивления двухполюсника на двух частотах.

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 6б:

$$y_n=g_n+jb_n=G_0+j\omega_n C_0+\frac{G}{1+Gj\omega_n L};\ n=1,2. \tag{36}$$

Решение (36):

$$G_0=\frac{(g_1\omega_1^2-g_2\omega_2^2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2+\omega_1^2\omega_2^2(g_1-g_2)^3}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2};$$

$$C_0=\frac{(\omega_1b_1-\omega_2b_2)(\omega_1b_1-\omega_2b_2)-\omega_1\omega_2(g_1-g_2)^2}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)};$$

$$G=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(g_1-g_2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2};$$

$$L=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^3}{\omega_1\omega_2[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_2-\omega_2b_1)^2]}. \quad (37)$$

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 6в:

$$y_n=g_n+jb_n=G_0+\frac{1}{j\omega_nL_0}+\frac{Gj\omega_nC}{G+j\omega_nC};\ n=1,2. \quad (38)$$

Решение (38):

$$G_0=\frac{\omega_1^2\omega_2^2(g_1-g_2)^3+(g_1\omega_2^2-g_2\omega_1^2)(\omega_2b_2-\omega_1b_1)^2}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_2b_2-\omega_1b_1)^2};$$

$$L_0=\frac{(\omega_2b_2-\omega_1b_1)(\omega_1^2-\omega_2^2)}{\omega_1\omega_2[(\omega_1b_1-\omega_2b_2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)-\omega_1\omega_2(g_1-g_2)^2]};$$

$$G=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(g_1-g_2)(\omega_2b_2-\omega_1b_1)^2};$$

$$C=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2]}{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^3}. \quad (39)$$

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 6г:

$$y_n=g_n+jb_n=G_0+\frac{1}{j\omega_nL_0}+\frac{G}{1+Gj\omega_nL};\ n=1,2. \quad (40)$$

Решение (40):

$$G_0=\frac{(g_1-g_2)(g_1\omega_1^2-g_2\omega_2^2)+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2}{(g_1-g_2)(\omega_1^2-\omega_2^2)};$$

$$L_0=\frac{(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1b_1-\omega_2b_2)}{[\omega_1\omega_2(g_1-g_2)^2-(\omega_1b_1-\omega_2b_2)(\omega_1b_2-\omega_2b_1)]\omega_1\omega_2};$$

$$G=\frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2]}{(\omega_2^2-\omega_1^2)(g_1-g_2)(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2};$$

$$L=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)(g_1-g_2)^2(\omega_1b_1-\omega_2b_2)}{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2+(\omega_1b_1-\omega_2b_2)^2]}. \quad (41)$$

Таким образом, для исследуемых структурных схем ЧФД (рис. 1-5) алгоритм синтеза доведён до относительно простых инженерных формул, использование которых позволяет значительно упростить техническое проектирование ЧФД. Материалы

статьи будут полезны специалистам в смежных областях радиотехники-радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы и т.д.

Автор выражает благодарность профессору Головкову А.А. за постановку задачи синтеза ЧФД.

Литература

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1988. -448с.
2. Справочник по радиоэлектронике / Под общ. ред. Куликовского А. А., М.: Энергия, Т. 1. 1967, 648с; Т. 2. 1968,536с; Т. 3. 1970, 816с.
3. Головков А. А., Макаров Д. А. Алгоритмы параметрического синтеза демодуляторов сигналов с угловой модуляцией при использовании согласующих устройств на реактивных элементах с сосредоточенными параметрами. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 409-412.
4. Головков А. А., Гаврюшин В. Н. Математическое и схемотехническое моделирование демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и использованием резистивного согласующего устройства при параллельном соединении трёхполюсного нелинейного элемента и цепи обратной связи. Нелинейный мир. №6, т.11, 2013, с. 367-372.
5. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.

References

1. Baskakov S. I. Radio engineering circuits and signals. M .: "Higher School", 1988. -448p.
2. Handbook of radioelectronics / Under the general. Ed. Kulikovskogo A. A, M .: Energia, T. 1. 1967, 648c; T. 2. 1968.536s; T. 3. 1970, 816s.
3. Golovkov A. A, Makarov D. A Algorithms for parametric synthesis of signal demodulators with angular modulation when using matching devices on reactive elements with lumped parameters. The nonlinear world. No. 6, vol. 11, 2013, p. 409-412.
4. Golovkov A. A, Gavryushin V. N. Mathematical and circuit simulation of signal demodulators with angular modulation and using a resistive matching device with parallel connection of a three-pole nonlinear element and a feedback loop. The nonlinear world. No. 6, vol. 11, 2013, p. 367-372.
5. Gurevich I. V. Fundamentals of the calculation of radio circuits (linear circuits with harmonic effects). Moscow: Communications, 1975, 368 p.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков[1], В.А. Головков[2], М.А. Облогин[3]

[1,3]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
[2]Воронежское КБ антенно-фидерных устройств

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к системным операторам управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом последовательной по току обратной связи. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника. Найдены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Определены параметры квазиоптимального двухполюсника, реализующие оптимальные характеристики в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики.

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF JET TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH CONSECUTIVE ON A CURRENT FEEDBACK

A.A. Golovkov[1], V.A.Golovkov[2], M.A.Oblogin[3]

[1,3] MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh),
[2]Voronezh KB of antenno-feeding devices

Abstract. The systems of the algebraic equations meeting requirements to system operators of operated soglasujushche-filtering devices with the account of a consecutive feedback on a current are generated and solved. Decisions are received in the form of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the jet two-port network. Dependences of resistance of two-poles of typical schemes of two-port networks on the frequency, providing these interrelations are found. Parametres kvasioptimum a two-pole, realising optimum characteristics in the limited strip of frequencies are defined.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего реактивного четырёхполюсника и последовательной по току обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству. Пусть заданы два состояния управляемого согласующе-фильтрующего устройства (УСФУ). Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров

реактивного четырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 \qquad .(1)$$

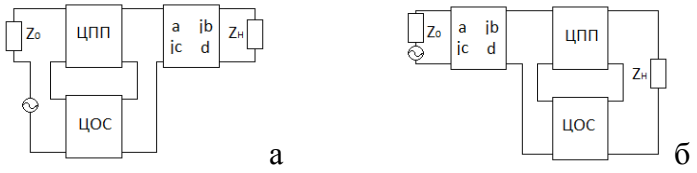


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с последовательной по току обратной связью и согласующим реактивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а) и источником сигнала и нелинейной частью (б).

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), реактивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [3] передаточную функцию в режиме усиления для структуры исследуемых устройств с последовательной по току ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{Z_{21} z_н}{[(\alpha + j\gamma z_н) z_{вых} + z_н + j\beta] a (r_{10} + jx_{10})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \frac{-(Z_{22}z_0 + |Z|)}{Z_{11} + z_0} = \frac{r_{20} + jx_{20}}{r_{10} + jx_{10}}$; $r_{10} = r_{11} + r_0$; $r_{20} = r_{12}r_{21} - r_{11}r_{22} + x_{11}x_{22} - x_{12}x_{21} + x_{22}x_0 - r_{22}r_0$;

$x_{10} = x_{11} + x_0$; $x_{20} = r_{12}x_{21} + x_{12}r_{21} - r_{11}x_{22} - x_{11}r_{22} - x_{22}r_0 - r_{22}x_0$. $Z_{11} = z_{11}^{VT} + z_{11}^{OC} = r_{11} + jx_{11}$;

$Z_{12} = z_{12}^{VT} + z_{12}^{OC} = r_{12} + jx_{12}$; $Z_{21} = z_{21}^{VT} + z_{21}^{OC} = r_{21} + jx_{21}$; $Z_{22} = z_{22}^{VT} + z_{22}^{OC} = r_{22} + jx_{22}$ -суммарные элементы матриц сопротивлений ЦПП и ЦОС; $|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$; $\alpha = \frac{d}{a}$; $\beta = \frac{b}{a}$; $\gamma = \frac{c}{a}$-отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника. Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha = D\gamma + E\,; \beta = F\gamma + G\,, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi-C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi+C_4\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(r_{вых1}+r_{вых2})b_3-(x_{вых1}-x_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}-x_{вых2})b_3+(r_{вых1}+r_{вых2})a_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3-(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3$;

$S_3=(r_{н1}+r_{н2})b_3+(x_{н2}-x_{н1})a_3$; $C_3=(r_{н1}+r_{н2})a_3+(x_{н1}-x_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]-(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3+(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=x_{101}x_{212}-r_{101}r_{212}$; $B_1=r_{101}x_{212}+x_{101}r_{212}$; $A_2=r_{102}r_{211}-x_{102}x_{211}$;

$B_2=r_{102}x_{211}+x_{102}r_{211}$.

Области физической реализуемости критерия (1) определяются условиями сохранения одинакового знака у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}r_{вых1}r_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вых2}^2}}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вых2}}\right]. \quad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (4) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{r_{вых1}}{r_{вых2}}+\frac{r_{вых2}}{r_{вых1}}+\frac{(x_{вых1}-x_{вых2})^2}{r_{вых1}r_{вых2}}. \quad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}}\,\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}. \quad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (4) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 r_{н1}^2 m^4 + K_{вх} r_{н1} r_{н2} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 r_{н2}^2}}{R_1 r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{н2}}\right], \qquad (8)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2$; $R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода реактивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах (это качество можно назвать частотным, поскольку оно пропорционально добротности):

$$K_{вх} = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1}-x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}}. \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)}} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2}. \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)} + \frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем реактивных четырёхполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем реактивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников выбранной схемы. Здесь приведено по одному решению для каждого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_2 = \frac{D+G-2Ex_1 \pm \sqrt{(D+G)^2 + 4[F-x_1(D+G)] + 4E(x_1^2-F)}}{2(E-1)},$$

$$x_3=\frac{G-D\pm\sqrt{(D+G)^2+4[F-x_1(D+G)]+4E(x_1^2-F)}}{2}. \qquad (12)$$

П – образное звено:

$$x_2=-\frac{D(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{D+x_3-Ex_1};\ x_3=K;\ K=\frac{-Y\pm\sqrt{Y^2-4XZ}}{2X};\ X=F-(G+D)x_1+(E-1)x_1^2;\ Y=(G-D)x_1^2;$$

$$Z=x_1^2(DG-EF). \qquad (13)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$x_2=\frac{(1-E)x_1x_3+(x_1+x_3+x_4)D+x_4(x_3-Ex_1)}{(E-1)(x_1+x_3+x_4)};\ x_3=K;\ X=F-x_4^2+(G-D)x_4+DG-FE;$$

$$Y=2(x_1+x_4)(F+DG-FE)+(G-D)x_4^2-2Dx_1x_4;$$

$$Z=(x_1+x_4)^2(F+DG-FE)-x_1x_4(x_1+x_4)(G+D)+Ex_1^2x_4^2. \qquad (14)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D+x_4)(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{Ex_1-x_3-x_4-D};\ x_3=K;\ X=x_1^2(1-E)+(D+G)x_1-F;$$

$$Y=x_1^2(D-G+2x_4);\ Z=x_1^2[x_4^2+(D-G)x_4-(DG-FE)]. \qquad (15)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D-Ex_1)(x_3+x_4)+x_3x_4}{E(x_1+x_3+x_4)-x_4-D};\ x_3=K;\ X=x_4^2+(D-G)x_4-(DG-FE);$$

$$Y=x_4^2(D-G)-2x_4(DG-FE);\ Z=x_1x_4^2(D+G-x_1E)-x_4^2(F+DG-FE). \qquad (16)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_2=-\frac{(D+x_5)[x_4(x_1+x_3)+x_1x_3]+Dx_5(x_1+x_3)-Ex_1x_3(x_4+x_5)}{(D-Ex_1)(x_3+x_4+x_5)+x_5(x_3+x_4)};\ x_3=K;$$

$$X=x_1x_5^2(D+G)-x_1^2[(E-1)x_5^2+(G-D)x_5+DG-FE]-Fx_5^2;$$

$$Y=x_1^2[2x_4x_5^2-2(x_4+x_5)(DG-FE)+x_5(2x_4+x_5)(D-G)];$$

$$Z=x_1^2[-(x_4+x_5)^2(DG-FE)+x_4^2x_5^2+x_4x_5(x_4+x_5)(D-G)]. \qquad (17)$$

Входящие в (12) - (17) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме x_2 и x_3), при которых обеспечиваются взаимосвязи (3), оптимальные по критерию (1). Передаточная функция структуры с последовательной по току ЦОС, показанной на рисунке 1б, может быть представлена следующим образом:

$$H=\frac{Z_{21}z_н}{[(\alpha+j\gamma z_0)z_{вх}+z_0+j\beta]d(r_{2н}+jx_{2н})}, \qquad (18)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\ \beta=\frac{b}{d};\ \gamma=\frac{c}{d};\ z_{вх}=\frac{Z_{11}z_н-|Z|}{z_н-Z_{22}}=\frac{r_{1н}+jx_{1н}}{r_{2н}+jx_{2н}}=r_{вх}+jr_{вх};$

$r_{1н}=r_{12}r_{21}-r_{11}r_{22}+r_{11}r_{н}+x_{11}x_{22}-x_{12}x_{21}-x_{11}x_{н}$; $x_{1н}=r_{12}x_{21}-r_{11}x_{22}+x_{12}r_{21}-x_{11}r_{22}+r_{11}x_{н}+x_{11}r_{н}$;

$r_{2н}=r_{н}-r_{22}$; $x_{2н}=x_{н}-x_{22}$.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем использовать индексы $_1$ и $_2$, характеризующие первое и второе состояния.

Подставим (18) в математическую формулировку критерия синтеза (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид оптимальных взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(C_4\cos\varphi-S_4\sin\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \quad (19)$$

где $S_1=(r_{вх1}+r_{вх2})b_3-(x_{вх1}-x_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}-x_{вх2})b_3+(r_{вх1}+r_{вх2})a_3$;

$S_2=(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3+(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(r_{01}+r_{02})b_3+(x_{02}-x_{01})a_3$; $C_3=(r_{01}+r_{02})a_3+(x_{01}-x_{02})b_3$;

$S_4=-[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3](r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})-(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(r_{01}+r_{02})-(x_{01}-x_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[(x_{01}-x_{02})a_3-b_3(r_{01}+r_{02})]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=x_{2н1}x_{212}-r_{2н1}r_{212}$; $B_1=x_{2н1}r_{212}+r_{2н1}x_{212}$;

$A_2=r_{2н2}r_{211}-x_{2н2}x_{211}$; $B_2=x_{2н2}r_{211}+r_{2н2}x_{211}$.

Ограничение на разность фаз передаточной функции (18) в двух состояниях при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}r_{вх1}r_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вх2}^2}}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вх2}}\right]. \quad (20)$$

Величина $K_{вх}$ из (20) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вх}=\frac{r_{вх1}}{r_{вх2}}+\frac{r_{вх2}}{r_{вх1}}+\frac{(x_{вх1}-x_{вх2})^2}{r_{вх1}r_{вх2}}. \quad (21)$$

При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (20) можно определить ограничение на отношение модулей передаточной функции (18) в двух состояниях:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}. \qquad (22)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (20) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вх} \geq \frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (23)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 r_{01}^2 m^4 + K_{вых} r_{01} r_{02} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 r_{02}^2}}{R_1 r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{02}}\right], \qquad (24)$$

где $R_1 = r_{вх1}^2 + x_{вх1}^2$; $R_2 = r_{вх2}^2 + x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (24) - это частотное качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых} = z_0$) в сечении входа четырёхполюсника (рис. 1б) на двух частотах:

$$K_{вых} = \frac{r_{01}}{r_{02}} + \frac{r_{02}}{r_{01}} + \frac{(x_{01}-x_{02})^2}{r_{01}r_{02}}. \qquad (25)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (24) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}} \frac{K_{вых} \pm \sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}. \qquad (26)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (24) можно найти ограничение на качество пассивной части:

$$K_{вх} \geq \frac{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)} + \frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (27)$$

На втором этапе необходимо известные элементы классической матрицы передачи типовых схем четырёхполюсников [3] подставить в (3) с коэффициентами (19) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_2 = \frac{D-G+2x_1 \mp \sqrt{(D+G)^2+4E[x_1^2+x_1(D-G)-(DG-FE)-F]}}{2(E-1)},$$

$$x_3=\frac{G+D\pm\sqrt{(D+G)^2+4E[x_1^2+x_1(D-G)-(DG-FE)-F]}}{2E}. \qquad (28)$$

П – образное звено:

$$x_2=-\frac{D(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{D+x_1-Ex_3};$$

$$x_3=K;\ X=(E-1)x_1^2+(G-D)x_1+DG-FE;\ Y=-(G+D)x_1^2;\ Z=Fx_1^2. \qquad (29)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$x_2=\frac{Dx_1+(x_3+x_4)(D+x_1)-Ex_3(x_1+x_4)}{(E-1)(x_1+x_3+x_4)};\ x_3=K;\ X=(G+D)x_4-Ex_4^2-(F+DG-FE);$$

$$Y=(G+D)x_4^2-2(x_1+x_4)(F+DG-FE)+2Dx_1x_4;$$

$$Z=x_1x_4(x_1+x_4)(D-G)+x_1^2x_4^2-(x_1+x_4)^2(F+DG-FE). \qquad (30)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D+x_4)(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{Ex_1-x_3-x_4-D};\ x_3=K;\ X=x_1^2(1-E)+(D-G)x_1-(DG-FE);$$

$$Y=x_1^2(D+G-2Ex_4);\ Z=-x_1^2[F+Ex_4^2-(D+G)x_4]. \qquad (31)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_2=-\frac{(D+x_1)(x_3+x_4)-Ex_3x_4}{x_1+x_3+x_4+D-Ex_4};\ x_3=K;\ X=Ex_4^2-(D+G)x_4+F;\ Y=2x_4F-x_4^2(D+G);$$

$$Z=x_4^2[F+DG-FE-x_1^2+(G-D)x_1]. \qquad (32)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_2=-\frac{[D(x_4+x_5)-Ex_4x_5](x_1+x_3)+x_1x_3(D+x_4+x_5-Ex_5)}{(D+x_1)(x_3+x_4+x_5)-Ex_5(x_3+x_4)};\ x_3=K;$$

$$X=x_1x_5^2(D+G)-x_5^2[(E-1)x_1^2+(G-D)x_1+DG-FE]-Fx_1^2;\ Y=x_1^2[x_5(2x_4+x_5)(D+G)-2F(x_4+x_5)-2Ex_4x_5^2];$$

$$Z=x_1^2[x_4x_5(x_4+x_5)(D+G)-F(x_4+x_5)^2]. \qquad (33)$$

Входящие в (30) - (35) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границ областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников, отличающихся друг от друга. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных от ограничений (28) - (33) двухполюсников, при которых обеспечиваются взаимосвязи (3) с коэффициентами (19), оптимальные по критерию (1). Изменение типа обратной связи и места включения НЧ (рисунок 1) относительно согласующего по критерию (1) четырёхполюсника также приводит к изменению границ областей физической реализуемости. Реализация оптимальных характеристик (12)-(17) и (28)-(33) возможна, например, путём определения параметров квазиоптимальных двухполюсников, при которых обеспечивается совпадение оптимальных и реальных зависимостей сопротивлений от частоты на заданном количестве частот.

Здесь в качестве примера приводятся формулы для двухполюсника, показанного на рисунке 2. Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 2:

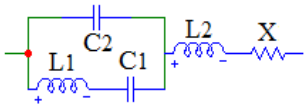


Рис. 2. Пример квазиоптимального реактивного двухполюсника

$$\left(\frac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\omega_n C_2\right)^{-1}(-1)+\omega_n L_2=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n. \qquad (34)$$

Решение (34) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)L_2+\omega_1 x_1-\omega_2 x_2}{(\omega_1^2-\omega_2^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]};$$

$$C_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]}{(x_2-L_2\omega_2)\omega_1\omega_2[(\omega_1^2-\omega_2^2)C_2(x_1-L_2\omega_1)+\omega_1]-\omega_1\omega_2^2(x_1-L_2\omega_1)}. \qquad (35)$$

Дополнительная формула к (35) для трёх частот интерполяции:

$$C_2=\frac{-D_3}{A_3L_2^2+B_3L_2+C_3}, \qquad (36)$$

где $A_3=(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$B_3=x_2\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_3^2)-x_3\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_3^2)-x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_3^2)$;

$C_3=x_1x_2\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_1x_3\omega_1\omega_3(\omega_1^2-\omega_3^2)-x_2x_3\omega_2\omega_3(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$D_3=x_2\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)+x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)+x_3\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)$.

Дополнительная формула к (35) и (36) для четырёх частот интерполяции:

$$L_2=\frac{D_3B_4-B_3D_4\pm\sqrt{(D_3B_4-B_3D_4)^2-4(C_3D_4-D_3C_4)(A_3D_4-D_3A_4)}}{2(A_3D_4-D_3A_4)}, \qquad (37)$$

где $A_4=(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$B_4=x_2\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_4^2)-x_4\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_4^2)-x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_4^2)$;

$C_4=x_1x_2\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_1x_4\omega_1\omega_4(\omega_1^2-\omega_4^2)-x_2x_4\omega_2\omega_4(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$D_4=x_2\omega_2(\omega_4^2-\omega_1^2)+x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)+x_4\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)$.

Для учёта сопротивления X реактивного двухполюсника, входящего в состав схемы (рис. 2), в формулах (34) -(37) необходимо произвести замену $x_n \to x_n - X_n$, где x_n - оптимальные значения сопротивлений двухполюсников типовой схемы четырёхполюсника, определяемые с помощью (12)-(17) и (28)-(33) на четырёх заданных частотах; X_n -известные сопротивления выбранного дополнительного двухполюсника на четырёх заданных частотах.

Можно показать [1], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-7] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.
5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
6. Головков А. А., Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трёхполюсных нелинейных элементах. Проектирование и технология электронных средств. г. Владимир, 2016, №1, с. 34-38.
7. Головков А. А., Димитренко В. Н., Рагозин А. В., Ференец П. С. Основные характеристики навигационных систем на основе магниточувствительных автогенераторов с согласующими резистивными или реактивными четырёхполюсниками. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т3, 2016. с.1316-1330.

References

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I. V. bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
3. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world. 2016, №4, with. 17-26.
4. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Information-measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis of complex two-port networks in a chain of a feedback of peak-phase modulators on three poles nonlinear elements. Designing and technology of electronic means. Vladimir, 2016, №1, with. 34-38.
7. Golovkov A. A., Dimitrenko V. N, Ragozin A. V., Ferenets P. S. The basic characteristics of navigating systems on a basis magnetic sensitivity oscillators with soglasujushche resistive or jet two-port networks. The collection of reports of 22nd International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, T3, 2016. s.1316-1330.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], В. А. Головков[2], М. А. Облогин[3]

[1,3]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
[2]Воронежское КБ антенно-фидерных устройств

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к системным операторам управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом параллельной по напряжению обратной связи. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника. Найдены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Определены параметры квазиоптимального двухполюсника, реализующие оптимальные характеристики в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF JET TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A PARALLEL FEEDBACK ON PRESSURE

A. A.Golovkov[1], V. A.Golovkov[2], M. A.Oblogin[3]

[1,3]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)
[2]Voronezh Construction Bureau of Antenna Design

Abstract. The systems of the algebraic equations meeting requirements to system operators of operated soglasujushche-filtering devices with the account of a parallel feedback on pressure are generated and solved. Decisions are received in the form of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the jet two-port network. Dependences of resistance of two-poles of typical schemes of two-port networks on the frequency, providing these interrelations are found. Parametres kvasioptimum a two-pole, realising optimum characteristics in the limited strip of frequencies are defined.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

Анализ известной литературы [1-2] показывает, что в настоящее время отсутствуют алгоритмы параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств по критерию обеспечения управления частотными характеристиками по заданному закону в заданной полосе частот. В данной статье делается попытка решения ниже формулируемой задачи синтеза, способствующей устранению этого недостатка.

Пусть заданы два состояния управляемого согласующе-фильтрующего устройства (УСФУ). Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивного

четырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 . \qquad (1)$$

Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по напряжению обратной связью и согласующим реактивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а) и источником сигнала и нелинейной частью (б).

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), реактивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [3] передаточную функцию в режиме усиления для структуры исследуемых устройств с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{Y_{21} z_н}{[(\alpha + j\gamma z_н) z_{вых} + z_н + j\beta] a (g_{20} + jb_{20})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \dfrac{1 + Y_{11} z_0}{-(Y_{22} + z_0 |Y|)} = \dfrac{g_{10} + jb_{10}}{g_{20} + jb_{20}} = r_{вых} + jx_{вых}$; $g_{10} = 1 + g_{11} r_0 - b_{11} x_0$; $b_{10} = g_{11} x_0 + b_{11} r_0$;

$g_{20} = -g_{22} + r_0(b_{11}b_{22} + g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21} - g_{11}g_{22}) + x_0(g_{22}b_{11} + b_{22}g_{11} - b_{12}g_{21} - b_{21}g_{12})$; $|Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$;

$b_{20} = -b_{22} + r_0(b_{12}g_{21} + g_{12}b_{21} - b_{11}g_{22} - g_{11}b_{22}) + x_0(b_{11}b_{22} + g_{12}g_{21} - g_{11}g_{22} - b_{12}b_{21})$;

$Y_{11} = y_{11}^{VT} + y_{11}^{OC} = g_{11} + jb_{11}$; $Y_{12} = y_{12}^{VT} + y_{12}^{OC} = g_{12} + jb_{12}$; $Y_{21} = y_{21}^{VT} + y_{21}^{OC} = g_{21} + jb_{21}$;

$Y_{22} = y_{22}^{VT} + y_{22}^{OC} = g_{22} + jb_{22}$ -суммарные элементы матриц проводимостей ЦПП и ЦОС (элементы матрицы проводимостей НЧ); $\alpha = \dfrac{d}{a}$; $\beta = \dfrac{b}{a}$; $\gamma = \dfrac{c}{a}$ -отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha = D\gamma + E ; \beta = F\gamma + G , \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi-C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi+C_4\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(r_{вых1}+r_{вых2})b_3-(x_{вых1}-x_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}-x_{вых2})b_3+(r_{вых1}+r_{вых2})a_3$;

$G=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3-(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3$;

$S_3=(r_{н1}+r_{н2})b_3+(x_{н2}-x_{н1})a_3$; $C_3=(r_{н1}+r_{н2})a_3+(x_{н1}-x_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]-(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3+(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=b_{201}b_{212}-g_{201}g_{212}$; $B_1=b_{201}g_{212}+g_{201}b_{212}$; $A_2=g_{202}g_{211}-b_{202}b_{211}$;

$B_2=b_{202}g_{211}+g_{202}b_{211}$.

Полученные взаимосвязи (3) должны удовлетворять условию взаимности $ad+bc=1$ реактивных четырёхполюсников, которое в принятых обозначениях (2) имеет вид неравенства $\alpha+\beta\gamma>0$. Подставим в это неравенство взаимосвязи (3). Получим

$$F\gamma^2+(D+G)\gamma+E>0. \qquad (4)$$

Решение квадратного уравнения, получающегося из (4) путём замены знака неравенства на знак равенства:

$$\gamma_{\pm}=\frac{-(D+G)\pm\sqrt{(D+G)^2-4EF}}{2F}. \qquad (5)$$

Анализ показывает, что оптимальные взаимосвязи (3) в случае отрицательного подкоренного выражения в (5) и $F>0$ являются физически реализуемыми при любых значениях γ. Если подкоренное выражение положительно, то эти взаимосвязи являются физически реализуемыми при значениях γ, лежащими между меньшим и большим значениями ($\gamma_-<\gamma<\gamma_+$) из (5) в случае $F<0$ или при значениях γ, лежащими ниже меньшего и выше большего ($\gamma_->\gamma$; $\gamma>\gamma_+$) из значений (5) в случае $F>0$. Граница области физической реализуемости или предельно-достижимые величины m и φ находятся из уравнений, формируемых из равенств знаменателя и числителя F нулю. Области физической реализуемости критерия (1) определяются условиями сохранения одинако-

вого знака у числителя и знаменателя F. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_1 \pm \sqrt{-r_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4 + K_{вых}r_{вых1}r_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - (a_2^2+b_2^2)^2r_{вых2}^2}}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_1m + (a_2^2+b_2^2)r_{вых2}}\right]. \quad (6)$$

Величина $K_{вых}$ из (6) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых} = \frac{r_{вых1}}{r_{вых2}} + \frac{r_{вых2}}{r_{вых1}} + \frac{(x_{вых1} - x_{вых2})^2}{r_{вых1}r_{вых2}}. \quad (7)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. В связи с этим развиваемый метод параметрического синтеза радиотехнических цепей можно называть «двухимпедансным» по аналогии с уже устоявшимся названием «двухимпедансных» управляющих устройств СВЧ [4], характеристики которых оценивают с помощью качества типа (7). Существуют и другие определения качества. Минимальное значение качества, равное двум, достигается только при равенстве выходных сопротивлений НЧ в двух состояниях. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (6) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}} \frac{K_{вых} \pm \sqrt{K_{вых}^2 - 4}}{2}. \quad (8)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (6) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (9)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2r_{н1}^2m^4 + K_{вх}r_{н1}r_{н2}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2r_{н2}^2}}{R_1r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{н2}}\right], \quad (10)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2$; $R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (10) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода реактивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах (это качество можно назвать частотным, поскольку оно пропорционально добротности):

$$K_{вх}=\frac{r_{н1}}{r_{н2}}+\frac{r_{н2}}{r_{н1}}+\frac{(x_{н1}-x_{н2})^2}{r_{н1}r_{н2}}. \qquad (11)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (10) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+;\quad m_{\pm}=\sqrt{\frac{r_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)}}\,\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}. \qquad (12)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (10) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх}\ge\frac{r_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{r_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (13)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем реактивных четырёхполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем реактивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников выбранной схемы. Здесь приведено по одному решению для каждого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано Т-образное звено, то оптимальные зависимости (одна из заданных частот фиксируется, а вторая - текущая) сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_1=\frac{D+G-2Ex_2\pm\sqrt{(D+G)^2+4E(x_2^2-F)}}{2E};\quad x_3=\frac{G-D-2x_2\pm\sqrt{(D+G)^2+4E(x_2^2-F)}}{2}. \qquad (14)$$

П – образное звено:

$$x_1=-\frac{D(x_2+x_3)+x_2x_3}{D+x_3-E(x_2+x_3)};\ x_3=K;\ K=\frac{-Y\pm\sqrt{Y^2-4XZ}}{2X};$$

$$X=(G-D)x_2-x_2^2+F+DG-EF;\ Y=(G-D)x_2^2+2x_2(DG-EF);\ Z=x_2^2(DG-EF). \qquad (15)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$x_1=-\frac{(x_3+x_4)[D+(1-E)x_2]+x_3x_4}{D-(E-1)(x_2+x_3)-Ex_4};\ x_3=K;\ X=(G-D)x_4+F-x_4^2+DG-EF;$$

$$Y=2x_4(DG-FE)-2x_2x_4(x_4-G)-x_4^2(D-G);\ Z=(DG-FE)x_4^2+(E-1)x_2^2x_4^2+x_2x_4^2(G-D). \qquad (16)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_1=-\frac{(D+x_4)(x_2+x_3)+x_2x_3}{D+x_3+x_4-E(x_2+x_3)};\ x_3=K;\ X=(x_2+x_4)^2+(D-G)(x_2+x_4)-(DG-FE)-F;$$

$$Y=(x_2^2+2x_2x_4)(D-G)+2x_2x_4(x_2+x_4)-2x_2(DG-FE);\ Z=[x_4^2+(D-G)x_4-(DG-FE)]x_2^2. \qquad (17)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_1=\frac{D(x_2+x_3+x_4)+x_2x_4(1-E)+x_3(x_4-Ex_2)}{E(x_2+x_3+x_4)};\ x_3=K;\ X=x_4^2+(D-G)x_4-(DG-FE);$$

$$Y=2x_2x_4^2-2(x_2+x_4)(DG-FE)+x_4(2x_2+x_4)(D-G);$$

$$Z=x_2x_4(x_2+x_4)(D-G)-x_2^2x_4^2(E-1)-(DG-FE)(x_2+x_4)^2. \qquad (18)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_1=-\frac{(D+x_5)[x_2(x_3+x_4)+x_3x_4]+Dx_5(x_2+x_3)}{(D-Ex_2)(x_3+x_4+x_5)+x_5(x_3+x_4)-Ex_3(x_4+x_5)};\ x_3=K;$$

$$X=-x_5(x_2+x_4)(x_2+x_4+x_5)(D-G)+(x_2+x_4+x_5)^2(DG-EF)+x_5^2[F-(x_2+x_4)^2];$$

$$Y=-x_2x_5[2x_4(x_2+x_4+x_5)+x_2x_5](D-G)+2x_2(DG-FE)(x_4+x_5)(x_2+x_4+x_5)-2x_2x_4x_5^2(x_2+x_4);$$

$$Z=-x_2^2[x_4^2x_5^2-(DG-FE)(x_4+x_5)^2+x_4x_5(x_4+x_5)(D-G)]. \qquad (19)$$

Входящие в (14) - (19) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме x_1 и x_3), при которых обеспечиваются взаимосвязи (3), оптимальные по критерию (1).

Передаточная функция структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1б, может быть представлена следующим образом:

$$H=\frac{Y_{21}z_н}{[(\alpha+j\gamma z_0)z_{вх}+z_0+j\beta]d(g_{1н}+jb_{1н})}, \qquad (20)$$

где $\alpha=\frac{a}{d}$; $\beta=\frac{b}{d}$; $\gamma=\frac{c}{d}$; $z_{вх}=\frac{1-Y_{22}z_н}{Y_{11}-z_н|Y|}=\frac{g_{2н}+jb_{2н}}{g_{1н}+jb_{1н}}=r_{вх}+jr_{вх}$;

$g_{1н}=g_{11}+r_н(b_{11}b_{22}+g_{12}g_{21}-b_{12}b_{21}-g_{11}g_{22})+x_н(g_{22}b_{11}+b_{22}g_{11}-b_{12}g_{21}-b_{21}g_{12})$; $g_{2н}=1-g_{22}r_н+b_{22}x_н$;

$b_{1н}=b_{11}+r_0(b_{12}g_{21}+g_{12}b_{21}-b_{11}g_{22}-g_{11}b_{22})+x_н(b_{11}b_{22}+g_{12}g_{21}-g_{11}g_{22}-b_{12}b_{21})$; $b_{2н}=-(g_{22}x_н+b_{22}r_н)$;

$Y_{11}=g_{11}+jb_{11}$; $Y_{12}=g_{12}+jb_{12}$; $Y_{21}=g_{21}+jb_{21}$; $Y_{22}=g_{22}+jb_{22}$ -суммарные элементы матриц проводимостей ЦПП и ЦОС. Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем использовать индексы $_1$ и $_2$, характеризующие первое и второе состояния.

Подставим (20) в математическую формулировку критерия синтеза (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид оптимальных взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(C_4\cos\varphi-S_4\sin\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \qquad (21)$$

где $S_1=(r_{вх1}+r_{вх2})b_3-(x_{вх1}-x_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}-x_{вх2})b_3+(r_{вх1}+r_{вх2})a_3$;

$S_2=(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3+(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(r_{01}+r_{02})b_3+(x_{02}-x_{01})a_3$; $C_3=(r_{01}+r_{02})a_3+(x_{01}-x_{02})b_3$;

$S_4=-[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3](r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})-(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(r_{01}+r_{02})-(x_{01}-x_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[(x_{01}-x_{02})a_3-b_3(r_{01}+r_{02})]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=b_{1н1}b_{212}-g_{1н1}g_{212}$; $B_1=b_{1н1}g_{212}+g_{1н1}b_{212}$; $A_2=g_{1н2}g_{211}-b_{1н2}b_{211}$; $B_2=b_{1н2}g_{211}+g_{1н2}b_{211}$.

Ограничение на разность фаз передаточной функции (20) в двух состояниях при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}r_{вх1}r_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вх2}^2}}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вх2}}\right]. \qquad (22)$$

Величина $K_{вх}$ из (22) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вх}=\frac{r_{вх1}}{r_{вх2}}+\frac{r_{вх2}}{r_{вх1}}+\frac{(x_{вх1}-x_{вх2})^2}{r_{вх1}r_{вх2}}. \qquad (23)$$

При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно определить ограничение на отношение модулей передаточной функции (23) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \qquad (24)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (25)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4\pm\sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2r_{01}^2m^4+K_{вых}r_{01}r_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2r_{02}^2}}{R_1r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)r_{02}}\right], \qquad (26)$$

где $R_1=r_{вх1}^2+x_{вх1}^2$; $R_2=r_{вх2}^2+x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (26) - это частотное качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых}=z_0$) в сечении входа четырёхполюсника (рисунок 1б) на двух частотах:

$$K_{вых}=\frac{r_{01}}{r_{02}}+\frac{r_{02}}{r_{01}}+\frac{(x_{01}-x_{02})^2}{r_{01}r_{02}}. \qquad (27)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (26) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+;\quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}}\,\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}. \qquad (28)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (26) можно найти ограничение на качество пассивной части:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (29)$$

На втором этапе необходимо известные элементы классической матрицы передачи типовых схем четырёхполюсников [3] подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_1=\frac{G-D-2x_2\pm\sqrt{(D+G)^2+4E(x_2^2-F)}}{2};\quad x_3=\frac{G+D-2Ex_2\pm\sqrt{(D+G)^2+4E(x_2^2-F)}}{2E}. \qquad (30)$$

П – образное звено:

$$x_1=-\frac{D(x_2+x_3)-Ex_2x_3}{D+x_2+x_3-Ex_3};\ x_3=K;\ X=Ex_2^2-(G+D)x_2+F+DG-EF;$$

$$Y=2x_2F-(G+D)x_2^2;\ Z=Fx_2^2. \qquad (31)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$x_1=-\frac{(x_3+x_4)[D+(1-E)x_2]-Ex_3x_4}{D+x_4+(1-E)(x_2+x_3)};\ x_3=K;\ X=(D+G)x_4-x_4^2E-F-(DG-FE);$$

$$Y=(D+G)x_4^2+2x_2x_4(G-E)-2Fx_4;\ Z=x_4^2[x_2(D+G)-F-x_2^2(E-1)]. \qquad (32)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_1=\frac{(D-Ex_4)(x_2+x_3)+Ex_2x_3}{D+x_2+x_3-E(x_3+x_4)};\ x_3=K;\ X=(x_2+x_4)^2E+F-(D+G)(x_2+x_4)+DG-FE;$$

$$Y=2x_2[F+Ex_4(x_2+x_4)]-(x_2^2+2x_2x_4)(D+G);\ Z=x_2^2[Ex_4^2-(D+G)x_4+F]. \qquad (33)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_1=-\frac{(D+x_2)(x_3+x_4)+Dx_2-Ex_4(x_2+x_3)}{x_2+x_3+x_4};\ x_3=K;\ X=(D+G)x_4-F-Ex_4^2;$$

$$Y=x_4(2x_2+x_4)(D+G)-2Ex_2x_4^2-2F(x_2+x_4);\ Z=x_2x_4(x_2+x_4)(D+G)-(E-1)x_2^2x_4^2-F(x_2+x_4)^2. \quad (34)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_1=-\frac{(D-Ex_5)[x_2x_3+x_4(x_2+x_3)]+Dx_5(x_2+x_3)}{(D+x_2)(x_3+x_4+x_5)+x_3(x_4+x_5)-Ex_5(x_3+x_4)};\ x_3=K;$$

$$X=x_5(x_2+x_4)(x_2+x_4+x_5)(D+G)-x_5^2(x_2+x_4)^2E-F(x_2+x_4+x_5)^2-(DG-FE)x_5^2;$$

$$Y=\{x_5(D+G)[2x_4(x_2+x_4+x_5)+x_2x_5]-2F(x_2+x_4+x_5)(x_4+x_5)-2x_4x_5^2(x_2+x_4)E\}x_2;$$

$$Z=-x_2^2[F(x_4+x_5)^2+Ex_4^2x_5^2-x_4x_5(x_4+x_5)(D+G)]. \quad (35)$$

Входящие в (30) - (35) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границ областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников, отличающихся друг от друга. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных от ограничений (30) - (35) двухполюсников, при которых обеспечиваются взаимосвязи (3) с коэффициентами (21), оптимальные по критерию (1). Изменение типа обратной связи и места включения НЧ (рисунок 1) относительно согласующего по критерию (1) четырёхполюсника также приводит к изменению границ областей физической реализуемости. Реализация оптимальных характеристик (14)-(19) и (30)-(35) возможна, например, путём определения параметров квазиоптимальных двухполюсников, при которых обеспечивается совпадение оптимальных и реальных зависимостей сопротивлений от частоты на заданном количестве частот. Здесь в качестве примера приводятся формулы для двухполюсника, показанного на рисунке 2. Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рисунке 2, без учёта сопротивления X реактивного двухполюсника:

$$\frac{\left(\frac{\omega_nL_1}{1-\omega_n^2L_1C_1}+\omega_nL_2\right)\left(\frac{-1}{\omega_nC_2}\right)}{\frac{\omega_nL_1}{1-\omega_n^2L_1C_1}+\omega_nL_2+\frac{-1}{\omega_nC_2}}=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n. \quad (36)$$

Решение (36) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{(\omega_1^2-\omega_2^2)[L_2\omega_1(C_2\omega_1x_1+1)-x_1][L_2\omega_2(C_2\omega_2x_2+1)-x_2]}{\omega_1\omega_2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)-L_2\omega_1\omega_2(\omega_1^2-\omega_2^2)(C_2\omega_1x_1+1)(C_2\omega_2x_2+1)};$$

$$C_1=\frac{C_2x_1x_2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1x_2-\omega_2x_1}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[L_2\omega_1(C_2\omega_1x_1+1)-x_1][L_2\omega_2(C_2\omega_2x_2+1)-x_2]}. \quad (37)$$

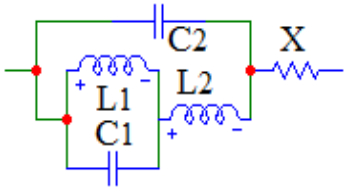


Рис. 2. Пример квазиоптимального реактивного двухполюсника

Дополнительная формула к (37) для трёх частот:

$$L_2=\frac{D_3}{A_3C_2^2+B_3C_2+C_3}=\frac{D_4}{A_4C_2^2+B_4C_2+C_4}, \qquad (38)$$

где $A_3=x_1x_2x_3(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $A_4=x_1x_2x_4(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$B_3=x_1x_3\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_3^2)+x_2x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_3^2)+x_1x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$C_3=x_1\omega_2\omega_3(\omega_3^2-\omega_2^2)+x_3\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_2\omega_1\omega_3(\omega_1^2-\omega_3^2)$;

$D_3=x_1x_3\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)+x_1x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)+x_2x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)$;

$B_4=x_1x_4\omega_2(\omega_4^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_2^2+\omega_4^2)+x_2x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_1^2+\omega_4^2)+x_1x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_1^2+\omega_2^2-\omega_4^2)$

$C_4=x_1\omega_2\omega_4(\omega_4^2-\omega_2^2)+x_4\omega_1\omega_2(\omega_2^2-\omega_1^2)+x_2\omega_1\omega_4(\omega_1^2-\omega_4^2)$; $D_4=x_1x_4\omega_2(\omega_4^2-\omega_1^2)+x_1x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)+x_2x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)$.

Дополнительная формула к (37) и (38) для четырёх частот:

$$C_2=\frac{(D_3B_4-B_3D_4)\pm\sqrt{(D_3B_4-B_3D_4)^2-4(C_3D_4-D_3C_4)(A_3D_4-D_3A_4)}}{2(A_3D_4-D_3A_4)}. \qquad (39)$$

Для учёта сопротивления X реактивного двухполюсника, входящего в состав схемы (рисунок), в формулах (36) -(39) необходимо произвести замену $x_n \to x_n - X_n$, где x_n -оптимальные значения сопротивлений двухполюсников типовой схемы четырёхполюсника, определяемые с помощью (14)-(19) и (30)-(35) на четырёх заданных частотах; X_n -известные сопротивления выбранного дополнительного двухполюсника на четырёх заданных частотах.

На этом алгоритм синтеза УСФУ заканчивается. Покажем, что в этом алгоритме заложена возможность синтеза различных радиотехнических устройств [5-9]. При двухуровневом переключении амплитуды управляющего сигнала будет реализован режим последовательного обеспечения модулей и фаз передаточной функции на двух частотах при заданном отношении модулей и разности фаз в двух состояниях (1). Для реализации этого режима достаточно использование (37). При непрерывном изменении амплитуды управляющего сигнала и разумном выборе разниц между частотами f_2-f_1 и f_3-f_2 отношение модулей и разность фаз передаточной функции УСФУ будет изменяться по закону, близкому к (1). Если заданные частоты удовлетворяют соотношению $f_2>f_1$ при $m<1$, входные сопротивления НЧ зависят только от частоты, а действительные составляющие $z_{вых1,2}$ меньше нуля то рассмотренные задачи являются задачами синтеза усилителей и демодуляторов сигналов с угловой модуляцией по критерию формирования левого склона АЧХ высокочастотной части схемы (до фильтра нижних частот) с крутизной $\frac{1}{m}$. Если заданные частоты удовлетворяют соотношению $f_2>f_1$ при $m>1$, то при тех же условиях эти задачи являются задачами синтеза усилителей и демодуляторов сигналов с угловой модуляцией по критерию формирования правого склона АЧХ высокочастотных частей схем с крутизной m [7]. Формирование склонов необходимо для преобразования частотно-модулированного или фазомодулированного сигнала (ЧМС или ФМС) в амплитудно-модулированный ЧМС или ФМС и последую-

щей амплитудной демодуляции. При $m=1$ и $\varphi \neq 0$ результаты работы могут быть использованы для синтеза широкополосных усилителей, а при $m=\infty$ (это эквивалентно равенство нулю знаменателей передаточных функций (2) и (20) в первом состоянии) - для синтеза генераторов и двухчастотных манипуляторов [5,6, 9]. В режиме генерации источник сигнала (рисунок 1) заменяется короткозамыкающей перемычкой, а сопротивление z_0 остаётся. Если в полученных результатах положить $f_1=f_2$, два состояния НЧ определить двумя уровнями амплитуды управляющего сигнала и считать все величины зависящими от текущей частоты, то рассмотренные задачи являются задачами синтеза амплитудно-фазовых модуляторов высокочастотных сигналов [8].

Таким образом, полученные результаты синтеза и выражения для оценки предельно-достижимых показателей и характеристик различных радиотехнических устройств, будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1988. -448с.
2. Справочник по радиоэлектронике / Под общ. ред. Куликовского А. А., М.: Энергия, Т. 1. 1967, 648с; Т. 2. 1968,536с; Т. 3. 1970,816с.
3. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
4. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: "Высшая школа", 1988.- 432 с.
5. 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.
6. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.
7. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
8. Головков А. А., Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трёхполюсных нелинейных элементах. Проектирование и технология электронных средств. г. Владимир, 2016, №1, с. 34-38.
9. Головков А. А., Димитренко В. Н, Рагозин А. В., Ференец П. С. Основные характеристики навигационных систем на основе магниточувствительных автогенераторов с согласующими резистивными или реактивными четырёхполюсниками. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т3, 2016. с.1316-1330.

References

1. Baskakov S. I. Radio engineering chains and signals. M: "Higher school", 1988.-448s.
2. The directory on radio electronics / Under the general edition Kulikovskogo A.A., M: Energy, T. 1. 1967, 648c; T. 2. 1968,536c; T. 3. 1970,816c.

3. Gurevich I. V.bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
4. Sazonov of D. M. aerial and devices SVCH. M: "higher school", 1988.432 with.
5. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world. 2016, №4, with. 17-26.
6. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
7. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A.parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Information-measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
8. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis of complex two-port networks in a chain of a feedback of peak-phase modulators on three poles nonlinear nonlinear elements. Designing and technology of electronic means. Vladimir, 2016, №1, with. 34-38.
9. Golovkov A. A., Dimitrenko V. N., Ragozin A. V., Ferenets P. S. The basic characteristics of navigating systems on a basis magneticesensitive oscillators with soglasujushche resistive or jet two-port networks. The collection of reports of 22nd International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, T3, 2016. s.1316-1330.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], В. А. Головков[2], М. А. Облогин[3]

[1,3]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
[2]Воронежское КБ антенно-фидерных устройств

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к системным операторам управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом параллельной по току обратной связи. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника. Найдены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Определены параметры квазиоптимального двухполюсника, реализующие оптимальные характеристики в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF JET TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A PARALLEL FEEDBACK ON A CURRENT

A. A. Golovkov[1], V. A. Golovkov[2], M. A. Oblogin[3]

[1,3]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh),
[2] Voronezh KB of antenno-feeding devices

Abstract. The systems of the algebraic equations meeting requirements to system operators of operated soglasujushche-filtering devices with the account of a parallel feedback on a current are generated and solved. Decisions are received in the form of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the jet two-port network. Dependences of resistance of two-poles of typical schemes of two-port networks on the frequency, providing these interrelations are found. Parametres kvasioptimum a two-pole, realising optimum characteristics in the limited strip of frequencies are defined.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего реактивного четырёхполюсника и параллельной по току обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству.

Пусть заданы два состояния управляемого согласующе-фильтрующего устройства (УСФУ). Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивного че-

тырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 \qquad .(1)$$

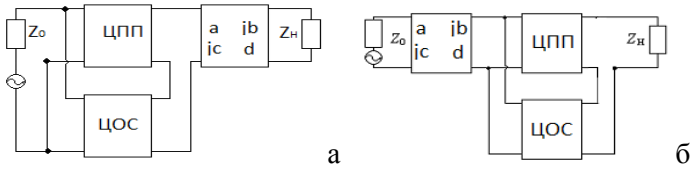


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по току обратной связью и согласующим реактивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а) и источником сигнала и нелинейной частью (б).

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), реактивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [3] передаточную функцию в режиме усиления для структуры исследуемых устройств с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{F_{21} z_н}{[(\alpha + j\gamma z_н) z_{вых} + z_н + j\beta]a(\tau_{10} + j\nu_{10})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \dfrac{-(F_{22} + z_0|F|)}{F_{11}z_0 + 1} = \dfrac{\tau_{20} + j\nu_{20}}{\tau_{10} + j\nu_{10}} = r_{вых} + jx_{вых}$; $\tau_{10} = 1 + \tau_{11}r_0 - \nu_{11}x_0$; $\nu_{10} = \tau_{11}x_0 + \nu_{11}r_0$;

$\tau_{20} = -\tau_{22} + r_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \nu_{12}\nu_{21} - \tau_{11}\tau_{22}) + x_0(\tau_{22}\nu_{11} + \nu_{22}\tau_{11} - \nu_{12}\tau_{21} - \nu_{21}\tau_{12})$;

$\nu_{20} = -\nu_{22} + r_0(\nu_{12}\tau_{21} + \tau_{12}\nu_{21} - \nu_{11}\tau_{22} - \tau_{11}\nu_{22}) + x_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \tau_{11}\tau_{22} - \nu_{12}\nu_{21})$; $\alpha = \dfrac{d}{a}; \beta = \dfrac{b}{a}; \gamma = \dfrac{c}{a}$ -

отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника; $F_{11} = f_{11}^{VT} + f_{11}^{OC} = \tau_{11} + j\nu_{11}$; $F_{12} = f_{12}^{VT} + f_{12}^{OC} = \tau_{12} + j\nu_{12}$; $F_{21} = f_{21}^{VT} + f_{21}^{OC} = \tau_{21} + j\nu_{21}$; $F_{22} = f_{22}^{VT} + f_{22}^{OC} = \tau_{22} + j\nu_{22}$ -суммарные элементы смешанных матриц F ЦПП и ЦОС; $|F| = F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}$. Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha = D\gamma + E; \beta = F\gamma + G, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi-C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi+C_4\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(r_{вых1}+r_{вых2})b_3-(x_{вых1}-x_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}-x_{вых2})b_3+(r_{вых1}+r_{вых2})a_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3-(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3$;

$S_3=(r_{н1}+r_{н2})b_3+(x_{н2}-x_{н1})a_3$; $C_3=(r_{н1}+r_{н2})a_3+(x_{н1}-x_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]-(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3+(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=\nu_{101}\nu_{212}-\tau_{101}\tau_{212}$; $B_1=\tau_{101}\nu_{212}+\nu_{101}\tau_{212}$; $A_2=\tau_{102}\tau_{211}-\nu_{102}\nu_{211}$; $B_2=\tau_{102}\nu_{211}+\nu_{102}\tau_{211}$.

Области физической реализуемости критерия (1) определяются условиями сохранения одинакового знака у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}r_{вых1}r_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вых2}^2}}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вых2}}\right]. \quad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (6) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рис. 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{r_{вых1}}{r_{вых2}}+\frac{r_{вых2}}{r_{вых1}}+\frac{(x_{вых1}-x_{вых2})^2}{r_{вых1}r_{вых2}}. \quad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (4) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)} . \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 r_{н1}^2 m^4 + K_{вх} r_{н1} r_{н2} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 r_{н2}^2}}{R_1 r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{н2}} \right], \qquad (8)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2 ; R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода реактивного четырёхполюсника (рисунок 1а) на двух частотах:

$$K_{вх} = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}} . \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)}} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2} . \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)} + \frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2} . \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем реактивных четырёхполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем реактивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_3 = -\frac{(x_1+x_4)(D+x_2-Ex_2)-Ex_1x_4}{D+x_4-(E-1)(x_1+x_2)} ; x_4 = K ; K = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2-4XZ}}{2X} ;$$

$$X = (D+G)(x_1+x_2) - F - E(x_1+x_2)^2 + x_2^2 ;$$

$$Y = 2Gx_1x_2 - 2Fx_1 + (D+G)x_1^2 ; Z = -x_1^2(F+DG-FE) . \qquad (12)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D+x_4)(x_1+x_2)-x_1x_2E}{x_1(E-1)-x_2-x_4-D};\ x_4=K;\ X=-x_1^2;\ Y=-x_1^2(D-G);$$

$$Z=F(x_1+x_2)^2+x_1^2(DG-FE)+Ex_1^2x_2^2-x_1x_2(x_1+x_2)(D+G). \qquad (13)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D-Ex_1)(x_2+x_4)-(E-1)x_2x_4}{E(x_1+x_2)-x_4-D};\ x_4=K;\ X=(D+G)(x_1+x_2)+x_2^2-F-E(x_1+x_2)^2;$$

$$Y=x_2^2(D-G);\ Z=-x_2^2(DG-FE). \qquad (14)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_3=-\frac{[D(x_4+x_5)+x_4x_5](x_1+x_2)-Ex_1x_2(x_4+x_5)}{(D+x_5)(x_1+x_2+x_4)-(x_2+x_4+x_5)Ex_1+Dx_5};\ x_4=K;\ X=x_1^2[x_5^2+(D-G)x_5-(DG-FE)];$$

$$Y=x_1^2[x_5^2(D-G)-2x_5(DG-FE)];$$

$$Z=x_1^2(Ex_2^2+DG-FE)-x_1x_2(x_1+x_2)(D+G)-x_5^2F(x_1+x_2)^2. \qquad (15)$$

Входящие в (12) - (15) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме x_3 и x_4), при которых обеспечиваются взаимосвязи (3), оптимальные по критерию (1). Передаточная функция структуры с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1б, может быть представлена в виде:

$$H=\frac{F_{21}z_н}{[(\alpha+j\gamma z_0)z_{вх}+z_0+j\beta]d(\tau_{1н}+j\nu_{1н})}, \qquad (16)$$

где $\alpha=\frac{a}{d}$; $\beta=\frac{b}{d}$; $\gamma=\frac{c}{d}$; $z_{вх}=\frac{z_н-F_{22}}{F_{11}z_н-|F|}=\frac{\tau_{2н}+j\nu_{2н}}{\tau_{1н}+j\nu_{1н}}=r_{вх}+jr_{вх}$;

$\tau_{1н}=\tau_{11}r_н+\nu_{11}\nu_{22}+\tau_{12}\tau_{21}-\nu_{12}\nu_{21}-\tau_{11}\tau_{22}-\nu_{11}x_н$; $\nu_{1н}=\nu_{11}r_н+\nu_{12}\tau_{21}+\tau_{12}\nu_{21}-\nu_{11}\tau_{22}-\tau_{11}\nu_{22}+\tau_{11}x_н$; $\tau_{2н}=r_н-\tau_{22}$; $\nu_{2н}=x_н-\nu_{22}$.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем использовать индексы $_1$ и $_2$, характеризующие первое и второе состояния. Подставим (16) в математическую формулировку критерия синтеза (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид оптимальных взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(C_4\cos\varphi-S_4\sin\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \quad (17)$$

где $S_1=(r_{вх1}+r_{вх2})b_3-(x_{вх1}-x_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}-x_{вх2})b_3+(r_{вх1}+r_{вх2})a_3$;

$S_2=(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3+(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(r_{01}+r_{02})b_3+(x_{02}-x_{01})a_3$; $C_3=(r_{01}+r_{02})a_3+(x_{01}-x_{02})b_3$;

$S_4=-[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3](r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})-(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(r_{01}+r_{02})-(x_{01}-x_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[(x_{01}-x_{02})a_3-b_3(r_{01}+r_{02})]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=\nu_{1н1}\nu_{212}-\tau_{1н1}\tau_{212}$; $B_1=\nu_{1н1}\tau_{212}+\tau_{1н1}\nu_{212}$; $A_2=\tau_{1н2}\tau_{211}-\nu_{1н2}\nu_{211}$; $B_2=\nu_{1н2}\tau_{211}+\tau_{1н2}\nu_{211}$.

Ограничение на разность фаз передаточной функции (16) в двух состояниях при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}r_{вх1}r_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вх2}^2}}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вх2}}\right]. \quad (18)$$

Величина $K_{вх}$ из (18) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рис. 1б) в двух состояниях:

$$K_{вх}=\frac{r_{вх1}}{r_{вх2}}+\frac{r_{вх2}}{r_{вх1}}+\frac{(x_{вх1}-x_{вх2})^2}{r_{вх1}r_{вх2}}. \quad (19)$$

При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить ограничение на отношение модулей передаточной функции (16) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \quad (20)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (21)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_{\pm}=-2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4\pm\sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2r_{01}^2m^4+K_{вых}r_{01}r_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2r_{02}^2}}{R_1r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)r_{02}}\right], \quad (22)$$

где $R_1=r_{вх1}^2+x_{вх1}^2$; $R_2=r_{вх2}^2+x_{вх2}^2$. Величина $K_{вых}$ из (22) - это частотное качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых}=z_0$) в сечении входа четырёхполюсника (рис. 1б) на двух частотах:

$$K_{вых}=\frac{r_{01}}{r_{02}}+\frac{r_{02}}{r_{01}}+\frac{(x_{01}-x_{02})^2}{r_{01}r_{02}}. \quad (23)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (22) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+; \quad m_{\pm}=\sqrt{\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (24)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно найти ограничение на качество пассивной части:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \quad (25)$$

На втором этапе необходимо известные элементы классической матрицы передачи типовых схем четырёхполюсников [2] подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_3=-\frac{(x_1+x_4)(D+x_2-Ex_2)+x_1x_4}{D-Ex_4-(E-1)(x_1+x_2)}; \; x_4=K; \; X=x_2^2E+DG-FE-(D-G)(x_1+x_2)-(x_1+x_2)^2;$$

$$Y=2Gx_1x_2+2x_1(DG-FE)-(D-G)x_1^2; \; Z=x_1^2(F+DG-FE). \quad (26)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D-Ex_4)(x_1+x_2)+x_1x_2}{(x_1+x_2+x_4)E-x_1-D}; \; x_4=K; \; X=-x_1^2E; \; Y=x_1^2(D+G);$$

$$Z=x_1x_2(x_1+x_2)(D-G)-(x_1+x_2)^2(DG-FE)-x_1^2(F-x_2^2). \quad (27)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_3=-\frac{(D+x_1)(x_2+x_4)-(E-1)x_2x_4}{D+x_1+x_2-Ex_4}; \; x_4=K; \; X=(D-G)(x_1+x_2)+(x_1+x_2)^2-x_2^2E-(DG-FE);$$

$$Y=x_2^2(D+G); \; Z=-x_2^2F. \quad (28)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_3=-\frac{[D(x_1+x_2)+x_1x_2](x_4+x_5)-Ex_4x_5(x_1+x_2)}{(D-Ex_5)(x_1+x_2+x_4)-(x_2+x_4+x_5)x_1+Dx_5}; \; x_4=K; \; X=-x_1^2[F+Ex_5^2-(D+G)x_5];$$

$$Y=x_5x_1^2[(D+G)x_5-2F];\ Z=x_5^2[x_1x_2(x_1+x_2)(D-G)-(x_1+x_2)^2(DG-FE)-x_1^2(F-x_2^2)]. \quad (29)$$

Входящие в (26) - (29) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границ областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников, отличающихся друг от друга. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных от ограничений (26) - (29) двухполюсников, при которых обеспечиваются взаимосвязи (3) с коэффициентами (17), оптимальные по критерию (1). Реализация оптимальных характеристик (12)-(15) и (26)-(29) возможна, например, путём определения параметров квазиоптимальных двухполюсников, при которых обеспечивается совпадение оптимальных и реальных зависимостей сопротивлений от частоты на заданном количестве частот. Здесь в качестве примера приводятся формулы для двухполюсника, показанного на рис. 2.

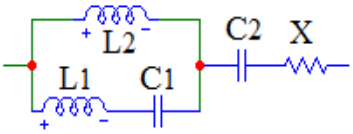


Рис. 2. Пример квазиоптимального реактивного двухполюсника

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 2:

$$\left(\frac{\omega_n C_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n L_2}\right)^{-1}(-1)+\frac{-1}{\omega_n C_2}=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n. \quad (30)$$

Решение (30) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{L_2(C_2\omega_1x_1+1)(C_2\omega_2x_2+1)(\omega_1^2-\omega_2^2)-\omega_1^2\omega_2^2L_2^2C_2^2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]};$$

$$C_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]}{C_2L_2^2\omega_1^2\omega_2^2[\omega_1^2(C_2\omega_2x_2+1)-\omega_2^2(C_2\omega_1x_1+1)]}. \quad (31)$$

Дополнительная формула к (31) для трёх частот интерполяции:

$$L_2=\frac{A_3C_2^2+B_3C_2+C_3}{C_2^2D_3}, \quad (32)$$

где $A_3=\omega_1\omega_2\omega_3[x_1x_3\omega_2^3(\omega_1^2-\omega_3^2)-x_1x_2\omega_3^3(\omega_1^2-\omega_2^2)-x_2x_3\omega_1^3(\omega_2^2-\omega_3^2)]$;

$B_3=x_1(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1[(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3^2+\omega_1^2\omega_2^2]+x_3(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3[(\omega_3^2-\omega_2^2)\omega_1^2+\omega_2^2\omega_3^2]-x_2(\omega_1^2-\omega_3^2)\omega_2[(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1^2+\omega_2^2\omega_3^2]$;

$C_3=(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $D_3=-\omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2[x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)+x_2\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)+x_3\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)]$.

Дополнительная формула к (31) и (32) для четырёх частот интерполяции:

$$C_2=\frac{-[(\omega_3^2-\omega_4^2)(x_2\omega_2^3a_2-x_1\omega_1^3a_1)-(\omega_1^2-\omega_2^2)(x_3\omega_3^3a_3-x_4\omega_4^3a_4)]}{\omega_1\omega_2\omega_3\omega_4[b_1(\omega_1\omega_3x_2x_4+\omega_2\omega_4x_1x_3)-b_2(\omega_1\omega_2x_3x_4+\omega_3\omega_4x_1x_2)-b_3(\omega_1\omega_4x_2x_3+\omega_2\omega_3x_1x_4)]}, \quad (33)$$

где $a_1=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)$; $a_2=(\omega_2^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$; $a_3=(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$a_4=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $b_1=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$; $b_2=(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_3^2-\omega_4^2)$; $b_3=(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$.

Для учёта сопротивления X реактивного двухполюсника, входящего в состав схемы (рис. 2), в формулах (30) -(33) необходимо произвести замену $x_n \rightarrow x_n - X_n$, где x_n - оптимальные значения сопротивлений двухполюсников типовой схемы четырёхполюсника, определяемые с помощью (12)-(15) и (26)-(29) на четырёх заданных частотах; X_n - известные сопротивления выбранного дополнительного двухполюсника на четырёх заданных частотах.

Можно показать [1], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-7] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29
5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64
6. Головков А. А., Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трёхполюсных нелинейных элементах. Проектирование и технология электронных средств. г. Владимир, 2016, №1, с. 34-38
7. Головков А. А., В. Н. Димитренко, А. В. Рагозин, Ференец П. С. Основные характеристики навигационных систем на основе магниточувствительных автогенераторов с согласующими резистивными или реактивными четырёхполюсниками. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т3, 2016. с.1316-1330.

References

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I. V. bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.

3. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world. 2016, №4, with. 17-26.
4. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Information-measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis of complex two-port networks in a chain of a feedback of peak-phase modulators on three poles nonlinear elements. Designing and technology of electronic means. Vladimir, 2016, №1, with. 34-38.
7. Golovkov A. A., Dimitrenko V. N., Ragozin A. V., Ferenets P. S. The basic characteristics of navigating systems on a basis magnetic sensitivity oscillators with soglasujushche resistive or jet two-port networks. The collection of reports of 22nd International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, T3, 2016. s.1316-1330.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИИ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], В.А. Головков[2], М. А. Облогин[3]

[1,3]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
[2]Воронежское КБ антенно-фидерных устройств

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к системным операторам управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом последовательной по напряжению обратной связи. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника. Найдены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Определены параметры квазиоптимального двухполюсника, реализующие оптимальные характеристики в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF JET TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A CONSECUTIVE FEEDBACK ON PRESSURE

A.A. Golovkov[1], V.A. Golovkov[2], M.A.Oblogin[3]

[1,3] MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh),
[2]Voronezh KB of antenno-feeding devices

Abstract. The systems of the algebraic equations meeting requirements to system operators of operated soglasujushche-filtering devices with the account of a consecutive feedback on pressure are generated and solved. Decisions are received in the form of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the jet two-port network. Dependences of resistance of two-poles of typical schemes of two-port networks on the frequency, providing these interrelations are found. Parametres kvasioptimum a two-pole, realising optimum characteristics in the limited strip of frequencies are defined.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics.

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего реактивного четырёхполюсника и последовательной по напряжению обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству.

Пусть заданы два состояния управляемого согласующе-фильтрующего устройства (УСФУ). Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй

заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивного четырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 . \qquad (1)$$

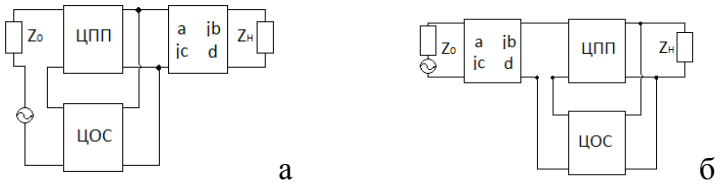


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с последовательной по напряжению обратной связью и согласующим реактивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а) и источником сигнала и нелинейной частью (б).

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), реактивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [2] передаточную функцию в режиме усиления для структуры исследуемых устройств с последовательной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{H_{21} z_н}{[(\alpha + j\gamma z_н) z_{вых} + z_н + j\beta] a (t_{20} + j n_{20})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \frac{H_{11} + z_0}{-(H_{22} z_0 + |H|)} = \frac{t_{10} + j n_{10}}{t_{20} + j n_{20}} = r_{вых} + j x_{вых}$; $t_{10} = t_{11} + r_0$; $n_{10} = n_{11} + x_0$;

$t_{20} = t_{12}t_{21} - t_{11}t_{22} + n_{11}n_{22} - n_{12}n_{21} + n_{22}x_0 - t_{22}r_0$; $n_{20} = t_{12}n_{21} + n_{12}t_{21} - t_{11}n_{22} - n_{11}t_{22} - n_{22}r_0 - t_{22}x_0$;

$\alpha = \frac{d}{a}$; $\beta = \frac{b}{a}$; $\gamma = \frac{c}{a}$ -отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника; $H_{11} = h_{11}^{VT} + h_{11}^{OC} = t_{11} + j n_{11}$; $H_{12} = h_{12}^{VT} + h_{12}^{OC} = t_{12} + j n_{12}$; $H_{21} = h_{21}^{VT} + h_{21}^{OC} = t_{21} + j n_{21}$; $H_{22} = h_{22}^{VT} + h_{22}^{OC} = t_{22} + j n_{22}$ -суммарные элементы смешанных матриц H ЦПП и ЦОС; $|H| = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$. Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha=D\gamma+E\,;\beta=F\gamma+G\,, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi-C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi+C_4\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(r_{вых1}+r_{вых2})b_3-(x_{вых1}-x_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}-x_{вых2})b_3+(r_{вых1}+r_{вых2})a_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3-(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3$;

$S_3=(r_{н1}+r_{н2})b_3+(x_{н2}-x_{н1})a_3$; $C_3=(r_{н1}+r_{н2})a_3+(x_{н1}-x_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]-(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$; $a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$;

$C_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3+(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$;

$b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$; $b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=n_{201}n_{212}-t_{201}t_{212}$;

$B_1=n_{201}t_{212}+t_{201}n_{212}$; $A_2=t_{202}t_{211}-n_{202}n_{211}$; $B_2=n_{202}t_{211}+t_{202}n_{211}$.

Области физической реализуемости критерия (1) определяются условиями сохранения одинакового знака у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}r_{вых1}r_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вых2}^2}}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вых2}}\right]. \qquad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (4) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{r_{вых1}}{r_{вых2}}+\frac{r_{вых2}}{r_{вых1}}+\frac{(x_{вых1}-x_{вых2})^2}{r_{вых1}r_{вых2}}. \qquad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+;\quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \qquad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (7) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)} . \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 r_{н1}^2 m^4 + K_{вх} r_{н1} r_{н2} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 r_{н2}^2}}{R_1 r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{н2}} \right], \qquad (8)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2 ; R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода реактивного четырёхполюсника (рисунок 1а) на двух частотах (это качество можно назвать частотным, поскольку оно пропорционально добротности):

$$K_{вх} = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1}-x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}} . \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2}} . \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)} + \frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2} . \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем реактивных четырёхполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем реактивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_2 = \frac{(1-E)x_1 x_3 + (x_1+x_3+x_4)D + x_4(x_3 - Ex_1)}{(E-1)(x_1+x_3+x_4)} ; x_4 = K ; K = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2 - 4XZ}}{2X} ;$$

$$X = Ex_1^2 - x_3^2 + (G-D)x_3 - (D+G)x_1 + F + DG - FE ; Y = 2(x_1+x_3)(F+DG-FE) - D(x_1+x_3)^2 - G(x_1^2 - x_3^2) ;$$

$$Z = (x_1+x_3)^2 (F+DG-FE) . \qquad (12)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D+x_4)(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{Ex_1-x_3-x_4-D};\ x_4=K;\ X=x_1^2;\ Y=x_1^2(D-G+2x_3);$$

$$Z=x_1^2(D-G)x_3-x_3^2[F+(E-1)x_1^2-(D+G)x_1]-x_1^2(DG-FE). \qquad (13)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D-Ex_1)(x_3+x_4)+x_3x_4}{E(x_1+x_3+x_4)-x_4-D};\ x_4=K;\ X=(D+G)x_1+(D-G)x_3+x_3^2-x_1^2E-F-(DG-FE);$$

$$Y=x_3^2(D-G)-2x_3(DG-FE);\ Z=-x_3^2(DG-FE). \qquad (14)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_2=-\frac{(D+x_5)[x_4(x_1+x_3)+x_1x_3]+Dx_5(x_1+x_3)-Ex_1x_3(x_4+x_5)}{(D-Ex_1)(x_3+x_4+x_5)+x_5(x_3+x_4)};\ x_4=K;$$

$$X=x_1^2[x_5^2+(D-G)x_5-(DG-FE)]$$

$$Y=x_1^2[2x_3x_5^2-2(x_3+x_5)(DG-FE)+x_5(2x_3+x_5)(D-G)]$$

$$Z=x_1^2[(x_3+x_5)^2(DG-FE)+x_3x_5(x_3+x_5)(D-G)]-x_3^2x_5^2[(E-1)x_1^2-(D+G)x_1+F]. \qquad (15)$$

Входящие в (12) - (15) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собойуравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме x_2 и x_4), при которых обеспечиваются взаимосвязи (3), оптимальные по критерию (1). Передаточная функция структуры с последовательной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1б, может быть представлена следующим образом:

$$H=\frac{H_{21}z_н}{[(\alpha+j\gamma z_0)z_{вх}+z_0+j\beta]d(t_{2н}+jn_{2н})}, \qquad (16)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\ \beta=\frac{b}{d};\ \gamma=\frac{c}{d};\ z_{вх}=\frac{H_{11}-z_н|H|}{1-z_нH_{22}}=\frac{t_{1н}+jn_{1н}}{t_{2н}+jn_{2н}}=r_{вх}+jr_{вх};$

$t_{1н}=r_н(n_{11}n_{22}-n_{12}n_{21}-t_{11}t_{22}+t_{12}t_{21})+t_{11}+x_н(n_{11}t_{22}-n_{12}t_{21}-n_{21}t_{12}+n_{22}t_{11});\ t_{2н}=1+n_{22}x_н-t_{22}r_н;$

$n_{1н}=x_н(n_{11}n_{22}-n_{12}n_{21}-t_{11}t_{22}+t_{12}t_{21})+n_{11}-r_н(n_{11}t_{22}-n_{12}t_{21}-n_{21}t_{12}+n_{22}t_{11});\ n_{2н}=-(n_{22}r_н+t_{22}x_н).$

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем использовать индексы $_1$ и $_2$, характеризующие первое и второе состояния. Подставим (16) в математическую формулировку критерия синтеза (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид оптимальных взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(C_4\cos\varphi-S_4\sin\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \quad (17)$$

где $S_1=(r_{вх1}+r_{вх2})b_3-(x_{вх1}-x_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}-x_{вх2})b_3+(r_{вх1}+r_{вх2})a_3$;

$S_2=(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3+(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(r_{01}+r_{02})b_3+(x_{02}-x_{01})a_3$; $C_3=(r_{01}+r_{02})a_3+(x_{01}-x_{02})b_3$;

$S_4=-[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3](r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})-(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(r_{01}+r_{02})-(x_{01}-x_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[(x_{01}-x_{02})a_3-b_3(r_{01}+r_{02})]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=n_{2н1}n_{212}-t_{2н1}t_{212}$; $B_1=t_{2н1}n_{212}+n_{2н1}t_{212}$; $A_2=t_{2н2}t_{211}-n_{2н2}n_{211}$;

$B_2=t_{2н2}n_{211}+n_{2н2}t_{211}$.

Ограничение на разность фаз передаточной функции (16) в двух состояниях при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}r_{вх1}r_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вх2}^2}}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вх2}}\right]. \quad (18)$$

Величина $K_{вх}$ из (18) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вх}=\frac{r_{вх1}}{r_{вх2}}+\frac{r_{вх2}}{r_{вх1}}+\frac{(x_{вх1}-x_{вх2})^2}{r_{вх1}r_{вх2}}. \quad (19)$$

При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить ограничение на отношение модулей передаточной функции (16) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \quad (20)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (21)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_{\pm}=-2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4\pm\sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2r_{01}^2m^4+K_{вых}r_{01}r_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2r_{02}^2}}{R_1r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)r_{02}}\right], \qquad (22)$$

где $R_1=r_{вх1}^2+x_{вх1}^2$; $R_2=r_{вх2}^2+x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (22) - это частотное качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых}=z_0$) в сечении входа четырёхполюсника (рис. 1б) на двух частотах:

$$K_{вых}=\frac{r_{01}}{r_{02}}+\frac{r_{02}}{r_{01}}+\frac{(x_{01}-x_{02})^2}{r_{01}r_{02}}. \qquad (23)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (22) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+; \quad m_{\pm}=\sqrt{\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}. \qquad (24)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно найти ограничение на качество пассивной части:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (25)$$

На втором этапе необходимо известные элементы классической матрицы передачи типовых схем четырёхполюсников [2] подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_2=\frac{Dx_1+(x_3+x_4)(D+x_1)-Ex_3(x_1+x_4)}{(E-1)(x_1+x_3+x_4)}; \; x_4=K; \; X=x_1^2+(D-G)x_1-Ex_3^2+(D+G)x_3-(F+DG-FE);$$

$$Y=D(x_1+x_3)^2+G(x_3^2-x_1^2)-2(x_1+x_3)(F+DG-FE); \; Z=-(x_1+x_3)^2(F+DG-FE) \qquad .(26)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_2=\frac{(D+x_4)(x_1+x_3)-x_1x_3(E-1)}{Ex_1-x_3-x_4-D}; \; x_4=K; \; X=-Ex_1^2; \; Y=x_1^2(D+G-2Ex_3);$$

$$Z=x_1^2[x_3(D+G)-F]-x_3^2[(E-1)x_1^2+(G-D)x_1+DG-FE]. \qquad (27)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_2=-\frac{(D+x_1)(x_3+x_4)-Ex_3x_4}{x_1+x_3+x_4+D-Ex_4}; \; x_4=K; \; X=(G-D)x_1-(D+G)x_3+Ex_3^2-x_1^2+F+DG-FE;$$

$$Y=2x_3F-x_3^2(D+G); \; Z=x_3^2F. \qquad (28)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_2=-\frac{[D(x_4+x_5)-Ex_4x_5](x_1+x_3)+x_1x_3(D+x_4+x_5-Ex_5)}{(D+x_1)(x_3+x_4+x_5)-Ex_5(x_3+x_4)}; \; x_4=K;$$

$$X=x_1^2[x_5(D+G)-x_5^2E-F]; \; Y=x_1^2[x_5(2x_3+x_5)(D+G)-2F(x_3+x_5)-2Ex_3x_5^2];$$

$$Z=x_1^2[x_3x_5(x_3+x_5)(D+G)-F(x_3+x_5)^2-x_3^2x_5^2(E-1)]-x_3^2x_5^2[(G-D)x_1+DG-FE]. \quad (29)$$

Входящие в (26) - (29) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границ областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников, отличающихся друг от друга. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных от ограничений (26) - (29) двухполюсников, при которых обеспечиваются взаимосвязи (3) с коэффициентами (17), оптимальные по критерию (1). Изменение места включения НЧ (рисунок 1) относительно согласующего по критерию (1) четырёхполюсника также приводит к изменению границ областей физической реализуемости.

Реализация оптимальных характеристик (12)-(15) и (26)-(29) возможна, например, путём определения параметров квазиоптимальных двухполюсников, при которых обеспечивается совпадение оптимальных и реальных зависимостей сопротивлений от частоты на заданном количестве частот. Здесь в качестве примера приводятся формулы для двухполюсника, показанного на рис. 2.

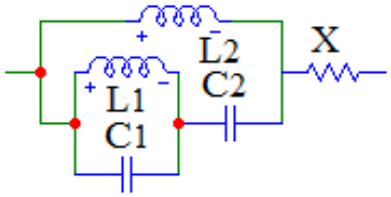


Рис. 2. Пример квазиоптимального реактивного двухполюсника.

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 2:

$$\frac{\left(\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}\right)\omega_n L_2}{\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1}+\frac{-1}{\omega_n C_2}+\omega_n L_2}=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n, \quad (30)$$

Решение (30) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[L_2\omega_1(C_2\omega_1x_1+1)-x_1][L_2\omega_2(C_2\omega_2x_2+1)-x_2]}{C_2^2L_2\omega_1^2\omega_2^2[(\omega_1^2-\omega_2^2)x_1x_2-L_2\omega_1\omega_2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)]};$$

$$C_1=\frac{C_2(x_1-L_2\omega_1)(x_2-L_2\omega_2)(\omega_1^2-\omega_2^2)+C_2^2L_2^2\omega_1^2\omega_2^2(\omega_1x_2-\omega_2x_1)}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[L_2\omega_1(C_2\omega_1x_1+1)-x_1][L_2\omega_2(C_2\omega_2x_2+1)-x_2]}. \quad (31)$$

Дополнительная формула к (31) для трёх частот интерполяции:

$$C_2=\frac{A_3L_2^2+B_3L_2+C_3}{D_3L_2^2}=\frac{A_4L_2^2+B_4L_2+C_4}{D_4L_2^2}, \quad (32)$$

где $A_3=\omega_1\omega_2\omega_3[(\omega_1^2-\omega_3^2)\omega_2^3x_2-(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1^3x_1-(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3^3x_3]$;

$B_3=x_1x_3\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)[\omega_1^2(\omega_2^2-\omega_3^2)+\omega_2^2\omega_3^2]-x_2x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)[\omega_3^2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1^2\omega_2^2]-x_1x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_3^2-\omega_1^2)+\omega_1^2\omega_3^2]$;

$C_3=x_1x_2x_3(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $D_3=\omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2[x_1x_3\omega_2(\omega_1^2-\omega_3^2)-x_1x_2\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)-x_2x_3\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)]$;

$A_4=\omega_1\omega_2\omega_4[(\omega_1^2-\omega_4^2)\omega_2^3x_2-(\omega_2^2-\omega_4^2)\omega_1^3x_1-(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_4^3x_4]$;

$B_4=x_1x_4[\omega_2(\omega_1^2-\omega_4^2)[\omega_1^2(\omega_2^2-\omega_4^2)+\omega_2^2\omega_4^2]-x_2x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)[\omega_4^2(\omega_1^2-\omega_2^2)+\omega_1^2\omega_2^2]-x_1x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)[\omega_2^2(\omega_4^2-\omega_1^2)+\omega_1^2\omega_4^2]$;

$C_4=x_1x_2x_4(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$; $D_4=\omega_1^2\omega_2^2\omega_4^2[x_1x_4\omega_2(\omega_1^2-\omega_4^2)-x_1x_2\omega_4(\omega_1^2-\omega_2^2)-x_2x_4\omega_1(\omega_2^2-\omega_4^2)]$.

Дополнительная формула к (31) и (32) для четырёх частот интерполяции:

$$L_2=\frac{D_3B_4-B_3D_4\pm\sqrt{(D_3B_4-B_3D_4)^2-4(C_3D_4-D_3C_4)(A_3D_4-D_3A_4)}}{2(A_3D_4-D_3A_4)}. \qquad (33)$$

Для учёта сопротивления X реактивного двухполюсника, входящего в состав схемы (рисунок), в формулах (30) -(33) необходимо произвести замену $x_n \rightarrow x_n-X_n$, где x_n - оптимальные значения сопротивлений двухполюсников типовой схемы четырёхполюсника, определяемые с помощью (12)-(15) и (26)-(29) на четырёх заданных частотах; X_n - известные сопротивления выбранного дополнительного двухполюсника на четырёх заданных частотах.

Можно показать [1], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-7] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.
5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
6. Головков А. А., Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трёхполюсных нелинейных элементах. Проектирование и технология электронных средств. г. Владимир, 2016, №1, с. 34-38.
7. Головков А. А., Димитренко В. Н., Рагозин А. В., Ференец П. С. Основные характеристики навигационных систем на основе магниточувствительных автогенераторов с согласующими резистивными или реактивными четырёхполюсниками. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т3, 2016. с.1316-1330.

REFERENCES

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I. V. bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
3. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis согласующих by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world. 2016, №4, with. 17-26.
4. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis согласующих by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-295.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Information-measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis of complex two-port networks in a chain of a feedback of peak-phase modulators on three poles nonlinear elements. Designing and technology of electronic means. Vladimir, 2016, №1, with. 34-38.
7. Golovkov A. A., Dimitrenko V. N., Ragozin, A. V., Ferenets P. S. The basic characteristics of navigating systems on a basis magnetic sensitivity oscillators with soglasujushche resistive or jet two-port networks. The collection of reports of 22nd International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, T3, 2016. s.1316-1330.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.А. Головков[1], М.А. Облогин[2]

[1,2]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом использования параллельной по напряжению обратной связи и резистивных четырёхполюсников. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к таким устройствам. Получены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника и значения параметров квазиоптимальных двухполюсников, обеспечивающие заданные отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики.

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RESISTIVE TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A PARALLEL FEEDBACK ON PRESSURE

A.A. Golovkov[1], M.A. Oblogin[2]

[1,2]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of operated soglasujushche-filtering devices with the account of use of a parallel feedback on pressure and resistive two-port networks is developed. The systems of the algebraic equations meeting requirements to such devices are generated and solved. Interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the resistive two-port network and value of parametres kvasioptimum the two-poles, the providing set relations of modules and a difference of phases of transfer functions in two conditions in the limited strip of frequencies are received.

Abstract: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics.

В известной литературе согласующие устройства и фильтры обычно выполняются на реактивных элементах [1]. Поскольку эти устройства включаются в общем случае между каскадами с комплексными сопротивлениями, то, в принципе, для обеспечения заданных характеристик управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) могут быть использованы и резистивные элементы. Резистивные элементы в широкой полосе частот обладают независимостью своего сопротивления от частоты. Поэтому их использование при определённых условиях может привести к реализации перестройки УСФУ в более широкой полосе частот.

В данной статье делается попытка разработки алгоритма параметрического синтеза УСФУ, учитывающего наличие согласующего резистивного четырёхполюсника и определяющего указанные условия.

Пусть заданы два состояния управляемого УСФУ. Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров двухполюсников резистивного четырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 . \qquad (1)$$

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), резистивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [2], передаточную функцию для структуры исследуемых устройств с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рисунке 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{Y_{21} z_н}{[(\alpha + \gamma z_н) z_{вых} + z_н + \beta] a (g_{20} + jb_{20})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \dfrac{1 + Y_{11} z_0}{-(Y_{22} + z_0 |Y|)} = \dfrac{g_{10} + jb_{10}}{g_{20} + jb_{20}} = r_{вых} + jx_{вых}$; $g_{10} = 1 + g_{11} r_0 - b_{11} x_0$; $b_{10} = g_{11} x_0 + b_{11} r_0$;

$g_{20} = -g_{22} + r_0 (b_{11} b_{22} + g_{12} g_{21} - b_{12} b_{21} - g_{11} g_{22}) + x_0 (g_{22} b_{11} + b_{22} g_{11} - b_{12} g_{21} - b_{21} g_{12})$;

$|Y| = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$;

$b_{20} = -b_{22} + r_0 (b_{12} g_{21} + g_{12} b_{21} - b_{11} g_{22} - g_{11} b_{22}) + x_0 (b_{11} b_{22} + g_{12} g_{21} - g_{11} g_{22} - b_{12} b_{21})$;

$Y_{11} = y_{11}^{VT} + y_{11}^{OC} = g_{11} + jb_{11}$; $Y_{12} = y_{12}^{VT} + y_{12}^{OC} = g_{12} + jb_{12}$; $Y_{21} = y_{21}^{VT} + y_{21}^{OC} = g_{21} + jb_{21}$;

$Y_{22} = y_{22}^{VT} + y_{22}^{OC} = g_{22} + jb_{22}$ -суммарные элементы матриц проводимостей ЦПП и ЦОС (элементы матрицы проводимостей НЧ); $\alpha = \dfrac{d}{a}$; $\beta = \dfrac{b}{a}$; $\gamma = \dfrac{c}{a}$ -отношения элементов классической матрицы передачи согласующего резистивного четырёхполюсника.

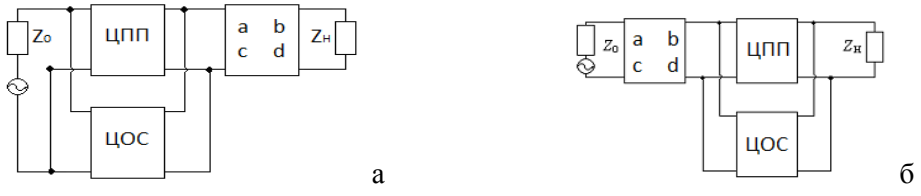


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по напряжению обратной связью и согласующим резистивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а), источником сигнала и нелинейной частью (б).

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha=-D\gamma+E\,;\beta=-F\gamma+G\,, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=-\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(x_{вых1}+x_{вых2})b_3+(r_{вых1}-r_{вых2})a_3\,;\quad C_1=(x_{вых1}+x_{вых2})a_3-(r_{вых1}-r_{вых2})b_3\,;$

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3\,;$

$C_2=(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3-(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3\,;$

$S_3=(x_{н1}+x_{н2})b_3+(r_{н1}-r_{н2})a_3\,;C_3=(x_{н1}+x_{н2})a_3-(r_{н1}-r_{н2})b_3\,;$

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]\,;$

$C_4=(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]-(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]\,;$

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3\,;$

$C_5=(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3+(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3\,;$

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}\,;a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}\,;b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}\,;b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}\,;a_3=a_1a_2-b_1b_2\,;$

$b_3=a_1b_2+b_1a_2\,;$

$A_1=b_{201}b_{212}-g_{201}g_{212}\,;B_1=b_{201}g_{212}+g_{201}b_{212}\,;A_2=g_{202}g_{211}-b_{202}b_{211}\,;B_2=b_{202}g_{211}+g_{202}b_{211}\,.$

Полученные взаимосвязи (3) должны удовлетворять условию взаимности $ad-bc=1$ резистивных четырёхполюсников, которое в принятых обозначениях (2) имеет вид неравенства $\alpha-\beta\gamma>0$. Подставим в это неравенство взаимосвязи (3). Получим

$$F\gamma^2-(D+G)\gamma+E>0\,. \qquad (4)$$

Решение квадратного уравнения, получающегося из (4) путём замены знака неравенства на знак равенства:

$$\gamma_{\pm}=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2-4EF}}{2F}\,. \qquad (5)$$

Таким образом, оптимальные взаимосвязи (3) в случае отрицательного подкоренного выражения в (5) и $F>0$ являются физически реализуемыми при любых значениях γ. Если подкоренное выражение положительно, то эти взаимосвязи являются физически реализуемыми при значениях γ, лежащими между меньшим и большим значения-

ми ($\gamma_- < \gamma < \gamma_+$) из (5) в случае $F<0$ или при значениях γ, лежащими ниже меньшего и выше большего ($\gamma_- > \gamma$; $\gamma > \gamma_+$) из значений (5) в случае $F>0$. Граница области физической реализуемости или предельно-достижимые величины m и φ находятся из уравнений, формируемых из равенств знаменателя и числителя F нулю. В общем случае области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и знаменателя F. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1 \pm \sqrt{-x_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4 + K_{вых}x_{вых1}x_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - (a_2^2+b_2^2)^2x_{вых2}^2}}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_1m + (a_2^2+b_2^2)x_{вых2}}\right]. \quad (6)$$

Величина $K_{вых}$ из (6) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых} = \frac{x_{вых1}}{x_{вых2}} + \frac{x_{вых2}}{x_{вых1}} + \frac{(r_{вых1} - r_{вых2})^2}{x_{вых1}x_{вых2}}. \quad (7)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (6) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вых} \pm \sqrt{K_{вых}^2 - 4}}{2}}. \quad (8)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (6) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (9)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2x_{н1}^2m^4 + K_{вх}x_{н1}x_{н2}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2x_{н2}^2}}{R_1x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4m + R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н2}}\right], \quad (10)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2$; $R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$. Величина $K_{вх}$ из (10) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода резистивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах (это качество можно назвать частотным, поскольку оно пропорционально добротности):

$$K_{вх} = \frac{x_{н1}}{x_{н2}} + \frac{x_{н2}}{x_{н1}} + \frac{(r_{н1} - r_{н2})^2}{x_{н1}x_{н2}}. \quad (11)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (10) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_{-}<m<m_{+};\ m_{\pm}=\sqrt{\frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \qquad (12)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (10) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх}\ge\frac{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (13)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3 используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюсников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется Г – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_1=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2+4F(1-E)}}{2(1-E)};\ r_2=\frac{G-D\pm\sqrt{(D+G)^2+4F(1-E)}}{2}. \qquad (14)$$

Обратное Г – образное звено:

$$r_1=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG]}}{2E};\ r_2=\frac{D-G\mp\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG]}}{2(E-1)}. \qquad (15)$$

Т – образное звено:

$$r_1=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG+r_3^2+r_3(D-G)]}}{2E}; \qquad (16)$$

$$r_2=\frac{D-G+2r_3\mp\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG+r_3^2+r_3(D-G)]}}{2(E-1)}.$$

П – образное звено:

$$r_1=-\frac{D(r_2+r_3)+r_2r_3}{D+r_3-E(r_2+r_3)};\ r_2=K;\ K=\frac{-Y\pm\sqrt{Y^2-4XZ}}{2X};\ X=(G-D)r_3-r_3^2+DG-EF; \qquad (17)$$

$$Y=(G-D)r_3^2+2r_3(DG-EF);\ Z=r_3^2(F+DG-EF).$$

Для мостовой схемы:

$$r_1=\frac{D\mp\sqrt{D^2+GD(1-E)+F(1-E)^2}}{E-1};\ r_2=\frac{D\pm\sqrt{D^2+GD(1-E)+F(1-E)^2}}{E-1}. \qquad (18)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$r_1=-\frac{(r_3+r_4)[D+(1-E)r_2]+r_3r_4}{D-(E-1)(r_2+r_3)-Er_4};\ r_2=K;\ X=r_4^2(E-1);\ Y=2r_3(Gr_4-r_4^2)-r_4^2(D-G); \qquad (19)$$

$$Z=(r_3+r_4)^2(DG-FE)-r_3r_4(r_3+r_4)(D-G)+r_3^2(F-xr_4^2).$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_4)(r_2+r_3)+r_2r_3}{D+r_3+r_4-E(r_2+r_3)};\ r_2=K;\ X=(r_3+r_4)^2+(D-G)(r_3+r_4)-(DG-FE);\qquad(20)$$

$$Y=(r_3^2+2r_3r_4)(D-G)+2r_3r_4(_3r+r_4)-2r_3(DG-FE);\ Z=[r_4^2-F+(D-G)r_4-(DG-FE)]r_3^2.$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_1=\frac{D(r_2+r_3+r_4)+r_2r_4(1-E)+r_3(r_4-Er_2)}{E(r_2+r_3+r_4)};\ r_2=K;\ X=(1-E)r_4^2+(D-G)r_4-(DG-FE);\qquad(21)$$

$$Y=2r_3r_4^2-2(r_3+r_4)(DG-FE)+r_4(2r_3+r_4)(D-G);\ Z=r_3r_4(r_3+r_4)(D-G)+r_3^2r_4^2-(DG-FE)(r_3+r_4)^2.$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_5)[r_2(r_3+r_4)+r_3r_4]+Dr_5(r_2+r_3)}{(D-Er_2)(r_3+r_4+r_5)+r_5(r_3+r_4)-Er_3(r_4+r_5)};\ r_2=K;\qquad(22)$$

$$X=(r_3+r_4+r_5)^2(DG-EF)-r_5(r_3+r_4)(r_3+r_4+r_5)(D-G)-r_5^2(r_3+r_4)^2;$$

$$Y=(r_3+r_4+r_5)[2r_3(r_4+r_5)(DG-FE)-2r_3r_4r_5(D-G)]-r_3r_5^2[2r_4^2+r_3(D-G+2r_4)];$$

$$Z=r_3^2r_5^2(F-r_4^2)-(r_4+x_5)r_3^2r_4r_5(D-G)+r_3^2(DG-FE)(r_4+r_5)^2.$$

Входящие в (14) - (22) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_1 и r_2), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1).

Анализ известной литературы [3-6], в которой рассматриваются задачи параметрического синтеза различных радиотехнических устройств, показывает, что области физической реализуемости выбранных критериев синтеза существенно зависят от места включения нелинейного элемента относительно согласующего четырёхполюсника. Поэтому в данной статье делается попытка разработки второго варианта алгоритма параметрического синтеза УСФУ, учитывающего место включения нелинейного элемента между согласующим резистивным четырёхполюсником и нагрузкой (рисунок 1б). Передаточная функция для структуры исследуемых устройств с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1б, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{Y_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)z_{вх}+z_0+\beta]d(g_{1н}+jb_{1н})},\qquad(23)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\ \beta=\frac{b}{d};\gamma=\frac{c}{d};\ z_{вх}=\frac{1-Y_{22}z_н}{Y_{11}-z_н|Y|}=\frac{g_{2н}+jb_{2н}}{g_{1н}+jb_{1н}}=r_{вх}+jr_{вх};$

$g_{1н}=g_{11}+r_н(b_{11}b_{22}+g_{12}g_{21}-b_{12}b_{21}-g_{11}g_{22})+x_н(g_{22}b_{11}+b_{22}g_{11}-b_{12}g_{21}-b_{21}g_{12});\ g_{2н}=1-g_{22}r_н+b_{22}x_н;$

$b_{1н}=b_{11}+r_0(b_{12}g_{21}+g_{12}b_{21}-b_{11}g_{22}-g_{11}b_{22})+x_н(b_{11}b_{22}+g_{12}g_{21}-g_{11}g_{22}-b_{12}b_{21});$

$b_{2н}=-(g_{22}x_н+b_{22}r_н);$

$Y_{11}=g_{11}+jb_{11};\ Y_{12}=g_{12}+jb_{12};\ Y_{21}=g_{21}+jb_{21};\ Y_{22}=g_{22}+jb_{22}$ -суммарные элементы матриц проводимостей ЦПП и ЦОС. Далее в индексах обозначений выше определённых вели-

чин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (23) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}; \quad (24)$$

$$E=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=-\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)},$$

где $S_1=(x_{вх1}+x_{вх2})b_3+(r_{вх1}-r_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}+x_{вх2})a_3-(r_{вх1}-r_{вх2})b_3$;

$S_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3+(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(x_{01}+x_{02})b_3+(r_{01}-r_{02})a_3$; $C_3=(x_{01}+x_{02})a_3-(r_{01}-r_{02})b_3$;

$S_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[a_3(x_{01}+x_{02})-(r_{01}-r_{02})b_3]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[(r_{01}-r_{02})b_3-a_3(x_{01}+x_{02})]+(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$;

$A_1=b_{1н1}b_{212}-g_{1н1}g_{212}$; $B_1=b_{1н1}g_{212}+g_{1н1}b_{212}$; $A_2=g_{1н2}g_{211}-b_{1н2}b_{211}$; $B_2=b_{1н2}g_{211}+g_{1н2}b_{211}$.

Полученные взаимосвязи (3) должны удовлетворять условию взаимности $ad-bc=1$ резистивных четырёхполюсников, которое в принятых обозначениях (2) имеет вид неравенства $\alpha-\beta\gamma>0$. Анализ этого неравенства с учётом (3) и коэффициентов (24) показывает, что граница области физической реализуемости или предельно-достижимые величины m и φ находятся из уравнений, формируемых из равенств знаменателя и числителя F нулю. В общем случае области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и знаменателя F. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F из (24):

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-x_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}x_{вх1}x_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2x_{вх2}^2}}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)x_{вх2}}\right]. \quad (25)$$

Величина $K_{вх}$ из (25) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{x_{вх1}}{x_{вх2}}+\frac{x_{вх2}}{x_{вх1}}+\frac{(r_{вх1}-r_{вх2})^2}{x_{вх1}x_{вх2}}. \qquad (26)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (25) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (23) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+;\quad m_\pm=\sqrt{\frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \qquad (27)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (25) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых}\ge\frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (28)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F из (24):

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4\pm\sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2x_{01}^2m^4+K_{вых}x_{01}x_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2x_{02}^2}}{R_1x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н02}}\right], \qquad (29)$$

где $R_1=r_{вх1}^2+x_{вх1}^2$; $R_2=r_{вх2}^2+x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (29) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых}=z_0$) в сечении входа резистивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах:

$$K_{вых}=\frac{x_{01}}{x_{02}}+\frac{x_{02}}{x_{01}}+\frac{(r_{01}-r_{02})^2}{x_{01}x_{02}}. \qquad (30)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (29) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+;\quad m_\pm=\sqrt{\frac{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \qquad (31)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (29) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вых}\ge\frac{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (32)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) с коэффициентами (24) используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюс-

ников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется Г – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_1=\frac{D-G\mp\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG]}}{2(E-1)};\ r_2=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2+4E[F(E-1)-DG]}}{2E}. \quad (33)$$

Обратное Г – образное звено:

$$r_1=\frac{G-D\pm\sqrt{(D+G)^2+4F(1-E)}}{2};\ r_2=\frac{D+G\pm\sqrt{(D+G)^2+4F(1-E)}}{2(E-1)}. \quad (34)$$

Т – образное звено:

$$r_2=\frac{G-D\pm\sqrt{(D+G)^2+4[F+E(r_3^2-F)-r_3(D+G)]}}{2};$$

$$r_2=\frac{D+G-2Er_3\pm\sqrt{(D+G)^2+4[F+E(r_3^2-F)-r_3(D+G)]}}{2(E-1)}. \quad (35)$$

П – образное звено:

$$r_1=-\frac{D(r_2+r_3)-Er_2r_3}{D+r_2+r_3-Er_3};\ r_2=K;\ X=Er_3^2-(G+D)r_3+F;\ Y=2Fr_3-(G+D)r_3^2. \quad (36)$$

Для мостовой схемы:

$$r_1=\frac{D\mp\sqrt{D^2+GD(1-E)+F(1-E)^2}}{E-1};\ r_2=\frac{D\pm\sqrt{D^2+GD(1-E)+F(1-E)^2}}{E-1}. \quad (37)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$r_1=-\frac{(r_3+r_4)[D+(1-E)r_2]-Er_3r_4}{D+r_4+(1-E)(r_2+r_3)};\ r_2=K;\ X=-r_4^2(E-1);\ Y=r_4[(D+G)r_4+2r_3(G-Er_4)]; \quad (38)$$

$$Z=r_3r_4(r_3+r_4)(D+G)-r_3^2(DG-FE)-Er_3^2r_4^2.$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_1=\frac{(D-Er_4)(r_2+r_3)+Er_2r_3}{D+r_2+r_3-E(r_3+r_4)};\ r_2=K;\ X=(r_3+r_4)^2E+F-(D+G)(r_3+r_4); \quad (39)$$

$$Y=2r_3[F+Er_4(r_3+r_4)]-(r_3^2+2r_3r_4)(D+G);\ Z=[Er_4^2-(D+G)r_4+F+DG-FE]r_3^2.$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_2)(r_3+r_4)+Dr_2-Er_4(r_2+r_3)}{r_2+r_3+r_4};\ r_2=K;\ X=(1-E)r_4^2+(D+G)r_4-F; \quad (40)$$

$$Y=r_4(2r_3+r_4)(D+G)-2Er_3r_4^2-2F(r_3+r_4);\ Z=r_3r_4(r_3+r_4)(D+G)-Er_3^2r_4^2-F(r_3+r_4)^2.$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_1=-\frac{(D-Er_5)[r_2r_3+r_4(r_2+r_3)]+Dr_5(r_2+r_3)}{(D+r_2)(r_3+r_4+r_5)+r_3(r_4+r_5)-Er_5(r_3+r_4)};\ r_2=K; \quad (41)$$

$$X=r_5(r_3+r_4)(r_3+r_4+r_5)(D+G)-r_5^2(r_3+r_4)^2E-F(r_3+r_4+r_5)^2;$$

$$Y=\{r_5(D+G)[2r_4(r_3+r_4+r_5)+r_3r_5]-2F(r_3+r_4+r_5)(r_4+r_5)-2r_4r_5^2(r_3+r_4)E\}r_3;$$

$$Z=-r_3^2[(DG-FE)r_5^2+F(r_4+r_5)^2+Er_4^2r_5^2-r_4r_5(r_4+r_5)(D+G)].$$

Входящие в (33) - (41) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_1 и r_2), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1). Можно показать [7], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-6] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Справочник по радиоэлектронике / Под общ. ред. Куликовского А.А., Т. 1. М.: Энергия, 1967, 648с.
2. Гуревич И.В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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, стр. 56-67.
4. Головков А.А, Головков В.А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.
5. Головков А.А., Головков В.А., Дружинина Н.А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с различными вариантами включения нелинейного элемента относительно резистивного четырёхполюсника. Радиотехника и электроника. 2013. №8, стр.609-618.

References

1. The directory on radio electronics / Under общ. ред. Kulikovskogo A.A., T. 1. M: Energy, 1967, 648c.
2. Gurevich I.V.bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
3. Golovkov A.A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche 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. It is information - measuring and operating systems. 2016, №3, p. 56-67.

4. Golovkov A.A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Druzhinin N.A.parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with various variants of inclusion of a nonlinear element concerning the resistive two-port network. A radio engineering and electronics. 2013. №8, p. 609-618.
7. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], М. А. Облогин[2]

[1,2]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом использования параллельной по току обратной связи и резистивных четырёхполюсников. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к таким устройствам. Получены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника и значения параметров квазиоптимальных двухполюсников, обеспечивающие заданные отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RESISTIVE TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A PARALLEL FEEDBACK ON A CURRENT

A. A. Golovkov[1], M. A. Oblogin[2]

[1,2]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of operated soglasujushche-filtering devices with the account of use of a parallel feedback on a current and resistive two-port networks is developed. The systems of the algebraic equations meeting requirements to such devices are generated and solved. Interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the resistive two-port network and value of parametres kvasioptimum the two-poles, the providing set relations of modules and a difference of phases of transfer functions in two conditions in the limited strip of frequencies are received.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего резистивного четырёхполюсника и параллельной по току обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству.

Пусть заданы два состояния управляемого УСФУ. Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров двухполюсников резистивного четырёхполюсника,

при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 . \qquad (1)$$

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), резистивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$.

Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по току обратной связью и согласующим резистивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а), источником сигнала и нелинейной частью (б).

Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [2], передаточную функцию для структуры исследуемых устройств с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{F_{21} z_н}{[(\alpha + \gamma z_н) z_{вых} + z_н + \beta] a(\tau_{10} + j\nu_{10})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \dfrac{-(F_{22} + z_0 |F|)}{F_{11} z_0 + 1} = \dfrac{\tau_{20} + j\nu_{20}}{\tau_{10} + j\nu_{10}} = r_{вых} + jx_{вых}$; $\tau_{10} = 1 + \tau_{11} r_0 - \nu_{11} x_0$; $\nu_{10} = \tau_{11} x_0 + \nu_{11} r_0$;

$\tau_{20} = -\tau_{22} + r_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \nu_{12}\nu_{21} - \tau_{11}\tau_{22}) + x_0(\tau_{22}\nu_{11} + \nu_{22}\tau_{11} - \nu_{12}\tau_{21} - \nu_{21}\tau_{12})$;

$\nu_{20} = -\nu_{22} + r_0(\nu_{12}\tau_{21} + \tau_{12}\nu_{21} - \nu_{11}\tau_{22} - \tau_{11}\nu_{22}) + x_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \tau_{11}\tau_{22} - \nu_{12}\nu_{21})$;

$\alpha = \dfrac{d}{a}; \beta = \dfrac{b}{a}; \gamma = \dfrac{c}{a}$-отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника; $F_{11} = f_{11}^{VT} + f_{11}^{OC} = \tau_{11} + j\nu_{11}$; $F_{12} = f_{12}^{VT} + f_{12}^{OC} = \tau_{12} + j\nu_{12}$; $F_{21} = f_{21}^{VT} + f_{21}^{OC} = \tau_{21} + j\nu_{21}$; $F_{22} = f_{22}^{VT} + f_{22}^{OC} = \tau_{22} + j\nu_{22}$ -суммарные элементы смешанных матриц F ЦПП и ЦОС; $|F| = F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}$.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha = -D\gamma + E; \beta = -F\gamma + G, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=-\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(x_{вых1}+x_{вых2})b_3+(r_{вых1}-r_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}+x_{вых2})a_3-(r_{вых1}-r_{вых2})b_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3-(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3$;

$S_3=(x_{н1}+x_{н2})b_3+(r_{н1}-r_{н2})a_3$; $C_3=(x_{н1}+x_{н2})a_3-(r_{н1}-r_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]-(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3+(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$;

$A_1=\nu_{101}\nu_{212}-\tau_{101}\tau_{212}$; $B_1=\tau_{101}\nu_{212}+\nu_{101}\tau_{212}$; $A_2=\tau_{102}\tau_{211}-\nu_{102}\nu_{211}$; $B_2=\tau_{102}\nu_{211}+\nu_{102}\tau_{211}$.

Области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-x_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}x_{вых1}x_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2x_{вых2}^2}}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)x_{вых2}}\right]. \quad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (4) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{x_{вых1}}{x_{вых2}}+\frac{x_{вых2}}{x_{вых1}}+\frac{(r_{вых1}-r_{вых2})^2}{x_{вых1}x_{вых2}}. \quad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}\,\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (4) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2x_{н1}^2m^4 + K_{вх}x_{н1}x_{н2}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2x_{н2}^2}}{R_1x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4m + R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н2}}\right], \qquad (8)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2$; $R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода резистивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах (это качество можно назвать частотным, поскольку оно пропорционально добротности):

$$K_{вх} = \frac{x_{н1}}{x_{н2}} + \frac{x_{н2}}{x_{н1}} + \frac{(r_{н1}-r_{н2})^2}{x_{н1}x_{н2}}. \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)} + \frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюсников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется Т – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_2 = \frac{D+G-2Er_1 \pm \sqrt{(D+G)^2+4[F-r_1(D+G)]+4E(r_1^2-F)}}{2(E-1)}; \; r_3 = \frac{G-D \pm \sqrt{(D+G)^2+4[F-r_1(D+G)]+4E(r_1^2-F)}}{2}. \qquad (12)$$

П – образное звено:

$$r_2=-\frac{D(r_1+r_3)-r_1r_3(E-1)}{D+r_3-Er_1};\ r_3=K;\ K=\frac{-Y\pm\sqrt{Y^2-4XZ}}{2X};\ X=F-(G+D)r_1+(E-1)r_1^2;\ Y=(G-D)r_1^2;$$

$$Z=r_1^2(DG-EF). \qquad (13)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$r_2=\frac{(1-E)r_1r_3+(r_1+r_3+r_4)D+r_4(r_3-Er_1)}{(E-1)(r_1+r_3+r_4)};\ r_3=K;\ X=F-r_4^2+(G-D)r_4+DG-FE;$$

$$Y=2(r_1+r_4)(F+DG-FE)+(G-D)r_4^2-2Dr_1r_4;$$

$$Z=(r_1+r_4)^2(F+DG-FE)-r_1r_4(r_1+r_4)(G+D)+Er_1^2r_4^2. \qquad (14)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_2=\frac{(D+r_4)(r_1+r_3)-r_1r_3(E-1)}{Er_1-r_3-r_4-D};\ r_3=K;$$

$$X=r_1^2(1-E)+(D+G)r_1-F;\ Y=r_1^2(D-G+2r_4);\ Z=r_1^2[r_4^2+(D-G)r_4-(DG-FE)]. \qquad (15)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_2=\frac{(D-Er_1)(r_3+r_4)+r_3r_4}{E(r_1+r_3+r_4)-r_4-D};\ r_3=K;\ X=r_4^2+(D-G)r_4-(DG-FE);$$

$$Y=r_4^2(D-G)-2r_4(DG-FE);\ Z=r_1r_4^2(D+G-r_1E)-r_4^2(F+DG-FE). \qquad (16)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_2=-\frac{(D+r_5)[r_4(r_1+r_3)+r_1r_3]+Dr_5(r_1+r_3)-Er_1r_3(r_4+r_5)}{(D-Ex_1)(r_3+r_4+r_5)+r_5(r_3+r_4)};\ r_3=K;$$

$$X=r_1r_5^2(D+G)-r_1^2[(E-1)r_5^2+(G-D)r_5+DG-FE]-Fr_5^2;\ Y=r_1^2[2r_4r_5^2-2(r_4+r_5)(DG-FE)+r_5(2r_4+r_5)(D-G)];$$

$$Z=r_1^2[-(r_4+r_5)^2(DG-FE)+r_4^2r_5^2+r_4r_5(r_4+r_5)(D-G)]. \qquad (17)$$

Входящие в (12) - (17) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_2 и r_3), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1).

Области физической реализуемости выбранных критериев синтеза существенно зависят также от места включения нелинейного элемента относительно согласующего четырёхполюсника [3-6]. Поэтому в данной статье делается попытка разработки второго варианта алгоритма параметрического синтеза УСФУ, учитывающего место включения нелинейного элемента между согласующим резистивным четырёхполюсником и нагрузкой (рис. 1б).

Передаточную функцию для структуры исследуемых устройств с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1б, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{F_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)z_{вх}+z_0+\beta]d(\tau_{1н}+j\nu_{1н})}, \qquad (18)$$

где $\alpha=\frac{a}{d}$; $\beta=\frac{b}{d}$; $\gamma=\frac{c}{d}$;

$z_{вх}=\frac{z_н-F_{22}}{F_{11}z_н-|F|}=\frac{\tau_{2н}+j\nu_{2н}}{\tau_{1н}+j\nu_{1н}}=r_{вх}+jr_{вх}$; $\tau_{1н}=\tau_{11}r_н+\nu_{11}\nu_{22}+\tau_{12}\tau_{21}-\nu_{12}\nu_{21}-\tau_{11}\tau_{22}-\nu_{11}x_н$;

$\nu_{1н}=\nu_{11}r_н+\nu_{12}\tau_{21}+\tau_{12}\nu_{21}-\nu_{11}\tau_{22}-\tau_{11}\nu_{22}+\tau_{11}x_н$; $\tau_{2н}=r_н-\tau_{22}$; $\nu_{2н}=x_н-\nu_{22}$.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (18) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=-\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \quad (19)$$

где $S_1=(x_{вх1}+x_{вх2})b_3+(r_{вх1}-r_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}+x_{вх2})a_3-(r_{вх1}-r_{вх2})b_3$;

$S_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3+(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(x_{01}+x_{02})b_3+(r_{01}-r_{02})a_3$; $C_3=(x_{01}+x_{02})a_3-(r_{01}-r_{02})b_3$;

$S_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[a_3(x_{01}+x_{02})-(r_{01}-r_{02})b_3]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[(r_{01}-r_{02})b_3-a_3(x_{01}+x_{02})]+(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$;

$A_1=\nu_{1н1}\nu_{212}-\tau_{1н1}\tau_{212}$; $B_1=\nu_{1н1}\tau_{212}+\tau_{1н1}\nu_{212}$; $A_2=\tau_{1н2}\tau_{211}-\nu_{1н2}\nu_{211}$; $B_2=\nu_{1н2}\tau_{211}+\tau_{1н2}\nu_{211}$.

Полученные взаимосвязи (3) должны удовлетворять условию взаимности $ad-bc=1$ резистивных четырёхполюсников, которое в принятых обозначениях (2) имеет вид неравенства $\alpha-\beta\gamma>0$. Анализ этого неравенства с учётом (3) и коэффициентов (19) показывает, что граница области физической реализуемости или предельно-достижимые величины m и φ находятся из уравнений, формируемых из равенств знаменателя и числителя F нулю [1]. В общем случае области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и

знаменателя F. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F из (19):

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1 \pm \sqrt{-x_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4 + K_{вх}x_{вх1}x_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - (a_2^2+b_2^2)^2x_{вх2}^2}}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_1m + (a_2^2+b_2^2)x_{вх2}}\right]. \quad (20)$$

Величина $K_{вх}$ из (20) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вых} = \frac{x_{вх1}}{x_{вх2}} + \frac{x_{вх2}}{x_{вх1}} + \frac{(r_{вх1} - r_{вх2})^2}{x_{вх1}x_{вх2}}. \quad (21)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (20) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (18) в двух состояниях:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2}}. \quad (22)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (20) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (23)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F из (19):

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2x_{01}^2m^4 + K_{вых}x_{01}x_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2x_{02}^2}}{R_1x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4m + R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н02}}\right], \quad (24)$$

где $R_1 = r_{вх1}^2 + x_{вх1}^2 ; R_2 = r_{вх2}^2 + x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (24) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых} = z_0$) в сечении входа резистивного четырёхполюсника (рис. 1а) на двух частотах:

$$K_{вых} = \frac{x_{01}}{x_{02}} + \frac{x_{02}}{x_{01}} + \frac{(r_{01} - r_{02})^2}{x_{01}x_{02}}. \quad (25)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (24) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вых} \pm \sqrt{K_{вых}^2 - 4}}{2}}. \quad (26)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (24) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вых} \geq \frac{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)} + \frac{x_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (27)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) с коэффициентами (19) используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюсников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется Т – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_2 = \frac{D-G+2r_1 \mp \sqrt{(D+G)^2+4E[r_1^2+r_1(D-G)-(DG-FE)-F]}}{2(E-1)},$$

$$r_3 = \frac{G+D \pm \sqrt{(D+G)^2+4E[r_1^2+r_1(D-G)-(DG-FE)-F]}}{2E}. \qquad (28)$$

П – образное звено:

$$r_2 = -\frac{D(r_1+r_3)-r_1r_3(E-1)}{D+r_1-Er_3};\ r_3=K;\ X=(E-1)r_1^2+(G-D)r_1+DG-FE;\ Y=-(G+D)r_1^2;\ Z=Fr_1^2. \qquad (29)$$

Перекрытое Т – образное звено:

$$r_2 = \frac{Dr_1+(r_3+r_4)(D+r_1)-Er_3(r_1+r_4)}{(E-1)(r_1+r_3+r_4)};\ r_3=K;\ X=(G+D)r_4-Er_4^2-(F+DG-FE);$$

$$Y=(G+D)r_4^2-2(r_1+r_4)(F+DG-FE)+2Dr_1r_4;$$

$$Z=r_1r_4(r_1+r_4)(D-G)+r_1^2r_4^2-(r_1+r_4)^2(F+DG-FE). \qquad (30)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_2 = \frac{(D+r_4)(r_1+r_3)-r_1r_3(E-1)}{Er_1-r_3-r_4-D};\ r_3=K;\ X=r_1^2(1-E)+(D-G)r_1-(DG-FE);$$

$$Y=r_1^2(D+G-2Er_4);\ Z=-r_1^2[F+Er_4^2-(D+G)r_4]. \qquad (31)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_2 = -\frac{(D+r_1)(r_3+r_4)-Er_3r_4}{r_1+r_3+r_4+D-Er_4};\ r_3=K;\ X=Er_4^2-(D+G)r_4+F;\ Y=2r_4F-r_4^2(D+G);$$

$$Z=r_4^2[F+DG-FE-r_1^2+(G-D)r_1]. \qquad (32)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_2 = -\frac{[D(r_4+r_5)-Er_4r_5](r_1+r_3)+r_1r_3(D+r_4+r_5-Er_5)}{(D+r_1)(r_3+r_4+r_5)-Er_5(r_3+r_4)};\ r_3=K;$$

$$X=r_1r_5^2(D+G)-r_5^2[(E-1)r_1^2+(G-D)r_1+DG-FE]-Fr_1^2;\ Y=r_1^2[r_5(2r_4+r_5)(D+G)-2F(r_4+r_5)-2Er_4r_5^2];$$

$$Z=r_1^2[r_4r_5(r_4+r_5)(D+G)-F(r_4+r_5)^2]. \quad (33)$$

Входящие в (28) - (33) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_2 и r_3), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1).

Можно показать [7], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-6] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Облогин М. А. Параметрический синтез резистивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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, стр. 56-67.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.
5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
6. Головков А. А., Головков В. А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с различными вариантами включения нелинейного элемента относительно резистивного четырёхполюсника. Радиотехника и электроника. 2013. №8, стр.609-618.
7. Головков А. А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.

References

1. Golovkov A. A., Oblogin M. A. Parametrical synthesis of resistive two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I. V. bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
3. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche 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. It is information - measuring and operating systems. 2016, №3, p. 56-67.

4. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with various variants of inclusion of a nonlinear element concerning the resistive two-port network. A radio engineering and electronics. 2013. №8, p. 609-618.
7. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], М. А. Облогин[2]

[1,2]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация. Разработан алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом использования последовательной по напряжению обратной связи и резистивных четырёхполюсников. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к таким устройствам. Получены взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника и значения параметров квазиоптимальных двухполюсников, обеспечивающие заданные отношения модулей и разности фаз передаточных функций в двух состояниях в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF RESISTIVE TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A CONSECUTIVE FEEDBACK ON PRESSURE

A.A. Golovkov[1], M. A.Oblogin[2]

[1,2]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. The algorithm of parametrical synthesis of operated soglasujushche-filtering devices with the account of use of a consecutive feedback on pressure and resistive two-port networks is developed. The systems of the algebraic equations meeting requirements to such devices are generated and solved. Interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the resistive two-port network and value of parametres kvasioptimum the two-poles, the providing set relations of modules and a difference of phases of transfer functions in two conditions in the limited strip of frequencies are received.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего резистивного четырёхполюсника и последовательной по напряжению обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству.

Пусть заданы два состояния управляемого УСФУ. Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров двухполюсников резистивного четырёхполюсника,

при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1=m(\cos\varphi+j\sin\varphi)H_2 . \qquad (1)$$

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис.1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), резистивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0=r_0+jx_0$ и нагрузки $z_н=r_н+jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [2], передаточную функцию для структуры исследуемых устройств с последовательной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{H_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_н)z_{вых}+z_н+\beta]a(t_{20}+jn_{20})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых}=\dfrac{H_{11}+z_0}{-(H_{22}z_0+|H|)}=\dfrac{t_{10}+jn_{10}}{t_{20}+jn_{20}}=r_{вых}+jx_{вых}$; $t_{10}=t_{11}+r_0$; $n_{10}=n_{11}+x_0$;

$t_{20}=t_{12}t_{21}-t_{11}t_{22}+n_{11}n_{22}-n_{12}n_{21}+n_{22}x_0-t_{22}r_0$; $n_{20}=t_{12}n_{21}+n_{12}t_{21}-t_{11}n_{22}-n_{11}t_{22}-n_{22}r_0-t_{22}x_0$;

$\alpha=\dfrac{d}{a}$; $\beta=\dfrac{b}{a}$; $\gamma=\dfrac{c}{a}$ -отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника; $H_{11}=h_{11}^{VT}+h_{11}^{OC}=t_{11}+jn_{11}$; $H_{12}=h_{12}^{VT}+h_{12}^{OC}=t_{12}+jn_{12}$; $H_{21}=h_{21}^{VT}+h_{21}^{OC}=t_{21}+jn_{21}$; $H_{22}=h_{22}^{VT}+h_{22}^{OC}=t_{22}+jn_{22}$ -суммарные элементы смешанных матриц H ЦПП и ЦОС; $|H|=H_{11}H_{22}-H_{12}H_{21}$.

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha=-D\gamma+E\,;\ \beta=-F\gamma+G\,, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{x_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=-\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(x_{вых1}+x_{вых2})b_3+(r_{вых1}-r_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}+x_{вых2})a_3-(r_{вых1}-r_{вых2})b_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3-(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3$;

$S_3=(x_{н1}+x_{н2})b_3+(r_{н1}-r_{н2})a_3$; $C_3=(x_{н1}+x_{н2})a_3-(r_{н1}-r_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(x_{н1}+x_{н2})+(r_{н1}-r_{н2})a_3]-(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(x_{н1}+x_{н2})-(r_{н1}-r_{н2})b_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3+(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$;

$A_1=n_{201}n_{212}-t_{201}t_{212}$; $B_1=n_{201}t_{212}+t_{201}n_{212}$; $A_2=t_{202}t_{211}-n_{202}n_{211}$; $B_2=n_{202}t_{211}+t_{202}n_{211}$.

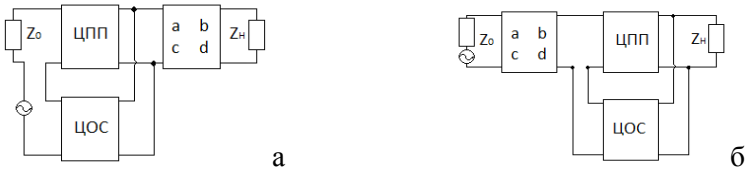


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с последовательной по напряжению обратной связью и согласующим резистивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а), источником сигнала и нелинейной частью (б).

Области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-x_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}x_{вых1}x_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2x_{вых2}^2}}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)x_{вых2}}\right]. \quad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (4) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рисунок 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{x_{вых1}}{x_{вых2}}+\frac{x_{вых2}}{x_{вых1}}+\frac{(r_{вых1}-r_{вых2})^2}{x_{вых1}x_{вых2}}. \quad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известно качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (4) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{x_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}. \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2x_{н1}^2m^4+K_{вх}x_{н1}x_{н2}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2x_{н2}^2}}{R_1x_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н2}}\right], \qquad (8)$$

где $R_1=r_{вых1}^2+x_{вых1}^2$; $R_2=r_{вых2}^2+x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх}=z_н$) в сечении выхода резистивного четырёхполюсника (рисунок 1а) на двух частотах:

$$K_{вх}=\frac{x_{н1}}{x_{н2}}+\frac{x_{н2}}{x_{н1}}+\frac{(r_{н1}-r_{н2})^2}{x_{н1}x_{н2}}. \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)}}\,\frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}. \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{x_{н2}R_2(a_2^2+b_2^2)}{x_{н1}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюсников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется перекрытое Т – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_1=-\frac{(r_3+r_4)[D+(1-E)r_2]+r_3r_4}{D-(E-1)(r_2+r_3)-Er_4};\ r_4=K;\ X=Er_2^2-(r_2+r_3)^2-(r_2+r_3)(D-G)r_4+DG-EF;$$

$$Y=2r_3(DG-FE+r_2G)-r_3^2(D-G);\ Z=(F+DG-FE)r_3^2. \qquad (12)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_4)(r_2+r_3)+r_2r_3}{D+r_3+r_4-E(r_2+r_3)};\ r_4=K;\ X=(r_2+r_3)^2;\ Y=(r_2+r_3)^2(D-G)+2r_2r_3(r_2+r_3);$$

$$Z=r_2r_3(r_2+r_3)(D-G)-(r_2+r_3)^2(DG-FE)-r_3^2(F-r_2^2). \qquad (13)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_1=\frac{D(r_2+r_3+r_4)+r_2r_4(1-E)+r_3(r_4-Er_2)}{E(r_2+r_3+r_4)};\ r_4=K;\ X=(D-G)(r_2+r_3)+(r_2+r_3)^2-r_2^2E-(DG-FE);$$

$$Y=(r_2+r_3)^2(D-G)-2(r_2+r_3)(DG-FE);\ Z=-(DG-FE)(r_2+r_3)^2. \qquad (14)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_5)[r_2(r_3+r_4)+r_3r_4]+Dr_5(r_2+r_3)}{(D-Er_2)(r_3+r_4+r_5)+r_5(r_3+r_4)-Er_3(r_4+r_5)};\ r_4=K;\ X=[r_5(G-D)-r_5^2+DG-EF](r_2+r_3)^2;$$

$$Y=-r_5(r_2+r_3)[r_5(r_2+r_3)+2r_2r_3](D-G)+2[r_5(r_2+r_3)+r_2r_3](r_2+r_3)(DG-FE)-2r_2r_3r_5^2(r_2+r_3);$$

$$Z=-r_2r_3r_5[r_5(r_2+r_3)+r_2r_3](D-G)+(F-r_2^2)r_3^2r_5^2+(DG-FE)[r_5(r_2+r_3)+r_2r_3]^2. \qquad (15)$$

Входящие в (12) - (15) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_1 и r_4), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1).

Анализ известной литературы [3-6], в которой рассматриваются задачи параметрического синтеза различных радиотехнических устройств, показывает, что области физической реализуемости выбранных критериев синтеза существенно зависят также от места включения нелинейного элемента относительно согласующего четырёхполюсника. Поэтому в данной статье делается попытка разработки второго варианта алгоритма параметрического синтеза УСФУ, учитывающего место включения нелинейного элемента между согласующим резистивным четырёхполюсником и нагрузкой (рис. 1б).

Передаточная функция для структуры исследуемых устройств с последовательной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1б, можно получить в следующем виде:

$$H=\frac{H_{21}z_н}{[(\alpha+\gamma z_0)z_{вх}+z_0+\beta]d(t_{2н}+jn_{2н})}, \qquad (16)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\ \beta=\frac{b}{d};\ \gamma=\frac{c}{d};\ z_{вх}=\frac{H_{11}-z_н|H|}{1-z_нH_{22}}=\frac{t_{1н}+jn_{1н}}{t_{2н}+jn_{2н}}=r_{вх}+jr_{вх};$

$t_{1н}=r_н(n_{11}n_{22}-n_{12}n_{21}-t_{11}t_{22}+t_{12}t_{21})+t_{11}+x_н(n_{11}t_{22}-n_{12}t_{21}-n_{21}t_{12}+n_{22}t_{11});\ t_{2н}=1+n_{22}x_н-t_{22}r_н;$

$n_{1н}=x_н(n_{11}n_{22}-n_{12}n_{21}-t_{11}t_{22}+t_{12}t_{21})+n_{11}-r_н(n_{11}t_{22}-n_{12}t_{21}-n_{21}t_{12}+n_{22}t_{11});\ n_{2н}=-(n_{22}r_н+t_{22}x_н).$

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (16) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи резистивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{x_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi-C_4\cos\varphi)m+x_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=-\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \qquad (17)$$

где $S_1=(x_{вх1}+x_{вх2})b_3+(r_{вх1}-r_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}+x_{вх2})a_3-(r_{вх1}-r_{вх2})b_3$;

$S_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3+(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(x_{01}+x_{02})b_3+(r_{01}-r_{02})a_3$; $C_3=(x_{01}+x_{02})a_3-(r_{01}-r_{02})b_3$;

$S_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[a_3(x_{01}+x_{02})-(r_{01}-r_{02})b_3]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[(r_{01}-r_{02})b_3-a_3(x_{01}+x_{02})]+(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[b_3(x_{01}+x_{02})+(r_{01}-r_{02})a_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$;

$A_1=n_{2н1}n_{212}-t_{2н1}t_{212}$; $B_1=t_{2н1}n_{212}+n_{2н1}t_{212}$; $A_2=t_{2н2}t_{211}-n_{2н2}n_{211}$; $B_2=t_{2н2}n_{211}+n_{2н2}t_{211}$.

Полученные взаимосвязи (3) должны удовлетворять условию взаимности $ad-bc=1$ резистивных четырёхполюсников, которое в принятых обозначениях (2) имеет вид неравенства $\alpha-\beta\gamma>0$. Анализ этого неравенства с учётом (3) и коэффициентов (17) показывает [1], что граница области физической реализуемости или предельно-достижимые величины m и φ находятся из уравнений, формируемых из равенств знаменателя и числителя F нулю. В общем случае области физической реализуемости критерия (1) оцениваются условиями сохранения определённых знаков у числителя и знаменателя F. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F из (17):

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-x_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}x_{вх1}x_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2x_{вх2}^2}}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)x_{вх2}}\right]. \qquad (18)$$

Величина $K_{вх}$ из (18) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рисунок 1б) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{x_{вх1}}{x_{вх2}}+\frac{x_{вх2}}{x_{вх1}}+\frac{(r_{вх1}-r_{вх2})^2}{x_{вх1}x_{вх2}}. \qquad (19)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (18) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (16) в двух состояниях:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2}} . \qquad (20)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{x_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{вх2}(a_2^2+b_2^2)} . \qquad (21)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F из (17):

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 x_{01}^2 m^4 + K_{вых} x_{01} x_{02} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 x_{02}^2}}{R_1 x_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)x_{н02}} \right], \qquad (22)$$

где $R_1 = r_{вх1}^2 + x_{вх1}^2 ; R_2 = r_{вх2}^2 + x_{вх2}^2$.

Величина $K_{вых}$ из (22) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых} = z_0$) в сечении входа резистивного четырёхполюсника (рисунок 1а) на двух частотах:

$$K_{вых} = \frac{x_{01}}{x_{02}} + \frac{x_{02}}{x_{01}} + \frac{(r_{01} - r_{02})^2}{x_{01} x_{02}} . \qquad (23)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (22) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{x_{02} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{x_{01} R_1 (a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вых} \pm \sqrt{K_{вых}^2 - 4}}{2}} . \qquad (24)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вых} \geq \frac{x_{01} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}{x_{02} R_2 (a_2^2+b_2^2)} + \frac{x_{02} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{x_{01} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2} . \qquad (25)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) с коэффициентами (17) используются в качестве исходных уравнений для отыскания значений сопротивлений двухполюсников типовых схем резистивных четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем резистивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Здесь приводится по одному решению для каждого используемого четырёхполюсника. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника используется перекрытое Т – образное звено, то значения сопротивлений квазиоптимальных резистивных двухполюсников определяются по формулам:

$$r_1 = -\frac{(r_3+r_4)[D+(1-E)r_2] - Er_3 r_4}{D + r_4 + (1-E)(r_2+r_3)} ; \; r_4 = K ; \; X = (D+G)(r_2+r_3) - E(r_2+r_3)^2 + r_2^2 - F ;$$

$$Y=(D+G)r_3^2-2r_3(F-Gr_2);\ Z=-r_3^2(F+DG-FE). \qquad (26)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$r_1=\frac{(D-Er_4)(r_2+r_3)+Er_2r_3}{D+r_2+r_3-E(r_3+r_4)};\ r_4=K;\ X=(r_2+r_3)^2E;\ Y=2Er_2r_3(r_2+r_3)-(D+G)(r_2+r_3)^2;$$

$$Z=(DG-FE)r_3^2+r_2^2r_3^2E+F(r_2+r_3)^2-(D+G)r_2r_3(r_2+r_3). \qquad (27)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$r_1=-\frac{(D+r_2)(r_3+r_4)+Dr_2-Er_4(r_2+r_3)}{r_2+r_3+r_4};\ r_4=K;\ X=(D+G)(r_2+r_3)+r_2^2-F-E(r_2+r_3)^2;$$

$$Y=(r_2+r_3)^2(D+G)-2F(r_2+r_3);\ Z=-F(r_2+r_3)^2. \qquad (28)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$r_1=-\frac{(D-Er_5)[r_2r_3+r_4(r_2+r_3)]+Dr_5(r_2+r_3)}{(D+r_2)(r_3+r_4+r_5)+r_3(r_4+r_5)-Er_5(r_3+r_4)};\ r_4=K;\ X=(r_2+r_3)^2[r_5(D+G)-F-Er_5^2];$$

$$Y=\{r_5(D+G)[2r_2r_3+r_5(r_2+r_3)]-2F[r_2r_3+r_5(r_2+r_3)]-2r_2r_3r_5^2E\}(r_2+r_3);$$

$$Z=r_2r_3r_5(D+G)[r_2r_3+r_5(r_2+r_3)]-F[r_2r_3+r_5(r_2+r_3)]^2-r_3^2r_5^2(Er_2^2+DG-FE). \qquad (29)$$

Входящие в (26) - (29) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем резистивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме r_1 и r_4), при которых обеспечиваются взаимосвязи (2), оптимальные по критерию (1).

Можно показать [7], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-6] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Облогин М. А. Параметрический синтез резистивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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, стр. 56-67.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29.

5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64.
6. Головков А. А., Головков В. А. Параметрический синтез амплитудно-фазовых модуляторов с различными вариантами включения нелинейного элемента относительно резистивного четырёхполюсника. Радиотехника и электроника. 2013. №8, стр.609-618.
7. Головков А.А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Oblogin M. A. Parametrical synthesis of resistive two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I.V.bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.
3. Golovkov A.A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche 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. It is information - measuring and operating systems. 2016, №3, p. 56-67.
4. Golovkov A.A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Druzhinin N.A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of peak-phase modulators with various variants of inclusion of a nonlinear element concerning the resistive two-port network. A radio engineering and electronics. 2013. №8, p. 609-618.
7. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А. А. Головков[1], В. А. Головков[2], М. А. Облогин[3]

[1,3]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
[2]Воронежское КБ антенно-фидерных устройств

Аннотация. Сформированы и решены системы алгебраических уравнений, удовлетворяющие требованиям к системным операторам управляемых согласующе-фильтрующих устройств с учётом параллельной по току обратной связи. Решения получены в виде взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника. Найдены зависимости сопротивлений двухполюсников типовых схем четырёхполюсников от частоты, обеспечивающие эти взаимосвязи. Определены параметры квазиоптимального двухполюсника, реализующие оптимальные характеристики в ограниченной полосе частот.

Ключевые слова: управляемые согласующе-фильтрующие устройства, оптимальные и квазиоптимальные характеристики

PARAMETRICAL SYNTHESIS OF JET TWO-PORT NETWORKS FOR OPERATED SOGLASUJUSHCHE-FILTERING DEVICES WITH A PARALLEL FEEDBACK ON A CURRENT

A. A. Golovkov[1], V. A. Golovkov[2], M. A. Oblogin[3]

[1,3]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh),
[2] Voronezh KB of antenno-feeding devices

Abstract. The systems of the algebraic equations meeting requirements to system operators of operated soglasujushche-filtering devices with the account of a parallel feedback on a current are generated and solved. Decisions are received in the form of interrelations between elements of a classical matrix of transfer of the jet two-port network. Dependences of resistance of two-poles of typical schemes of two-port networks on the frequency, providing these interrelations are found. Parametres kvasioptimum a two-pole, realising optimum characteristics in the limited strip of frequencies are defined.

Keywords: operated soglasujushche-filtering devices, optimum and kvasioptimum characteristics

В данной статье развивается алгоритм параметрического синтеза управляемых согласующе-фильтрующих устройств (УСФУ) [1] в направлении учёта наличия согласующего реактивного четырёхполюсника и параллельной по току обратной связи. Использование различных видов обратной связи изменяет границы областей физической реализуемости предъявляемых требований к синтезируемому устройству.

Пусть заданы два состояния управляемого согласующе-фильтрующего устройства (УСФУ). Одно состояние определяется первой заданной высокой частотой и первым уровнем амплитуды низкочастотного управляющего сигнала, а другое состояние - второй заданной высокой частотой и вторым уровнем амплитуды управляющего сигнала. Требуется определить минимальное количество и значения параметров реактивного че-

тырёхполюсника, при которых обеспечивается заданные отношение модулей m и разность фаз φ передаточной функции $H_{1,2}$ в двух указанных состояниях:

$$H_1 = m(\cos\varphi + j\sin\varphi)H_2 \qquad .(1)$$

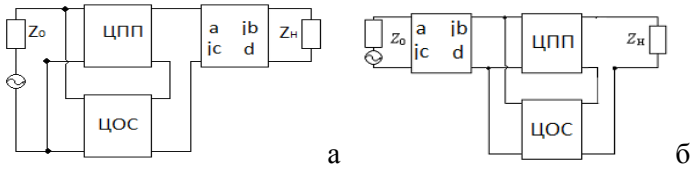


Рис. 1. Структурные схемы высокочастотных частей исследуемых радиотехнических устройств с параллельной по току обратной связью и согласующим реактивным четырёхполюсником, расположенным между нелинейной частью и нагрузкой (а) и источником сигнала и нелинейной частью (б).

Рассмотрим структурные схемы УСФУ (рис. 1а-1б), на которых показаны нелинейная часть (НЧ) в виде цепи прямой передачи (ЦПП) и цепи обратной связи (ЦОС), реактивный четырёхполюсник, характеризуемый искомыми элементами a,b,c,d классической матрицы передачи, сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_н = r_н + jx_н$. Применяя известные рекомендации по использованию различных матриц параметров для описания соответствующих соединений четырёхполюсников [3] передаточную функцию в режиме усиления для структуры исследуемых устройств с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1а, можно получить в следующем виде:

$$H = \frac{F_{21} z_н}{[(\alpha + j\gamma z_н) z_{вых} + z_н + j\beta]a(\tau_{10} + j\nu_{10})}, \qquad (2)$$

где $z_{вых} = \frac{-(F_{22} + z_0|F|)}{F_{11} z_0 + 1} = \frac{\tau_{20} + j\nu_{20}}{\tau_{10} + j\nu_{10}} = r_{вых} + jx_{вых}$; $\tau_{10} = 1 + \tau_{11} r_0 - \nu_{11} x_0$; $\nu_{10} = \tau_{11} x_0 + \nu_{11} r_0$;

$\tau_{20} = -\tau_{22} + r_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \nu_{12}\nu_{21} - \tau_{11}\tau_{22}) + x_0(\tau_{22}\nu_{11} + \nu_{22}\tau_{11} - \nu_{12}\tau_{21} - \nu_{21}\tau_{12})$;

$\nu_{20} = -\nu_{22} + r_0(\nu_{12}\tau_{21} + \tau_{12}\nu_{21} - \nu_{11}\tau_{22} - \tau_{11}\nu_{22}) + x_0(\nu_{11}\nu_{22} + \tau_{12}\tau_{21} - \tau_{11}\tau_{22} - \nu_{12}\nu_{21})$; $\alpha = \frac{d}{a}; \beta = \frac{b}{a}; \gamma = \frac{c}{a}$ -

отношения элементов классической матрицы передачи согласующего реактивного четырёхполюсника; $F_{11} = f_{11}^{VT} + f_{11}^{OC} = \tau_{11} + j\nu_{11}$; $F_{12} = f_{12}^{VT} + f_{12}^{OC} = \tau_{12} + j\nu_{12}$; $F_{21} = f_{21}^{VT} + f_{21}^{OC} = \tau_{21} + j\nu_{21}$; $F_{22} = f_{22}^{VT} + f_{22}^{OC} = \tau_{22} + j\nu_{22}$ -суммарные элементы смешанных матриц F ЦПП и ЦОС; $|F| = F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}$. Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем вводить индексы 1 и 2, которые характеризуют первое и второе состояния. Подставим (2) в (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Решение полученной системы уравнений имеет вид взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, оптимальных по критерию (1):

$$\alpha = D\gamma + E; \beta = F\gamma + G, \qquad (3)$$

где $D=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi-C_2\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$E=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$F=-\dfrac{r_{н1}(a_1^2+b_1^2)(r_{вых1}^2+x_{вых1}^2)m^2+(S_4\sin\varphi+C_4\cos\varphi)m+r_{н2}(a_2^2+b_2^2)(r_{вых2}^2+x_{вых2}^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$G=\dfrac{(r_{н1}x_{вых1}-x_{н1}r_{вых1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{н2}x_{вых2}-x_{н2}r_{вых2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}$;

$S_1=(r_{вых1}+r_{вых2})b_3-(x_{вых1}-x_{вых2})a_3$; $C_1=(x_{вых1}-x_{вых2})b_3+(r_{вых1}+r_{вых2})a_3$;

$S_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})a_3+(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})b_3$;

$C_2=(r_{н1}r_{вых1}-r_{н2}r_{вых2}-x_{н1}x_{вых1}+x_{н2}x_{вых2})b_3-(r_{н1}x_{вых1}+x_{н1}r_{вых1}+r_{н2}x_{вых2}+x_{н2}r_{вых2})a_3$;

$S_3=(r_{н1}+r_{н2})b_3+(x_{н2}-x_{н1})a_3$; $C_3=(r_{н1}+r_{н2})a_3+(x_{н1}-x_{н2})b_3$;

$S_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]+(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]$;

$C_4=(r_{вых1}r_{вых2}+x_{вых1}x_{вых2})[a_3(r_{н1}+r_{н2})+(x_{н1}-x_{н2})b_3]-(r_{вых1}x_{вых2}-x_{вых1}r_{вых2})[b_3(r_{н1}+r_{н2})-(x_{н1}-x_{н2})a_3]$;

$S_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})b_3-(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})a_3$;

$C_5=(r_{н1}x_{вых2}+r_{н2}x_{вых1}-x_{н2}r_{вых1}-x_{н1}r_{вых2})a_3+(r_{н1}r_{вых2}-r_{н2}r_{вых1}+x_{н1}x_{вых2}-x_{н2}x_{вых1})b_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=\nu_{101}\nu_{212}-\tau_{101}\tau_{212}$; $B_1=\tau_{101}\nu_{212}+\nu_{101}\tau_{212}$; $A_2=\tau_{102}\tau_{211}-\nu_{102}\nu_{211}$; $B_2=\tau_{102}\nu_{211}+\nu_{102}\tau_{211}$.

Области физической реализуемости критерия (1) определяются условиями сохранения одинакового знака у числителя и знаменателя F [1]. Ограничение на разность фаз при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вых1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вых}r_{вых1}r_{вых2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вых2}^2}}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вых2}}\right]. \quad (4)$$

Величина $K_{вых}$ из (6) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её выходного комплексного сопротивления (рис. 1а) в двух состояниях:

$$K_{вых}=\frac{r_{вых1}}{r_{вых2}}+\frac{r_{вых2}}{r_{вых1}}+\frac{(x_{вых1}-x_{вых2})^2}{r_{вых1}r_{вых2}}. \quad (5)$$

Качество позволяет оценить предельно-достижимые показатели и характеристики радиотехнических устройств и систем. При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (4) определяется ограничение на отношение модулей передаточной функции (2) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (6)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (4) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вых} \geq \frac{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2} + \frac{r_{вых1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вых2}(a_2^2+b_2^2)} . \qquad (7)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_- < \varphi < \varphi_+ ;$$

$$\varphi_\pm = -2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4 \pm \sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2 r_{н1}^2 m^4 + K_{вх} r_{н1} r_{н2} R_1 R_2 (a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2 - R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2 r_{н2}^2}}{R_1 r_{н1}(a_1^2+b_1^2)m^2 - C_4 m + R_2(a_2^2+b_2^2)r_{н2}} \right], \qquad (8)$$

где $R_1 = r_{вых1}^2 + x_{вых1}^2 ; R_2 = r_{вых2}^2 + x_{вых2}^2$.

Величина $K_{вх}$ из (8) - это качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия её комплексного входного сопротивления (равного сопротивлению нагрузки $z_{вх} = z_н$) в сечении выхода реактивного четырёхполюсника (рисунок 1а) на двух частотах:

$$K_{вх} = \frac{r_{н1}}{r_{н2}} + \frac{r_{н2}}{r_{н1}} + \frac{(x_{н1} - x_{н2})^2}{r_{н1} r_{н2}} . \qquad (9)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (8) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_- < m < m_+ ; \quad m_\pm = \sqrt{\frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)} \frac{K_{вх} \pm \sqrt{K_{вх}^2 - 4}}{2}} . \qquad (10)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (8) можно найти ограничение на качество пассивной части (нагрузки):

$$K_{вх} \geq \frac{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)} + \frac{r_{н2} R_2 (a_2^2+b_2^2)}{r_{н1} R_1 (a_1^2+b_1^2)m^2} . \qquad (11)$$

На следующем этапе синтеза взаимосвязи (3) используются в качестве исходных уравнений для отыскания зависимостей сопротивлений двухполюсников типовых схем реактивных четырёхполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения (1). Для этого надо известные элементы типовых схем реактивных четырёхполюсников подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_3 = -\frac{(x_1+x_4)(D+x_2-Ex_2)-Ex_1x_4}{D+x_4-(E-1)(x_1+x_2)} ; x_4 = K ; K = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2-4XZ}}{2X} ;$$

$$X = (D+G)(x_1+x_2) - F - E(x_1+x_2)^2 + x_2^2 ;$$

$$Y = 2Gx_1x_2 - 2Fx_1 + (D+G)x_1^2 ; Z = -x_1^2(F+DG-FE) . \qquad (12)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D+x_4)(x_1+x_2)-x_1x_2E}{x_1(E-1)-x_2-x_4-D};\ x_4=K;\ X=-x_1^2;\ Y=-x_1^2(D-G);$$

$$Z=F(x_1+x_2)^2+x_1^2(DG-FE)+Ex_1^2x_2^2-x_1x_2(x_1+x_2)(D+G). \qquad (13)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D-Ex_1)(x_2+x_4)-(E-1)x_2x_4}{E(x_1+x_2)-x_4-D};\ x_4=K;\ X=(D+G)(x_1+x_2)+x_2^2-F-E(x_1+x_2)^2;$$

$$Y=x_2^2(D-G);\ Z=-x_2^2(DG-FE). \qquad (14)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_3=-\frac{[D(x_4+x_5)+x_4x_5](x_1+x_2)-Ex_1x_2(x_4+x_5)}{(D+x_5)(x_1+x_2+x_4)-(x_2+x_4+x_5)Ex_1+Dx_5};\ x_4=K;\ X=x_1^2[x_5^2+(D-G)x_5-(DG-FE)];$$

$$Y=x_1^2[x_5^2(D-G)-2x_5(DG-FE)];$$

$$Z=x_1^2(Ex_2^2+DG-FE)-x_1x_2(x_1+x_2)(D+G)-x_5^2F(x_1+x_2)^2. \qquad (15)$$

Входящие в (12) - (15) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границы областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих входного сопротивления пассивной части на двух заданных частотах и сопротивлений свободных двухполюсников (кроме x_3 и x_4), при которых обеспечиваются взаимосвязи (3), оптимальные по критерию (1). Передаточная функция структуры с параллельной по току ЦОС, показанной на рис. 1б, может быть представлена в виде:

$$H=\frac{F_{21}z_н}{[(\alpha+j\gamma z_0)z_{вх}+z_0+j\beta]d(\tau_{1н}+j\nu_{1н})}, \qquad (16)$$

где $\alpha=\frac{a}{d};\ \beta=\frac{b}{d};\ \gamma=\frac{c}{d};\ z_{вх}=\frac{z_н-F_{22}}{F_{11}z_н-|F|}=\frac{\tau_{2н}+j\nu_{2н}}{\tau_{1н}+j\nu_{1н}}=r_{вх}+jr_{вх};$

$\tau_{1н}=\tau_{11}r_н+\nu_{11}\nu_{22}+\tau_{12}\tau_{21}-\nu_{12}\nu_{21}-\tau_{11}\tau_{22}-\nu_{11}x_н;\ \nu_{1н}=\nu_{11}r_н+\nu_{12}\tau_{21}+\tau_{12}\nu_{21}-\nu_{11}\tau_{22}-\tau_{11}\nu_{22}+\tau_{11}x_н;\ \tau_{2н}=r_н-\tau_{22};$
$\nu_{2н}=x_н-\nu_{22}.$

Далее в индексах обозначений выше определённых величин дополнительно будем использовать индексы $_1$ и $_2$, характеризующие первое и второе состояния. Подставим (16) в математическую формулировку критерия синтеза (1). Отделим мнимую и действительную части друг от друга. Получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид оптимальных взаимосвязей (3) между элементами классической матрицы передачи реактивного четырёхполюсника, но с другими коэффициентами:

$$D=\frac{(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_2\sin\varphi+C_2\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$E=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_3\sin\varphi+C_3\cos\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$F=-\frac{r_{01}(a_1^2+b_1^2)(r_{вх1}^2+x_{вх1}^2)m^2+(C_4\cos\varphi-S_4\sin\varphi)m+r_{02}(a_2^2+b_2^2)(r_{вх2}^2+x_{вх2}^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)};$$

$$G=\frac{(r_{01}x_{вх1}-x_{01}r_{вх1})(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_5\sin\varphi+C_5\cos\varphi)m+(r_{02}x_{вх2}-x_{02}r_{вх2})(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2+(S_1\sin\varphi+C_1\cos\varphi)m+r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}, \quad (17)$$

где $S_1=(r_{вх1}+r_{вх2})b_3-(x_{вх1}-x_{вх2})a_3$; $C_1=(x_{вх1}-x_{вх2})b_3+(r_{вх1}+r_{вх2})a_3$;

$S_2=(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})a_3+(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})b_3$;

$C_2=(r_{01}x_{вх1}+x_{01}r_{вх1}+r_{02}x_{вх2}+x_{02}r_{вх2})a_3-(r_{01}r_{вх1}-r_{02}r_{вх2}-x_{01}x_{вх1}+x_{02}x_{вх2})b_3$;

$S_3=(r_{01}+r_{02})b_3+(x_{02}-x_{01})a_3$; $C_3=(r_{01}+r_{02})a_3+(x_{01}-x_{02})b_3$;

$S_4=-[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3](r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})-(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[b_3(r_{01}+r_{02})-(x_{01}-x_{02})a_3]$;

$C_4=(r_{вх1}x_{вх2}-x_{вх1}r_{вх2})[(x_{01}-x_{02})a_3-b_3(r_{01}+r_{02})]+(r_{вх1}r_{вх2}+x_{вх1}x_{вх2})[a_3(r_{01}+r_{02})+(x_{01}-x_{02})b_3]$;

$S_5=(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})b_3-(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})a_3$;

$C_5=(r_{01}r_{вх2}-r_{02}r_{вх1}+x_{01}x_{вх2}-x_{02}x_{вх1})b_3+(r_{01}x_{вх2}+r_{02}x_{вх1}-x_{02}r_{вх1}-x_{01}r_{вх2})a_3$;

$a_1=A_1r_{н2}+B_1x_{н2}$; $a_2=A_2r_{н1}-B_2x_{н1}$; $b_1=B_1r_{н2}-A_1x_{н2}$; $b_2=B_2r_{н1}+A_2x_{н1}$; $a_3=a_1a_2-b_1b_2$;

$b_3=a_1b_2+b_1a_2$; $A_1=\nu_{1н1}\nu_{212}-\tau_{1н1}\tau_{212}$; $B_1=\nu_{1н1}\tau_{212}+\tau_{1н1}\nu_{212}$; $A_2=\tau_{1н2}\tau_{211}-\nu_{1н2}\nu_{211}$; $B_2=\nu_{1н2}\tau_{211}+\tau_{1н2}\nu_{211}$.

Ограничение на разность фаз передаточной функции (16) в двух состояниях при положительном знаке знаменателя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_\pm=-2\operatorname{arctg}\left[\frac{mS_1\pm\sqrt{-r_{вх1}^2(a_1^2+b_1^2)^2m^4+K_{вх}r_{вх1}r_{вх2}(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-(a_2^2+b_2^2)^2r_{вх2}^2}}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_1m+(a_2^2+b_2^2)r_{вх2}}\right]. \quad (18)$$

Величина $K_{вх}$ из (18) - это качество НЧ, являющееся мерой различия её входного комплексного сопротивления (рис. 1б) в двух состояниях:

$$K_{вх}=\frac{r_{вх1}}{r_{вх2}}+\frac{r_{вх2}}{r_{вх1}}+\frac{(x_{вх1}-x_{вх2})^2}{r_{вх1}r_{вх2}}. \quad (19)$$

При известном качестве управляемой части из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить ограничение на отношение модулей передаточной функции (16) в двух состояниях:

$$m_-<m<m_+; \quad m_\pm=\sqrt{\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вх}\pm\sqrt{K_{вх}^2-4}}{2}}. \quad (20)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровней управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (18) можно определить требование к качеству НЧ:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}+\frac{r_{вх1}(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{вх2}(a_2^2+b_2^2)}. \quad (21)$$

Ограничение на разность фаз при положительном знаке числителя F:

$$\varphi_-<\varphi<\varphi_+;$$

$$\varphi_{\pm}=-2\mathrm{arctg}\left[\frac{mS_4\pm\sqrt{-R_1^2(a_1^2+b_1^2)^2r_{01}^2m^4+K_{вых}r_{01}r_{02}R_1R_2(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+b_2^2)m^2-R_2^2(a_2^2+b_2^2)^2r_{02}^2}}{R_1r_{01}(a_1^2+b_1^2)m^2-C_4m+R_2(a_2^2+b_2^2)r_{02}}\right], \quad (22)$$

где $R_1=r_{вх1}^2+x_{вх1}^2$; $R_2=r_{вх2}^2+x_{вх2}^2$. Величина $K_{вых}$ из (22) - это частотное качество пассивной части УСФУ, являющееся мерой различия комплексного выходного сопротивления (равного сопротивлению источника сигнала $z_{вых}=z_0$) в сечении входа четырёхполюсника (рис. 1б) на двух частотах:

$$K_{вых}=\frac{r_{01}}{r_{02}}+\frac{r_{02}}{r_{01}}+\frac{(x_{01}-x_{02})^2}{r_{01}r_{02}}. \quad (23)$$

При известном качестве пассивной части из равенства нулю подкоренного выражения в (22) определяется ограничение на отношение модулей:

$$m_-<m<m_+; \quad m_{\pm}=\sqrt{\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)}\frac{K_{вых}\pm\sqrt{K_{вых}^2-4}}{2}}. \quad (24)$$

При заданном отношении модулей передаточной функции на двух частотах и двух соответствующих уровнях управляющего сигнала из равенства нулю подкоренного выражения в (22) можно найти ограничение на качество пассивной части:

$$K_{вх}\ge\frac{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}+\frac{r_{02}R_2(a_2^2+b_2^2)}{r_{01}R_1(a_1^2+b_1^2)m^2}. \quad (25)$$

На втором этапе необходимо известные элементы классической матрицы передачи типовых схем четырёхполюсников [2] подставить в (3) и решить полученную систему уравнений относительно сопротивлений двух выбранных двухполюсников. Например, если в качестве согласующего четырёхполюсника выбрано перекрытое Т-образное звено, то оптимальные зависимости сопротивлений двухполюсников от частоты определяются по формулам:

$$x_3=-\frac{(x_1+x_4)(D+x_2-Ex_2)+x_1x_4}{D-Ex_4-(E-1)(x_1+x_2)}; \; x_4=K; \; X=x_2^2E+DG-FE-(D-G)(x_1+x_2)-(x_1+x_2)^2;$$

$$Y=2Gx_1x_2+2x_1(DG-FE)-(D-G)x_1^2; \; Z=x_1^2(F+DG-FE). \quad (26)$$

Каскадное соединение двух Г-образных звеньев:

$$x_3=\frac{(D-Ex_4)(x_1+x_2)+x_1x_2}{(x_1+x_2+x_4)E-x_1-D}; \; x_4=K; \; X=-x_1^2E; \; Y=x_1^2(D+G);$$

$$Z=x_1x_2(x_1+x_2)(D-G)-(x_1+x_2)^2(DG-FE)-x_1^2(F-x_2^2). \quad (27)$$

Каскадное соединение двух обратных Г-образных звеньев:

$$x_3=-\frac{(D+x_1)(x_2+x_4)-(E-1)x_2x_4}{D+x_1+x_2-Ex_4}; \; x_4=K; \; X=(D-G)(x_1+x_2)+(x_1+x_2)^2-x_2^2E-(DG-FE);$$

$$Y=x_2^2(D+G); \; Z=-x_2^2F. \quad (28)$$

Каскадное соединение Г-образного и П-образного звеньев:

$$x_3=-\frac{[D(x_1+x_2)+x_1x_2](x_4+x_5)-Ex_4x_5(x_1+x_2)}{(D-Ex_5)(x_1+x_2+x_4)-(x_2+x_4+x_5)x_1+Dx_5}; \; x_4=K; \; X=-x_1^2[F+Ex_5^2-(D+G)x_5];$$

$$Y=x_5x_1^2[(D+G)x_5-2F];\ Z=x_5^2[x_1x_2(x_1+x_2)(D-G)-(x_1+x_2)^2(DG-FE)-x_1^2(F-x_2^2)]. \quad (29)$$

Входящие в (26) - (29) подкоренные выражения, приравненные нулю, образуют собой уравнения границ областей физической реализуемости выбранных схем реактивных четырёхполюсников, отличающихся друг от друга. Эти границы определяют области изменения действительной и мнимой составляющих выходного сопротивления пассивной части и сопротивлений свободных от ограничений (26) - (29) двухполюсников, при которых обеспечиваются взаимосвязи (3) с коэффициентами (17), оптимальные по критерию (1). Реализация оптимальных характеристик (12)-(15) и (26)-(29) возможна, например, путём определения параметров квазиоптимальных двухполюсников, при которых обеспечивается совпадение оптимальных и реальных зависимостей сопротивлений от частоты на заданном количестве частот. Здесь в качестве примера приводятся формулы для двухполюсника, показанного на рис. 2.

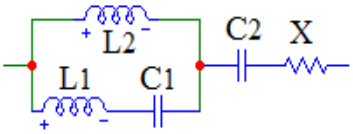


Рис. 2. Пример квазиоптимального реактивного двухполюсника

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рис. 2:

$$\left(\frac{\omega_nC_1}{1-\omega_n^2L_1C_1}+\frac{-1}{\omega_nL_2}\right)^{-1}(-1)+\frac{-1}{\omega_nC_2}=x_n;\ n=1,2,3,4;\ \omega_n=2\pi f_n. \quad (30)$$

Решение (30) для двух частот интерполяции:

$$L_1=\frac{L_2(C_2\omega_1x_1+1)(C_2\omega_2x_2+1)(\omega_1^2-\omega_2^2)-\omega_1^2\omega_2^2L_2^2C_2^2(\omega_1x_1-\omega_2x_2)}{(\omega_2^2-\omega_1^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]};$$

$$C_1=\frac{(\omega_2^2-\omega_1^2)[C_2\omega_1(x_1-L_2\omega_1)+1][C_2\omega_2(x_2-L_2\omega_2)+1]}{C_2L_2^2\omega_1^2\omega_2^2[\omega_1^2(C_2\omega_2x_2+1)-\omega_2^2(C_2\omega_1x_1+1)]}. \quad (31)$$

Дополнительная формула к (31) для трёх частот интерполяции:

$$L_2=\frac{A_3C_2^2+B_3C_2+C_3}{C_2^2D_3}, \quad (32)$$

где $A_3=\omega_1\omega_2\omega_3[x_1x_3\omega_2^2(\omega_1^2-\omega_3^2)-x_1x_2\omega_3^2(\omega_1^2-\omega_2^2)-x_2x_3\omega_1^2(\omega_2^2-\omega_3^2)]$;

$B_3=x_1(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1[(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3^2+\omega_1^2\omega_2^2]+x_3(\omega_1^2-\omega_2^2)\omega_3[(\omega_3^2-\omega_2^2)\omega_1^2+\omega_2^2\omega_3^2]-x_2(\omega_1^2-\omega_3^2)\omega_2[(\omega_2^2-\omega_3^2)\omega_1^2+\omega_2^2\omega_3^2]$;

$C_3=(\omega_2^2-\omega_1^2)(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $D_3=-\omega_1^2\omega_2^2\omega_3^2[x_1\omega_1(\omega_2^2-\omega_3^2)+x_2\omega_2(\omega_3^2-\omega_1^2)+x_3\omega_3(\omega_1^2-\omega_2^2)]$.

Дополнительная формула к (31) и (32) для четырёх частот интерполяции:

$$C_2=\frac{-[(\omega_3^2-\omega_4^2)(x_2\omega_2^3a_2-x_1\omega_1^3a_1)-(\omega_1^2-\omega_2^2)(x_3\omega_3^3a_3-x_4\omega_4^3a_4)]}{\omega_1\omega_2\omega_3\omega_4[b_1(\omega_1\omega_3x_2x_4+\omega_2\omega_4x_1x_3)-b_2(\omega_1\omega_2x_3x_4+\omega_3\omega_4x_1x_2)-b_3(\omega_1\omega_4x_2x_3+\omega_2\omega_3x_1x_4)]}, \quad (33)$$

где $a_1=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_1^2-\omega_4^2)$; $a_2=(\omega_2^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$; $a_3=(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$;

$a_4=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$; $b_1=(\omega_1^2-\omega_3^2)(\omega_2^2-\omega_4^2)$; $b_2=(\omega_1^2-\omega_2^2)(\omega_3^2-\omega_4^2)$; $b_3=(\omega_1^2-\omega_4^2)(\omega_2^2-\omega_3^2)$.

Для учёта сопротивления X реактивного двухполюсника, входящего в состав схемы (рис. 2), в формулах (30) -(33) необходимо произвести замену $x_n \rightarrow x_n - X_n$, где x_n - оптимальные значения сопротивлений двухполюсников типовой схемы четырёхполюсника, определяемые с помощью (12)-(15) и (26)-(29) на четырёх заданных частотах; X_n - известные сопротивления выбранного дополнительного двухполюсника на четырёх заданных частотах.

Можно показать [1], что при различных соотношениях между исходными частотами $f_{1,2}$ и величинами m и φ в (1) разработанный алгоритм параметрического синтеза УСФУ может быть использован для технического проектирования усилителей и генераторов, модуляторов и демодуляторов [3-7] с предельно-достижимыми показателями и характеристиками. Материалы статьи будут полезны специалистам в областях радиосвязи, радионавигации, радиолокации, радиоэлектронной борьбы, метрологии и стандартизации.

Литература

1. Головков А. А., Головков В. А., Облогин М. А. Параметрический синтез реактивных четырёхполюсников для управляемых согласующе-фильтрующих устройств с параллельной по напряжению обратной связью. В данном сборнике.
2. Гуревич И. В. Основы расчёта радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975, 368 с.
3. 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.
4. Головков А. А, Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза согласующих по критерию обеспечения стационарного режима генерации комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи автогенераторов. Электромагнитные волны и электронные системы. 2016, №4, с.20-29
5. Головков А. А., Головков В. А., Дружинина Н. А. Параметрический синтез демодуляторов сигналов с угловой модуляцией и усилителей для вариантов включения согласующих комплексных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017г.№1, т.15, стр. 53-64
6. Головков А. А., Головков В. А. Алгоритмы параметрического синтеза комплексных четырёхполюсников в цепи обратной связи амплитудно-фазовых модуляторов на трёхполюсных нелинейных элементах. Проектирование и технология электронных средств. г. Владимир, 2016, №1, с. 34-38
7. Головков А. А., В. Н. Димитренко, А. В. Рагозин, Ференец П. С. Основные характеристики навигационных систем на основе магниточувствительных автогенераторов с согласующими резистивными или реактивными четырёхполюсниками. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, Т3, 2016. с.1316-1330.

References

1. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Oblogin M. A. Parametrical synthesis of jet two-port networks for operated soglasujushche-filtering devices with a parallel feedback on pressure. In the given collection.
2. Gurevich I. V. bas of calculation of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: communication, 1975, 368 with.

3. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a multifrequency mode of generation of complex two-port networks. The nonlinear world. 2016, №4, with. 17-26.
4. Golovkov A. A, Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis soglasujushche by criterion of maintenance of a stationary mode of generation of complex two-port networks in a chain of a feedback of oscillators. Electromagnetic waves and electronic systems. 2016, №4, s.20-29.
5. Golovkov A. A., Golovkov V. A, Druzhinin N. A. parametrical synthesis of demodulators of signals with angular modulation and amplifiers for inclusion variants soglasujushche complex two-port networks between a nonlinear part and loading. Information-measuring and operating systems. 2017г. № 1, т.15, p. 53-64.
6. Golovkov A. A., Golovkov V. A. Algorithms of parametrical synthesis of complex two-port networks in a chain of a feedback of peak-phase modulators on three poles nonlinear elements. Designing and technology of electronic means. Vladimir, 2016, №1, with. 34-38.
7. Golovkov A. A., Dimitrenko V. N., Ragozin A. V., Ferenets P. S. The basic characteristics of navigating systems on a basis magnetic sensitivity oscillators with soglasujushche resistive or jet two-port networks. The collection of reports of 22nd International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh, T3, 2016. s.1316-1330.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ВЫХОДНЫХ КАСКАДАХ ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЛС

А. С. Пшеничкин[1]

[1]Акционерное общество «Научно-производственное объединение «Лианозовский электромеханический завод» (АО «НПО «ЛЭМЗ»), Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены основные принципы сложения мощности усилителей в выходных каскадах твердотельных передающих устройств РЛС, приведены результаты измерений в выходных каскадах реальных передающих устройств РЛС.

Ключевые слова: выходные каскады передающих устройств; сложение мощностей усилителей; твердотельные передатчики.

IMPROVING THE EFFICIENCY OF THE SUMMATION OF POWER OF SOLID STATE AMPLIFIERS IN OUTPUTS CASCADES OF TRANSMITTING DEVICES PROMISING RADARS

A. S. Pshenichkin[1]

[1]Research & Production Corporation «Lianozovo Electromechanical Plant» (LEMZ), Moscow, Russia

Abstract. The paper describes basic methods and principles of power summation of several amplifiers in output cascades of solid-state radar transmitters and the results of measuring in output cascades of real radar transmitters.

Keywords: solid-state transmitters, output cascades of transmitters, power summation.

1. Введение

Современный радиолокатор представляет собой сложную радиоэлектронную систему, в которой используются практически все новейшие достижения в области радиоэлектроники, вычислительной техники и устройств СВЧ [1].

Выходная мощность передающего устройства является одним из важнейших параметров, определяющих потенциальные характеристики радиолокационной системы в целом. В зависимости от назначения радиолокационной станции (РЛС) мощность передатчика может меняться от десятков ватт, до десятков мегаватт. Следует особо отметить разницу между средней и импульсной мощностью передающего устройства. Поскольку большинство современных радиолокационных станций использует именно импульсный зондирующий сигнал, то как и следует из названия, излучение происходит только в некоторые промежутки времени, с последующими паузами, предназначенными для приема эхо-сигналов. Величина мощности во время излучаемого импульса называется импульсной мощностью, а величина мощности, усредненная за период повторения зондирующих импульсов – средней. Импульсная и средняя мощность связаны следующим образом:

$$P_{ср} = \frac{P_u}{Q}, \qquad (1)$$

где $Q = T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}}$ – скважность, равная отношению периода повторения $T_{\text{п}}$ к длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ [2].

Требуемые уровни выходной мощности передатчиков современных РЛС в некоторых случаях на три-пять порядков превышает мощность, генерируемую электронными приборами. Этот разрыв между мощностью радиопередатчика и мощностью единичного генератора стал особенно ощутим при переходе к полупроводниковым приборам [3].

2. Принципы и схемы сложения мощностей твердотельных усилителей в выходных каскадах

Мощность СВЧ-передатчиков построенных на основе полупроводниковых усилителей в непрерывном режиме работы может достигать нескольких киловатт. В этих случаях требуемое значение выходной мощности передатчика достигается сложением мощностей нескольких идентичных полупроводниковых узлов выходных каскадов [3].

Известны три основных способа суммирования мощностей однотипных генераторов (рис. 1):

• с помощью многополюсных сумматоров,

• путем сложения сигналов в пространстве с помощью активных фазированных антенных решеток (АФАР),

• в общем резонаторе.

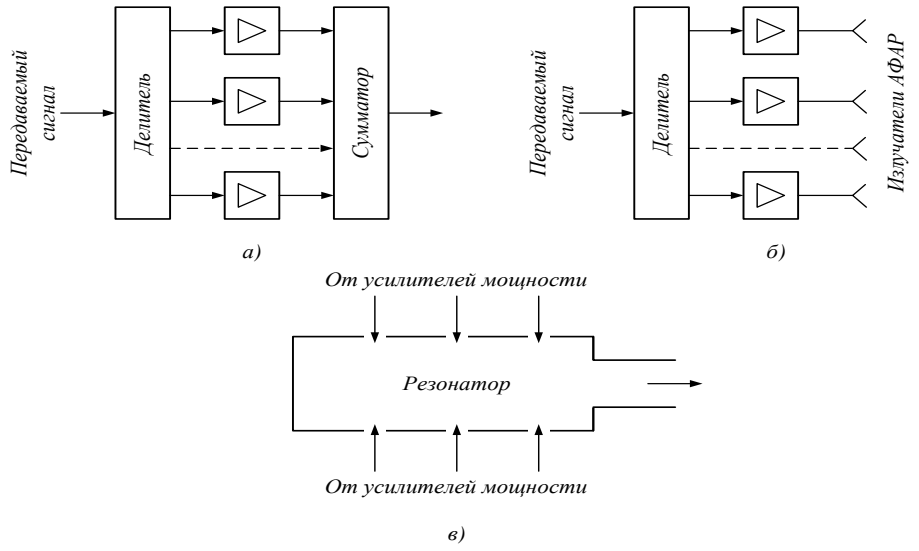


Рис. 1. Схемы способов суммирования мощностей в передатчиках:
а – с помощью многополюсных сумматоров;
б – сложение сигналов с помощью АФАР; *в* – в общем резонаторе.

Первый способ сложения мощностей позволяет увеличить мощность радиопередатчика по отношению к мощности одного усилительного прибора (блока, шкафа и пр.) на 15 … 20 дБ; второй – на 30 … 40 дБ; третий – на 10 … 15 дБ.

Остановимся подробнее на особенностях сложения мощности с помощью многополюсного сумматора. Сложение мощности в этом случае происходит в

специальном сумматоре, имеющем несколько параллельных входов, число которых соответствующее числу усилителей, чьи мощности следует сложить, и один выход. Входной сигнал поступает от одного задающего генератора, предварительно разделившись в соответствии с числом усилителей. Использование простейших конструкций сумматоров и делителей приводит к значительному снижению надежности работы всего устройства [4]. В частности, авария в одном из усилителей (короткое замыкание или разрыв на выходе) может привести к аварийному режиму работы всех остальных, поскольку нагрузка может стать близкой к нулю или холостому ходу. Поэтому, в современных передающих устройствах применяют более сложную, но в тоже время значительно повышающую надежность работы системы в целом, мостовую схему сложения мощностей. В таких сумматорах каждый усилитель работает самостоятельно на оптимальную для него нагрузку, а режимы работы всех каскадов не зависят друг от друга. При этом повышается надежность работы передатчика, поскольку выход из строя M усилительных каскадов не нарушает работу остальных $(N–M)$, а лишь снижает мощность в передающей антенне. Снижение мощности с $P_{ном} = NP_i$ до $P_{ав} = [(N - M)^2/N]P_i$, а не до величины $P_{ав} = (N - M)P_i$ объясняется тем, что часть мощности оставшихся $(N - M)$ усилителей $P_{расс} = [M(N - M)/N]P_i$ начинает рассеиваться на балластных сопротивлениях мостовой схемы [3].

По условиям эксплуатации обычно допускается некоторое временное снижение мощности передатчика. Наиболее вероятен выход из строя только одного из усилителей ($M = 1$), поэтому уменьшение мощности передатчика будет в $P_{ав}/P_{ном} = (N - 1)^2/N^2$ раз.

Принцип работы и свойства мостовой схемы подробно рассмотрены в [4, 5, 6].

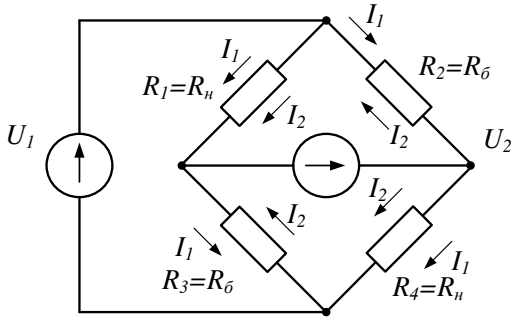


Рис. 2. Классическая мостовая схема сложения.

При $R_1/R_3 = R_2/R_4$ выполняется условие баланса моста, т.е. сигнал с выхода одного усилителя не поступает на выход другого, и усилители работают независимо друг от друга.

КПД моста определяется соотношением:

$$\eta_M = P_H / (P_H + P_б) = (1 + k^2 + 2k\cos\varphi) / 2(1 + k^2), \qquad (2)$$

где k – отношение амплитуд; φ – фазовый сдвиг.

На основании этого соотношения можно построить зависимости КПД от k и φ соответственно (рис. 3). КПД мостовой схемы остается высоким даже если токи неточно равны по амплитуде и неточно синфазны.

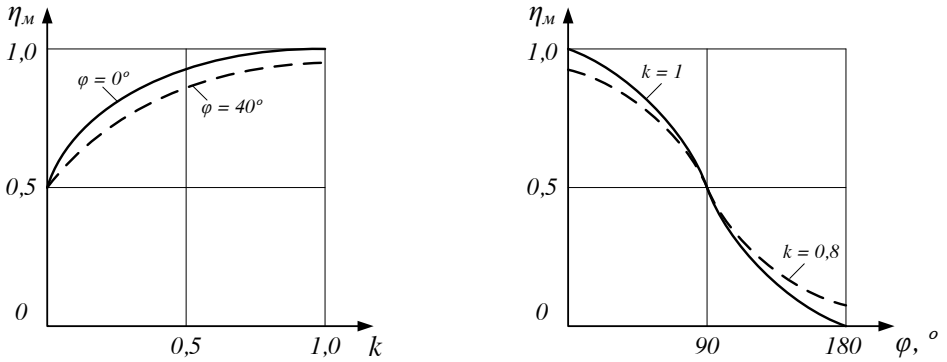


Рис. 3. Зависимости КПД моста от разности амплитуд и фаз.

Так, в случае различия амплитуд не более 20%, а сдвиг фаз не превышает 40º, КПД снижается только до 0,87, т.е. на балластном сопротивлении $R_б$ теряется 13% суммарной мощности [4, 6].

Следует отметить, что в случае $\varphi = 180$ º – противофазной работе двух усилителей – сопротивления $R_н$ и $R_б$ меняются «ролями».

В диапазоне СВЧ наибольшее распространение получили резонансные мостовые схемы.

Четырехполюсники, на которых выполняются мостовые резонансные схемы, обеспечивают поворот фазы на 90º и необходимую трансформацию сопротивлений только на фиксированной частоте ($\omega_0 = const$). Практически полоса пропускания в таких мостовых схемах составляет не более 3 … 5 %. Для расширения полосы пропускания до 10 … 30 % применяют многоступенчатые мостовые схемы с суммированием двух и большего числа усилителей ($N = 2, 3, 4, \ldots$) либо осуществляют суммирование по два (бинарные сумматоры с $N = 2, 4, 6, 8, \ldots$).

На рисунке 4 показаны примеры широкополосных мостов СВЧ на четвертьволновых линиях, построенных по многоступенчатой и суммированием по два схемам сложения выходных мощностей при $N = 4$. В обеих схемах подбираются оптимальные волновые сопротивления отдельных линий, число ступеней, а также сопротивления балластных резисторов в зависимости от числа суммируемых усилителей и требований к полосе пропускания. Коэффициент перекрытия по частоте в таких схемах может достигать $K_f = 2 \ldots 4$ и выше.

Резонансные мостовые схема, пожалуй, наиболее распространенный способ сложения мощностей в современных передающих устройствах РЛС. За счет своей эффективности, легкости проектирования (особенно при использовании соответствующих пакетов программ для ЭВМ), относительно простого конструирования и технологии изготовления [4, 6].

При суммировании мощностей большого числа усилителей мощности сталкиваются с необходимостью поддержания с определенной точностью амплитуд и фаз суммируемых сигналов. В целом потери при суммировании можно рассчитать с помощью выражения:

$$K_n = -20 \cdot \lg\left(\frac{P_i \cdot \exp(-j\varphi_i)}{N}\right), \qquad (3)$$

где $P_i = U_{\Pi i} / U_{\Pi НОМ}$ – относительное изменение амплитуды падающей волны в i-м канале; φ_i — отклонение фазы сигнала в том же канале от номинального значения, i = 1...N (рис. 5) [7].

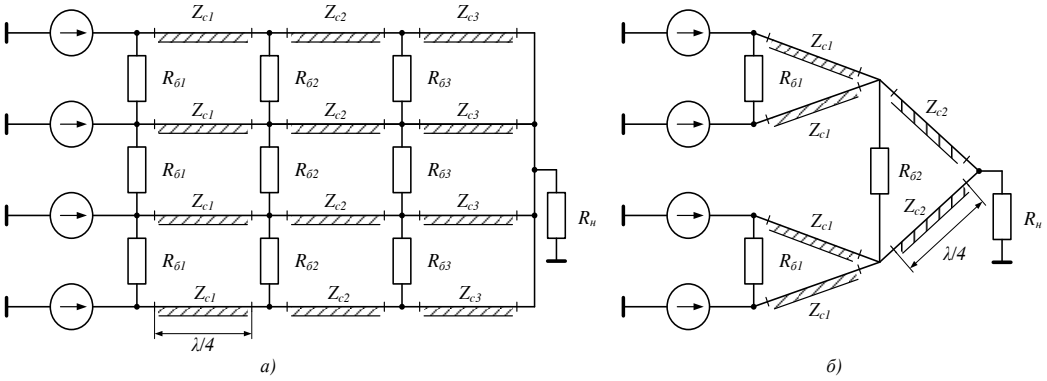


Рис. 4. Схемы суммирования мощностей с помощью широкополосных мостов СВЧ на четвертьволновых линиях:
а – многоступенчатые; *б* – с суммированием по два.

Для сведения к минимуму значения K_n следует поддерживать амплитуды суммируемых сигналов с погрешностью 10...20 %, а фазы — до 10...20º. Примерно такие же требования предъявляются к параметрам сигналов при их суммировании с помощью ФАР [7].

Рассмотрим результаты практического применения описанных в этой части принципов сложения мощностей отдельных усилителей в выходных каскадах передающих устройств РЛС.

3. Результаты практического применения

Рассмотрим выходной каскад твердотельного передающего устройства L-диапазона, структурная схема которого представлена на рис. 5. обеспечивающего запрос полетной информации воздушного судна в режимах RBS (3/A, A) и S-режиме, согласно ICAO [8, 9, 10, 11].

Запросный код на заданной частоте (диапазон RBS согласно ICAO) с выхода предварительного усилителя *(ПУМ)* поступает на делитель мощности *(Р/8)*. С каждого из восьми выходов делителя запросный код поступает на вход соответствующего выходного усилителя мощности (*ВУМ*). После усиления (~ 26 дБ) мощность всех восьми ВУМов поступает на сумматор. К выходу сумматора подключается фильтр гармоник *ФГ*, направленный ответвитель *НО*, ферритовый циркулятор *Ц* и антенна *А*.

Делитель мощности и сумматор мощности – одинаковые блоки, разработанные по принципу широкодиапазонного резонансного моста с суммированием (или делением, поскольку в этом смысле блок взаимный) по два (рис. 4б) [4, 5, 6]. Конструктивно блоки представляют собой микрополосковую структуру на подложке, размещенную в

металлический фрезерованный герметичный корпус с разъемами входа и выхода, разнесенными на противоположные стороны корпуса.

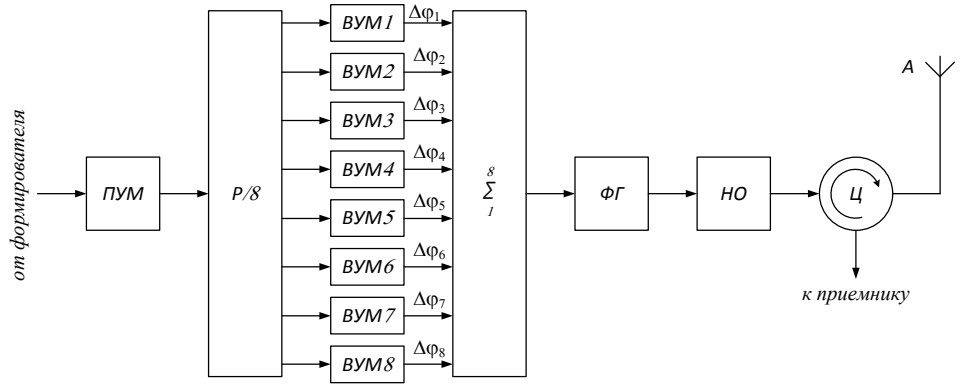


Рис. 5. Структурная схема выходного каскада твердотельного передающего устройства РЛС.

Использование одинаковых блоков для деления и суммирования позволяет скомпенсировать возможную разность фаз между входами делителя и сумматора, поскольку технология изготовления микрополосковой структуры обеспечивает высокую повторяемость электрических параметров. Соединительные кабели входные и выходные (для 8 усилителей) имеют нормированные требования по допустимой электрической длине (что эквивалентно фазовому набегу) и контролируются при изготовлении. Фазовую характеристику коэффициента передачи каждого усилительного модуля настраивают при регулировке на заводе изготовителе по единому эталону. В таблице 1 представлены результаты обмера данного изделия.

Таблица 1

<table>
<tr><th rowspan="2">№ ВУМ</th><th rowspan="2">Рвых, % от $\sum_{идеал}$</th><th colspan="4">Мощность на выходе сумматора, % от $\sum_{идеал}$</th></tr>
<tr><th>1 шт</th><th>2 шт</th><th>4 шт</th><th>8 шт</th></tr>
<tr><td>1</td><td>14,97</td><td>1,26</td><td rowspan="2">5,21</td><td rowspan="4">21,60</td><td rowspan="8">87,89</td></tr>
<tr><td>2</td><td>13,70</td><td>1,23</td></tr>
<tr><td>3</td><td>11,67</td><td>1,15</td><td rowspan="2">4,93</td></tr>
<tr><td>4</td><td>12,46</td><td>1,17</td></tr>
<tr><td>5</td><td>12,00</td><td>1,18</td><td rowspan="2">4,86</td><td rowspan="4">20,80</td></tr>
<tr><td>6</td><td>11,31</td><td>1,14</td></tr>
<tr><td>7</td><td>12,80</td><td>1,21</td><td rowspan="2">4,95</td></tr>
<tr><td>8</td><td>11,09</td><td>1,13</td></tr>
<tr><td>$\sum_{идеал}$</td><td>100</td><td></td><td></td><td></td><td></td></tr>
</table>

В результате видно, что потери на суммирование с учетом активных потерь и разбегов фаз в каналах сумматора, соединительных кабелях и модулях ВУМ достигает не более минус 0,56 дБ.

Рассмотрим еще один пример сложения мощностей твердотельных усилителей: выходной каскад передающего устройства посадочного радиолокатора, работающего в Х-диапазоне, с рабочей полосой шириной 4,5%. Структурная схема этого передатчика аналогична предыдущему, но есть интересные особенности. Во-первых, делитель и

сумматор мощности реализован на волноводах, во-вторых в состав входного каскада усилителей мощности встроен управляемый фазовращатель.

Применение волноводного сумматора позволило снизить величину его активных потерь до величины, не превышающей минус 0,2 дБ во всей рабочей полосе. Управляемый фазовращатель каждого модуля ВУМ имеет дискрет перестройки фазы 5,625º и диапазон перестройки не менее 345º. Управление осуществляется с помощью автоматической системы контроля и управления (АСКУ) изделия. К направленному ответвителю на выходе передающего устройства подключен термокомпенсированный амплитудный детектор, сигнал которого поступает на АЦП АСКУ. Кроме того, в АСКУ имеется алгоритм, который позволяет при необходимости (регулировка передающего устройства при изготовлении, замена усилительного модуля при эксплуатации и т.п.) измеряя уровень напряжения продетектированного СВЧ сигнала и регулировать фазу каждого модуля, добиваясь сложения мощностей очень приближенного к идеальному. Результаты проведенных измерений представлены в таблице 2.

Таблица 2

№ ВУМ	Рвых ВУМ, % от $\sum_{идеал}$			Мощность на выходе сумматора (величина потерь), % от $\sum_{идеал}$		
	$f_н$	$f_{ср}$	$f_в$	$f_н$	$f_{ср}$	$f_в$
1	12,93	13,76	12,75	92,23 (7,77)	91,97 (8,03)	91,75 (8,25)
2	12,41	11,88	13,23			
3	13,19	13,15	11,98			
4	12,67	11,74	12,04			
5	12,67	12,99	13,31			
6	12,16	12,67	12,46			
7	12,07	12,13	11,74			
8	11,90	11,68	12,49			
$\sum_{идеал}$	100	100	100			

Результаты измерений подтверждают, что использование систем с возможностью подстройки фазы каждого отдельного усилителя повышает эффективность сложения, одновременно снижая требования к изготовлению соединительных кабелей с точки зрения повторяемости фазовой длины.

4. Заключение

Таким образом, для эффективного сложения мощностей однотипных усилителей необходимо совершенствовать конструкцию многополюсных делителей и сумматоров, добиваясь минимума потерь, а также принимать меры по выравниванию фазовых характеристик в каждом канале сложения. Для решения второй задачи целесообразно применение систем автоматического фазирования многоканальных трактов усиления.

Литература

1. Ефремов В. С. Новое поколение радиолокаторов управления воздушным движением. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, Сер. “Приборостроение”, 2007, № 1. - Сс. 3-8.
2. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы

построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника,2014. – с.528.
3. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники и связи: Учеб. Пособие /В.И. Нефедов, А.С. Сигов; Под ред. В.И. Нефедова. – М.: Высш. Шк., 2009. – с.735.
4. Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и д.р.; По ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. Радиопередающие устройства. – М.: Радио и связь, 2003. – с. 560.
5. Хельзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ: Пер. с англ./Под ред. А.С. Галина. – М.: Радио и связь, 1981. – с. 200.
6. Н.А. Малков, А.П. Пудовкин.Устройства сверхвысоких частот: учеб. пособие/ – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. – с. 92.
7. Ворона В.А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета: Учебное пособие для вузов [Электронный ресурс] — Электрон. дан. — Москва: Горячая линия-Телеком, 2011. — 418 с. — Режим доступа: https://e.lanbook.com/book/94573. — Загл. с экрана.
8. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1 Москва: Техносфера, 2015. – с. 672.
9. ICAO – Doc 9684. Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Издание второе – 1998.
10. ГОСТ Р 51845-2001 Системы вторичной радиолокации для управления воздушным движением. Общие технические требования.
11. ITU. Регламент Радиосвязи. Издание 2012 года.
12. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. –с. 440.

REFERENCES

1. Yefremov V. S. “Novoe pokolenie radiolokatorov upravleniya vozdushnym dvigheniem” (New generation of radar air traffic control). // Journal, 2007, No. 1. - Pp. 3-8.
2. Verba V.S. “Aviatsionnie kompleksy radiolokatsionnogo dozora i navedeniya. Printsipy postroeniya, problemy razrabotki i osobennosti funktsionirovaniya” (Aviation complexes of radar surveillance and aiming. Principles of construction, problems of development and features of functioning.). –M: Radiotekhnika, 2014. – p. 528.
3. Nefedov V.I. “Osnovy radioelektroniki I svyazi” (Fundamentals of Radioelectronics and Communication). – M.: Vyssh. shk, 2009. – p. 735.
4. Shahgildyan V.V., Kozyrev V.B., Lyakhovkin A.A. i d.r. “Radioperedayuschie ustroistva” (Radio transmitting devices). Pod. red. V.V. Shahgildyan. – M.: Radio i svyaz, 2003. – p. 560.
5. Helzain J. “Passive and active microwave circuits”, Department of Electrical and Electronic Engineering Herriot-Watt University Edinburgh, UK. Translated and released under the title “Passivnye i aktivnye tsepi SVCh” Pod red. A.S. Galina. – M.: Radio i svyaz, 1981. – p. 200.
6. N.A. Malkov, A.P. Pudovkin. “Ustroistva sverkhvisokikh chastot” (Devices of microwaves) – Tambov : Izd-vo Tamb. gos. tekhn. un-t, 2008. – p. 92.
7. Vorona V. A. “Radioperedayuschie ustroystva. Osnovy teorii I rascheta” (Radio transmitter. Fundamentals of theory and calculation) – M: Goryachaya liniya-Telekom, 2011. – p. 418 – https://e.lanbook.com/book/94573.
8. “Radar handbook” Editor and Chief M.I. Skolnik. The McGraw-Hill Companies, 2008. Translated and released under the title “Spravochnik po radiolokatsii” pod obschei red. V.S. Verby. V 2 knigakh. Kniga 1 Moskva: Tekhnosfera, 2015. – p. 672.
9. International CIVIL aviation organization (ICAO) – Doc 9684. “Rukovodstvo po vtorichnym obzornym radiolokatsionnym (VORL) sistemam” (Guide to secondary surveillance radar (SSR) systems). Izdanie vtoroe – 1998.
10. GOST R 51845-2001 “Sistemy vtorichnoi radiolokatsii dlya upravleniya vozdushnym dvizheniem. Obschie tekhnicheskie trebovaniya” (Secondary radar systems for air traffic control. General technical requirements).
11. International Telecommunication Union (ITU). “Reglament radiosvyazi” (Radio Regulations). - 2012.
12. Bakulev P.A. “Radiolokatsionnye sistemy” (Radar systems). – M.: Radiotekhnika, 2015. – p.440.

ПОТЕРИ СВЕТА В МИКРОЗАЗОРЕ МНОГОМОДОВОГО ОПТОВОЛОКНА

К. Э. Ангарита Лорес[1], Е. Н. Бормонтов[1]

[1]Воронежий государственний университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В настоящее время развитие тканевой инженерии, биофармацевтики, экспресс-методов анализа биологических процессов привели к активной разработке микробиореакторов и других лабораторных чип-систем (лабораторий-на-чипе), которые работают с объемами вещества от нано- до микролитров. Это обусловило необходимость разработки специальных датчиков, которые помогают контролировать микросреды в лабораториях-на-чипе. В настоящей работе рассмотрена задача оптимизации оптических потерь в микрозазоре оптоволокна, которая важна, например, при разработке оптических датчиков pH. Разработана установка исследования оптических потерь. Показано, что использование синего светодиода позволяет обеспечить минимальный уровень потерь света в микрозазоре оптоволокна.

Ключевые слова: микробиореакторов; чип-систем; датчиков pH;

LOSSES OF LIGHT IN THE MICRO-GAP OF THE MULTIMODE FIBER

C. E. Angarita Lores [1], E.N. Bormontov [1],

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

Abstract. At present, the development of tissue engineering, biopharmaceuticals, express methods for analyzing biological processes led to the active development of microbioreactors and other labs-on-a-chip that work with substance volumes from nano to microliter. This necessitated the development of special sensors that help control the microenvironments in the lab-on-chip. In this paper, we consider the problem of optimizing optical losses in a micro-gap of optical fiber, which is important, for example, in the development of optical pH sensors. An installation for the study of optical losses has been developed. It is shown that the use of a blue LED makes it possible to provide a minimum level of light loss in the micro-gap of the optical fiber.

Keywords: microbioreactors; lab-chip; sensor pH;

1. Введение

В настоящее время развитие тканевой инженерии, биофармацевтики, экспресс-методов анализа биологических процессов привели к активной разработке микробиореакторов и других лабораторных чип-систем (лабораторий-на-чипе), которые работают с объемами вещества от нано- до микролитров. Это обусловило необходимость разработки специальных датчиков, которые помогают контролировать микросреды в лабораториях-на-чипе. Оптоволокно с его свойствами, такими как невосприимчивость к электромагнитному излучению, малый диаметр, биосовместимость, низкие потери - важный инструмент в разработке датчиков, которые могут быть встроены в живые существа или в микросистемы. Датчики, использующие оптоволокно, применяют для контроля таких параметров лабораторий-на-чипе как давление, температура, pH. Эти датчики незаменимы в разработке инструментов в

области медицины, химии, фармакологии, экологии, биологии и вообще во многих научных областях.

Развитие оптоволокна тесно связано с развитием коммуникаций [1]. Естественно, волоконная оптика также использовалась в сенсорной технологии. Одним из первых датчиков был датчик уровня, запатентованный Гарольдом П Murhy в 1944 году. В 1954 году Брайан О Brien визуализировал изображения через оптоволокно. В том же году был изобретен эндоскоп Бернером Дж Миллером. В 1963 году был изобретен датчик приближения Кертисом Д. Киссинджером и с тех пор многие запатентованные датчики используют оптоволокно. Среди них датчики температуры [2], давления, теплопроводности [3,], отражения [4], акустические датчики [5], датчики обнаружения различных веществ [6, 7], датчики pH [8] и многие другие.

Оптоволокно в датчиках лабораторий-на-чипе обычно используется для подведения оптического излучения к контролируемому объему вещества, а также для отведения преобразованного излучения к фотодетектору. Анализ потерь света в микрообъеме лаборатории-на-чипе является важным фактором при разработке оптоволоконных датчиков. Именно уровень потерь в каждой конкретной конструкции определяет максимальное расстояние между подводящим свет оптоволокном и отводящим свет оптоволокном, то есть определяет полезный объем контролируемой среды.

Потеря света в прозрачных средах напрямую зависит от двух факторов, внутренних и внешних [9]. Внутренними факторами являются те, которые зависят от состава среды, через которую проходит свет (поглощение, рассеяние излучения). Внешние факторы не связаны напрямую с материалом оптоволокна. Это дефекты материала, изгибы оптоволокна, потери на соединениях (потери Френеля, смещение, угловое смещение, отражение в канале и т.д.). При разработке датчиков с применением оптоволокна важны, прежде всего, потери на соединениях. Среди них, прежде всего, потери на неидеальностях скола оптоволокна и потери, обусловленные, рассогласованием оптических осей подводящего свет оптоволокна и отводящего свет оптоволокна. Так как лаборатории-на-чипе часто являются одноразовыми приборами, их стоимость должна быть достаточно низкой. Это предопределяет использование достаточно простых конструктивных решений, которые, тем не менее, должны обеспечивать достаточно низкий уровень оптических потерь.

Цель работы: контроль и оптимизация оптических потерь в полезном объеме коммерчески пригодной конструкции лаборатории-на-чипе.

2. Экспериментальная часть

Для формирования полезного объема макета лаборатории-на-чипе и каналов для укладки оптоволокна была использована лазерная гравировка подложки из полиметилметакрилата. Скол многомодового оптоволокна длиной 1.5 м производился прецизионным скалывателем оптоволокна CT-30. Контроль за позиционированием двух разрезанных концов оптоволокна осуществлялся при помощи оптического микроскопа с увеличением X100. Контроль интенсивности оптического излучения производился

специально изготовленным спектроскопом на основе цифровой камеры. Для определения оптимальной длины волны используемого излучения использовались следующие светодиоды: красный 638 нм, синий 452 нм, зеленый 530 нм, желтый 600, ультрафиолетовый 398 нм.

Общая схема проведения эксперимента приведена на рисунке 1.

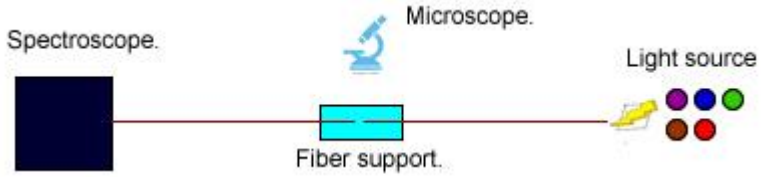


Рис. 1. Схема эксперимента

Измерение спектра производилось для каждого из источников света на разных расстояниях между разрезанными концами оптоволокна внутри канала. Расстояние изменялось от 0 до 1750 мкм с шагом 125 мкм. Пример позиционирования для двух различных расстояний приведен на рисунке 2.

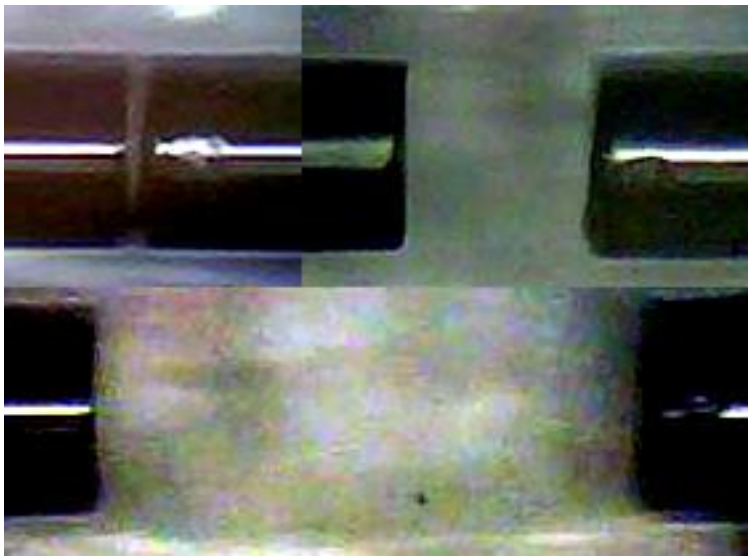


Рис. 2. Изображение оптоволокна, выровненного в канале на расстояниях 100 мкм и 475 мкм (увеличение X100).

3. Результаты и обсуждение

Ниже приведены спектрограммы, полученные с каждым из источников света.

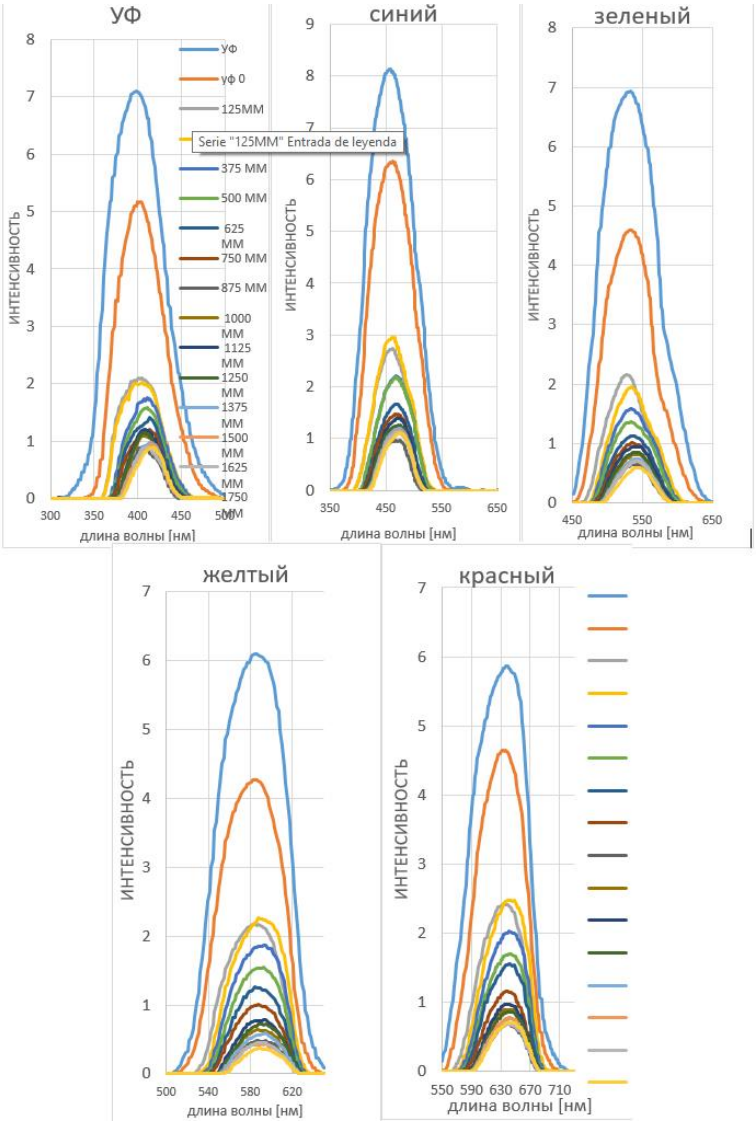


Рис.3. Спектральный анализ различных светодиодов (интенсивность в зависимости от расстояния).

Для приведенных спектрограмм определялись максимумы интенсивности и производился расчет оптических потерь в микрозазоре оптоволокна по формуле:

$$dB = 10logC_{\alpha}$$

$$C_{\alpha} = \frac{I_0}{I_i}$$

где:

I_0 = выходная интенсивность света.

I_i = входная интенсивность света (измеренная в оптоволокне без зазора).

Результирующий график оптических потерь для источников света с разной длиной волны приведен на рисунке 4.

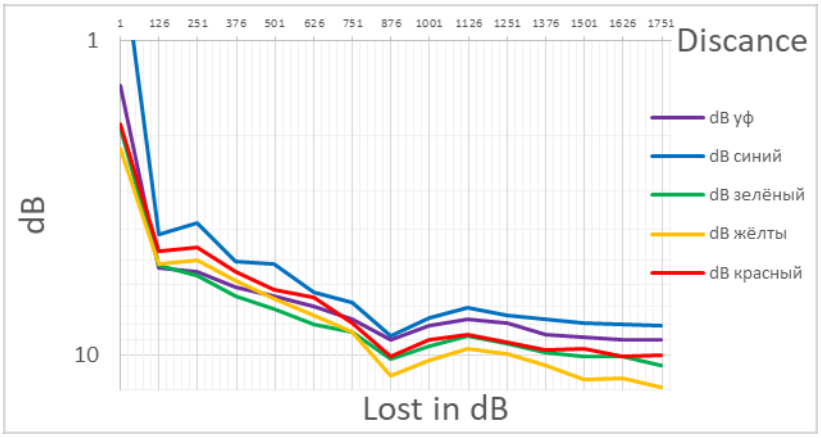


Рис. 4 Зависимость оптических потерь от размера микрозазора для разных длин волн (389, 452, 530, 600, 638 нм).

В эксперименте минимальный уровень потерь в 0,48 дБ (при минимальном размере зазора) был достигнут на длине волны 452 нм. Данный уровень потерь соответствует стандарту потерь в оптоволоконных соединениях (от 0,5 до 0,75 дБ), что свидетельствует о приемлемом качестве сколов оптоволокна, используемого в эксперименте.

Потери на каждой из длин волн имеют заметные отличия, так как существуют внутренние и внешние эффекты, которые различно влияют на потери в микрозазоре для разных длин волн.

4. Заключение и выводы

Как видно, потери остаются в допустимых пределах вплоть до достаточно больших расстояний, пригодных для использования в лабораториях-на-чипе. Используемая в работе методика позиционирования оптоволокна в канале, полученном лазерной гравировкой, обеспечивает достаточный уровень интенсивности оптического излучения и может быть использована при разработке датчиков лабораторий-на-чипе. Оптимальным источником излучения при этом является синий светодиод, обеспечивающий минимальные потери излучения в микрозазоре.

Литература

1. Essiambre., J. Kramer., G. Winzer., P. J. Foschini., G. J. Goebel, B. Capacity Limits of Optical Fiber Networks.// Journal of Lightwave Technology, 2010, vol. 28, No. 4, Pp. 662–701.
2. Velázquez González a., J. S. Monzón Hernández a., D. Moreno Fernández., D. Martínez Piñón,, F. Hernández Romanoc, I. Simultaneous measurement of refractive index and temperature using a SPR-based fiber optic sensor.// Sensors and Actuators B: Chemical Vol. 242, 2017, Pp 912-920.
3. Woyessa., G. Pedersen., J. K. M. Fasano., A. Nielsen., K. Markos., C. Rasmussen., H. K. Bang, O. Zeonex-PMMA microstructured polymer optical FBGs for simultaneous humidity and temperature sensin .// Optics Letters, 2017 Vol. 42, Issue 6, Pp. 1161-1164 .

4. Bremer., K. Reinsch., T. Leen., G. Roth., B. Lochmann., S. Lewis, E. Pressure, temperature and refractive index determination of fluids using a single fibre optic point sensor,Sensors and Actuators A: // Physical, 2017, Vol. 256, 1, Pp 84-88.
5. Xiangge., H. Shangran., X. Fei., L. Shan., C. Lijuan., G. Xiaoping, Z. Zhang , M. Multi-event waveform-retrieved distributed optical fiber acoustic sensor using dual-pulse heterodyne phase-sensitive OTD, //Optics Letters, 2017, Vol. 42, Issue 3, Pp. 442-445.
6. Gotor., R. Ashokkumar., P. Hecht., M. Keil, K. Rurack , K. Optical pH sensor covering the range from pH 0–14 compatible with mobile-device readout and based on a set of rationally designed indicator dyes //Anal. Chem, 2017, 89 (16), Pp 8437–8444.
7. Bhardwaj., V. Akhilesh., K. P. Vinod, K. Singh No-core fiber-based highly sensitive optical fiber pH sensor,J. of Biomedical Optics, 2017 Vol 22.
8. Tou., Z. Q. Chan., C. C. Leong, S. A fiber-optic pH sensor based on polyelectrolyte multilayers embedded with gold nanoparticles, //IOPscience, 2014.
9. Logan., G. Wright., Zachary., M. Ziegler, Pavel., M. Lushnikov., Zimu Zhu., M. Eftekhar., A. Demetrios., N. Christodoulides., Wise, F. W. "Multimode Nonlinear Fiber Optics: Massively Parallel Numerical Solver, Tutorial and Outlook,// journal of latex class files, 2015,Vol. 14, No. 8.

REFERENCES

1. Essiambre., J. Kramer., G. Winzer., P. J. Foschini., G. J. Goebel, B. Capacity Limits of Optical Fiber Networks.// Journal of Lightwave Technology, 2010, vol. 28, No. 4, Pp. 662–701.
2. Velázquez Gonzáleza., J. S. Monzón Hernándeza., D. Moreno Fernández., D. Martínez Piñón,, F. Hernández Romanoc, I. Simultaneous measurement of refractive index and temperature using a SPR-based fiber optic sensor.// Sensors and Actuators B: Chemical Vol. 242, 2017, Pp 912-920.
3. Woyessa., G. Pedersen., J. K. M. Fasano., A. Nielsen., K. Markos., C. Rasmussen., H. K. Bang, O. Zeonex-PMMA microstructured polymer optical FBGs for simultaneous humidity and temperature sensin .// Optics Letters, 2017 Vol. 42, Issue 6, Pp. 1161-1164 .
4. Bremer., K. Reinsch., T. Leen., G. Roth., B. Lochmann., S. Lewis, E. Pressure, temperature and refractive index determination of fluids using a single fibre optic point sensor,Sensors and Actuators A: // Physical, 2017, Vol. 256, 1, Pp 84-88.
5. Xiangge., H. Shangran., X. Fei., L. Shan., C. Lijuan., G. Xiaoping, Z. Zhang , M. Multi-event waveform-retrieved distributed optical fiber acoustic sensor using dual-pulse heterodyne phase-sensitive OTD, //Optics Letters, 2017, Vol. 42, Issue 3, Pp. 442-445.
6. Gotor., R. Ashokkumar., P. Hecht., M. Keil, K. Rurack , K. Optical pH sensor covering the range from pH 0–14 compatible with mobile-device readout and based on a set of rationally designed indicator dyes //Anal. Chem, 2017, 89 (16), Pp 8437–8444.
7. Bhardwaj., V. Akhilesh., K. P. Vinod, K. Singh No-core fiber-based highly sensitive optical fiber pH sensor,J. of Biomedical Optics, 2017 Vol 22.
8. Tou., Z. Q. Chan., C. C. Leong, S. A fiber-optic pH sensor based on polyelectrolyte multilayers embedded with gold nanoparticles, //IOPscience, 2014.
9. Logan., G. Wright., Zachary., M. Ziegler, Pavel., M. Lushnikov., Zimu Zhu., M. Eftekhar., A. Demetrios., N. Christodoulides., Wise, F. W. "Multimode Nonlinear Fiber Optics: Massively Parallel Numerical Solver, Tutorial and Outlook,// journal of latex class files, 2015,Vol. 14, No. 8.

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ LDMOS-ТРАНЗИСТОРОВ С НЕЛИНЕЙНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРИМЕСИ LDD-ОБЛАСТИ

Р.П. Алексеев[1], Е.Н. Бормонтов[2], Г.В. Быкадорова[2], А.Н. Цоцорин[1]

[1]АО «Научно-исследовательский институт электронной техники»
(АО «НИИЭТ»), Воронеж, Россия
[2]Федеральное государственное бюджетное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный университет» (ФГБОУ «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. В настоящей работе в среде Sentaurus TCAD проводится моделирование различных структур LDMOS-транзисторов, отличающихся конструкцией полевого электрода и структурой дрейфовой LDD-области стока: LDD-области с положительным и отрицательным градиентом легирующей примеси. Конструкция с LDD-областью с отрицательным градиентом примеси характеризуется меньшим сопротивлением LDMOS-транзистора, но большей выходной емкостью.

Ключевые слова: LDMOS-транзисторы, LDD-область с нелинейным распределением примеси, САПР Sentaurus TCAD.

DEVICE-TECHNOLOGICAL SIMULATION OF LDMOS TRANSISTORS WITH A NONLINEAR DISTRIBUTION OF THE DOPANT IN THE LDD REGION

R.P. Alekseev[1], E.N. Bormontov[2], G.V. Bykadorova[2], A.N. Tsotsorin[1]

[1]Joint Stock Company «Scientific Research Institute of Electronic», Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. This article is devoted to modeling in software package Sentaurus TCAD of different LDMOS structures which differ in construction of field plate and structure of LDD region: LDD with positive and negative gradient of dopant. Construction with negative gradient of dopant in LDD characterizes lower electrical resistance but higher output capacitance.

Keywords: LDMOS transistors, LDD region with a nonlinear distribution, Sentaurus TCAD.

1. Введение

В настоящий момент одним из наиболее распространенных типов приборов на рынке мощной СВЧ электронной компонентной базы (СВЧ ЭКБ) являются полевые транзисторы, изготовленные по LDMOS-технологии. LDMOS-транзисторы находят применение в производстве большого разнообразия мощных СВЧ-устройств для различных применений, включая: базовые станции, передача сигналов FM, УКВ, УВЧ, медицинское оборудование, РЛС и т.д. [1]. Характерной особенностью современных мощных СВЧ LDMOS-транзисторов является наличие слаболегированной или дрейфовой LDD-области стока (*Lightly Doped Drain*), позволяющей прибору работать при высоком напряжении питания. Помимо напряжения пробоя $U_{\text{проб}}$ сток-исток, LDD-область также оказывает влияние на такие параметры, как сопротивление сток-исток в открытом состоянии $R_{\text{си}}$ и межэлектродные емкости: входную C_g, проходную C_{gd} и выходную C_d.

На сегодняшний день широко известен способ создания LDD-области методом многократной последовательной ионной имплантации, позволяющий получить неравномерный профиль залегания примеси, характеризующийся наличием нескольких подслоев [2]. Подобная сложная структура LDD-области в зависимости от параметров и режимов технологических процессов позволяет достичь улучшения тех или иных электропараметров прибора по сравнению со структурой, характеризующейся равномерно легированной LDD-областью. Частным случаем многослойной LDD-области является двухслойная или так называемая двойная LDD-область. Двойная LDD-область создается в два этапа. На первом этапе проводится ионная имплантация в кремниевую подложку на протяжении всей длины LDD-области. При этом доза легирования выбирается равной либо незначительно меньшей дозы $D_{\text{LDD опт}}$, соответствующей достижению максимального уровня $U_{\text{проб}}$ в случае равномерно легированной LDD-области. На втором этапе дополнительно легируется участок LDD-области, примыкающий к n^+-стоку (LDD2-подслой). Так как в этом случае участок с бóльшей концентрацией примеси располагается вблизи n^+-стока, такая структура имеет положительный градиент концентрации в LDD-области. Распределение примеси LDD-области с положительным градиентом концентрации приведено на рисунке 1.

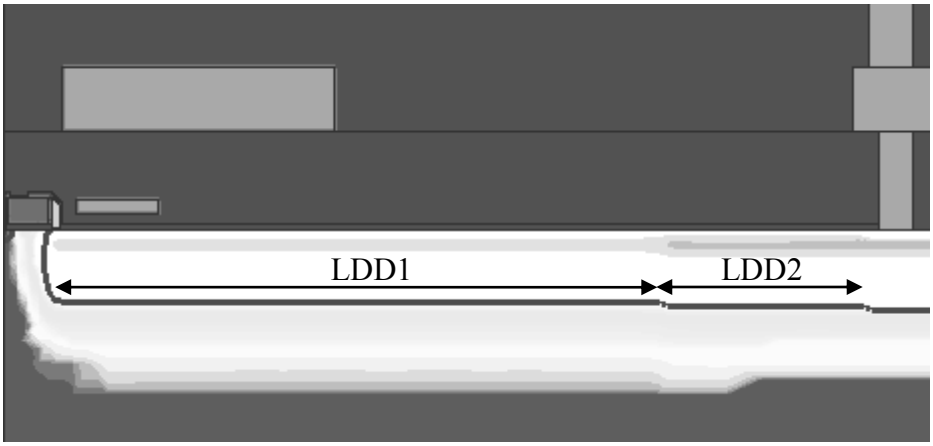


Рис. 1. Распределение фосфора в двойной LDD-области
с положительным градиентом концентрации примеси.
Модель построена в САПР Sentaurus TCAD

В работе [3] описан альтернативный вариант создания двойной LDD-области, при котором участок с бóльшей концентрацией примеси прилегает к затвору (HDD-область). Данная структура имеет отрицательный градиент концентрации примеси в LDD-области, и такой вариант конструкции представлен на рисунке 2.

Обе конструкции LDMOS-транзистора имеют свои особенности, преимущества и недостатки. Более того, эффективность того или другого типа исполнения существенно зависит от прочих конструктивных параметров LDMOS-транзистора, главным образом от общей длины LDD-области, а также от длины и расположения полевого электрода (ПЭ). С целью выявления наиболее перспективной конструкции, в САПР Sentaurus TCAD на основе базовой технологии АО «НИИЭТ» была разработана вирту-

альная модель LDMOS-транзистора, на основе которой был проведен расчет ряда структур, отличающихся конструкцией полевого электрода ПЭ и технологией создания LDD-области.

Рис. 2. Распределение фосфора в двойной LDD-области
с отрицательным градиентом концентрации примеси.
Модель построена в САПР Sentaurus TCAD

2. Описание конструкции

В настоящий момент существует несколько конструкций ПЭ: ПЭ, выполненный в первом слое металла [4,5], ПЭ в виде ступеньки вблизи затвора [6,7] , а также многослойные ПЭ, допускающие в том числе комбинацию двух предыдущих конструкций [1,8]. В первом случае введение HDD-области даже при незначительной дозе имплантации D_{HDD} приводит к существенному падению пробивного напряжения $U_{проб}$, так что такая структура была исключена из дальнейшего рассмотрения. Структуры с ПЭ, выполненным в виде ступеньки над поликремниевым затвором, показывают хорошие характеристики при относительно малых длинах LDD-области, однако резко теряют в эффектности при увеличении длины LDD-области свыше 4-5 мкм ввиду невозможности сочетания большой протяженности таких ПЭ и высоких значений $U_{проб}$. Наиболее оптимальной является конструкция многослойного полевого электрода, в частности двухслойного (двухуровневого) ПЭ [9]. В рассматриваемом в данной работе варианте исполнения ПЭ первый уровень полевого электрода выполняется в виде ступеньки вблизи затвора, а второй уровень – в слое первого металла (рис. 3).

Значения других конструктивно-топологических параметров, оказывающих существенное влияние на результаты данного исследования, выбирались из имеющихся наработок: суммарная длина дрейфовой области стока (L_{HDD}+LLDD1+LLDD2), если не указано иного, равна 6 мкм, толщина эпитаксиального слоя ~8 мкм, удельное сопротивление эпитаксиального слоя ~20 Ом·см, перекрытие LDD-области первым слоем ПЭ 0,7 мкм, вторым – 2 мкм, толщина диэлектрика между кремниевой подложкой и первым слоем металла 0,6 мкм.

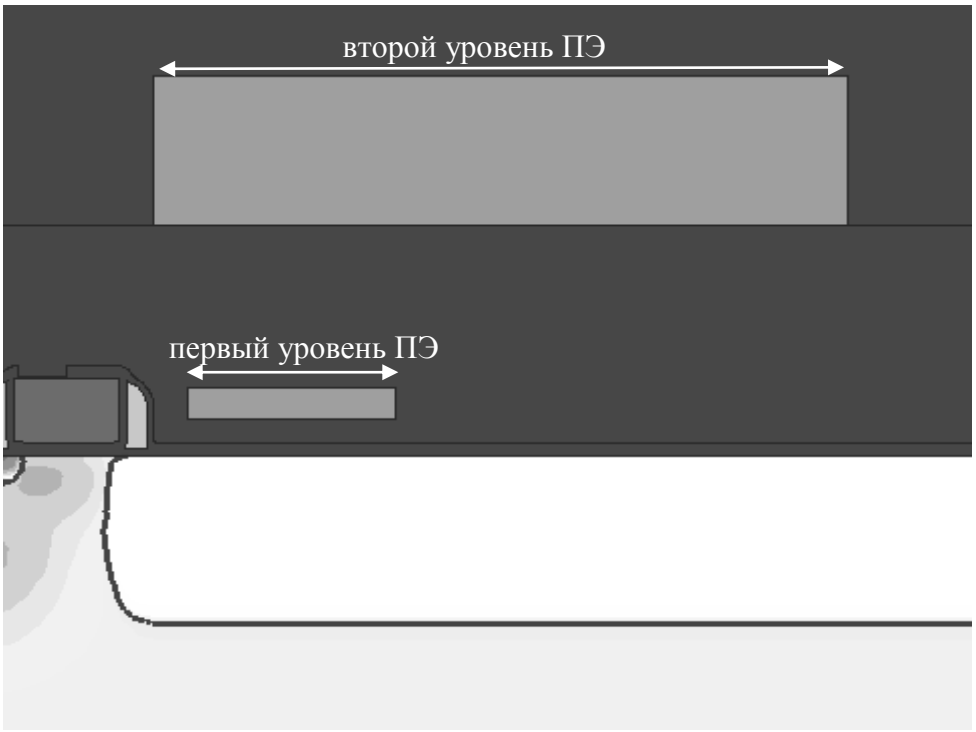


Рис. 3. Конструкция двухуровневого ПЭ

3. ИССЛЕДОВАНИЕ

На первом этапе исследования был проведен расчет электропараметров ряда LDMOS-структур с равномерно легированной LDD-областью. Это позволило определить дозу $D_{\text{LDD опт}}$, являющейся оптимальной для равномерно легированной LDD-областью с точки зрения получения максимального значения $U_{\text{проб}}$ (рис. 4).

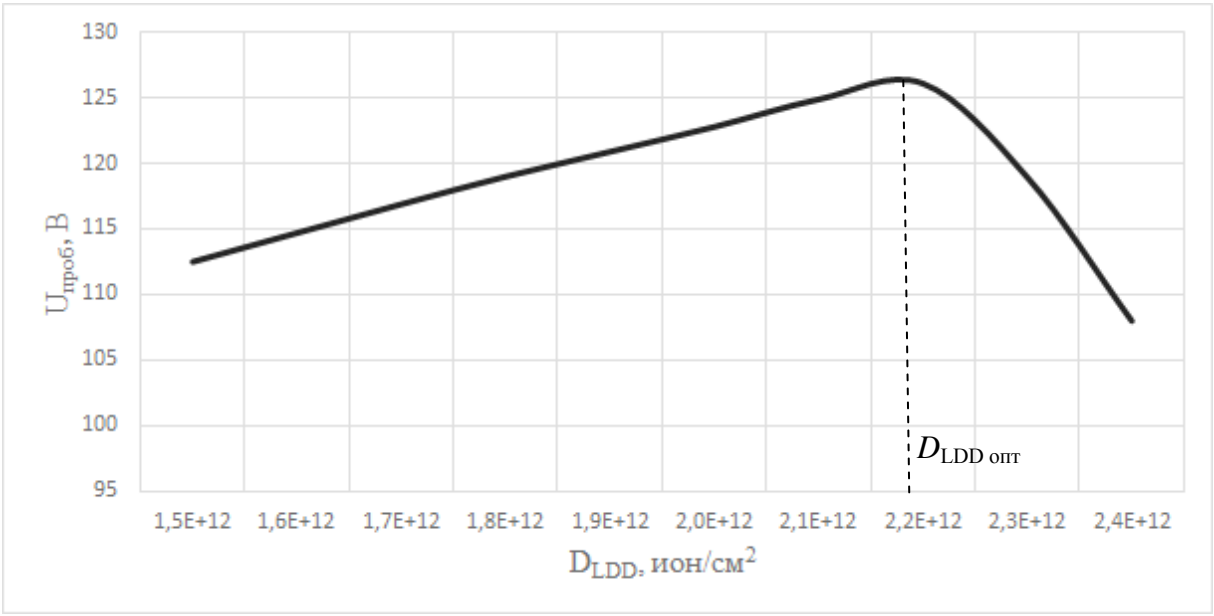


Рис. 4. Зависимость напряжения пробоя сток-исток
от дозы легирования LDD-области

На следующем этапе проводилось моделирование LDMOS-структур, характеризующихся положительным и отрицательным градиентом концентрации примеси в дрейфовой области стока. Значения полученных параметров структур с положительным градиентом приведены в таблице 1. Там же приведены характеристики структуры с равномерно легированной LDD-областью с дозой $D_{\text{LDD опт}}$.

Таблица 1.

Электропараметры LDMOS-структуры с положительным градиентом концентрации легирующей примеси

D_{LDD}, ион/см^2	L_{LDD2}, мкм	D_{LDD2}, ион/см^2	$R_{\text{си}}$, Ом	$U_{\text{проб}}$, В	$C_{\text{вых}}$, пФ	$C_{\text{прох}}$, пФ	$C_{\text{вх}}$, пФ
2,2E+12	0	0	3,80	126,33	2,12	0,020	3,25
2,0E+12	2	8,0E+11	3,84	127,50	2,05	0,018	3,29
		9,0E+11	3,83	127,90	2,02	0,018	3,29
		1,0E+12	3,81	127,34	2,02	0,018	3,29
		1,1E+12	3,80	126,42	2,02	0,018	3,29
	3	8,0E+11	3,74	126,01	2,06	0,019	3,29
		9,0E+11	3,71	123,55	2,06	0,019	3,29
		1,0E+12	3,68	120,70	2,06	0,019	3,29
		1,1E+12	3,66	118,70	2,06	0,019	3,29
2,2E+12	2	8,0E+11	3,65	122,90	2,12	0,020	3,25
		9,0E+11	3,64	122,30	2,12	0,020	3,25
		1,0E+12	3,63	121,80	2,12	0,020	3,25
		1,1E+12	3,62	121,30	2,12	0,020	3,25

Из приведенных данных видно, что в сравнении с равномерным легированием, такая технология создания LDD-области позволяет улучшить все рассматриваемые параметры. Так при выборе дозы первого ионного легирования D_{LDD} равной $D_{\text{LDD опт}}$ возможно снижение сопротивления сток-исток в открытом состоянии $R_{\text{си}}$ на 4% при неизменных значениях межэлектродных емкостей и $U_{\text{проб}}$. При снижении D_{LDD} и правильном выборе D_{LDD2} и L_{LDD2} снижается выходная емкость C_{d}, также без ухудшения других параметров. Стоит отметить, что улучшение параметров в случае рассматриваемой структуры существенно меньше, чем в случае однослойного ПЭ [9].

Значения электропараметров LDMOS-структуры с отрицательным градиентом концентрации легирующей примеси приведены в таблице 2. Доза легирования основного участка дрейфовой области стока D_{LDD} соответствует оптимальной дозе имплантации равномерно легированной LDD-области.

Как видно из данных таблицы, благодаря сильному полевому воздействию первого слоя ПЭ доза D_{HDD} дополнительного легирования HDD-участка может достигать до 50% дозы $D_{\text{LDD опт}}$, не приводя при этом к падению значения напряжения пробоя сток-исток. При длине HDD-области L_{HDD}, превышающей длину первого слоя ПЭ больше чем на 0,3-0,4 мкм, падение напряжения пробоя с увеличением D_{HDD} происходит более резко, однако не столь резко, как в случае однослойного ПЭ.

Таблица 2.

Электропараметры LDMOS-структуры с отрицательным градиентом концентрации легирующей примеси

D_{LDD}, ион/см^2	L_{HDD}, мкм	D_{HDD}, ион/см^2	$R_{си}$, Ом	$U_{проб}$, В	$C_{вых}$, пФ	$C_{прох}$, пФ	$C_{вх}$, пФ
2,2E+12	0	0	3,80	126,33	2,12	0,020	3,25
	1	8,0E+11	3,68	126,73	2,13	0,023	3,18
		9,0E+11	3,68	126,76	2,14	0,023	3,18
		1,0E+12	3,68	121,63	2,16	0,023	3,17
		1,1E+12	3,66	116,02	2,17	0,024	3,16
		1,2E+12	3,66	102,84	2,18	0,024	3,16
		1,5E+12	3,65	73,04	2,21	0,026	3,14
		2,0E+12	3,62	38,47	2,22	0,032	3,11
	0,7	8,0E+11	3,71	126,60	2,12	0,022	3,19
		9,0E+11	3,71	126,60	2,12	0,022	3,19
		1,0E+12	3,72	126,61	2,12	0,022	3,18
		1,1E+12	3,70	126,20	2,12	0,023	3,17
		1,2E+12	3,69	120,00	2,12	0,023	3,17
		1,5E+12	3,69	93,73	2,13	0,023	3,15
		2,0E+12	3,67	53,19	2,16	0,026	3,12

По сравнению с равномерно легированной LDD-областью двойная LDD-область с отрицательным градиентом концентрации позволяет снизить сопротивление сток-исток приблизительно на 3% без потери в емкостях и пробивном напряжении, что существенно ниже случая с одноуровневым ПЭ, где улучшение характеристики достигало 7-8%. Как показали расчеты, уменьшение основной дозы легирования LDD-области ниже $D_{LDD\ опт}$ позволяет увеличить дополнительную дозу, при которой еще не происходит падения $U_{проб}$, но общий уровень сопротивления такой структуры оказывается выше.

На третьем этапе проводилось моделирование составной структуры, включающей как HDD-участок вблизи края затвора, так и LDD2-участок у границы с n^+-стоком (рис. 5). Характеристики такой структуры в зависимости от параметров создания слаболегированной области стока приведены в таблице 3.

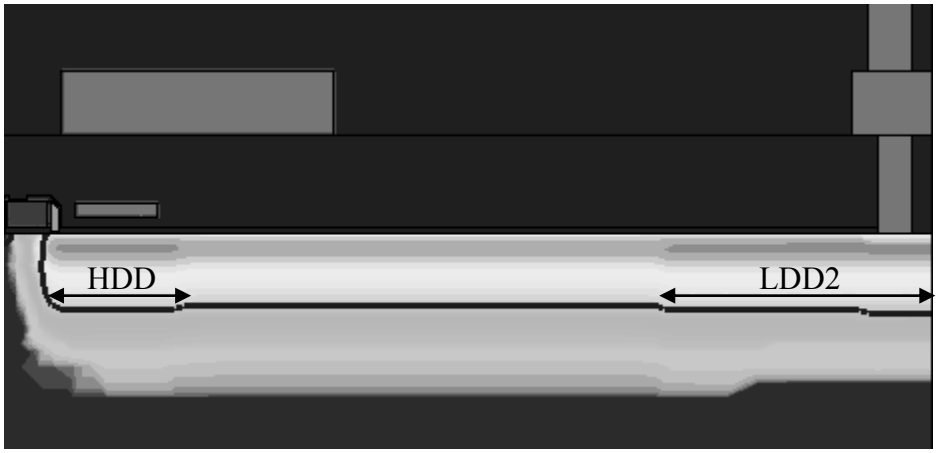


Рис. 5. Распределение фосфора в составной двойной LDD-области.

Таблица 3.

Характеристики составной структуры в зависимости от параметров создания слаболегированной области стока

D_{LDD}, ион/см^2	L_{HDD}, мкм	D_{HDD}, ион/см^2	L_{LDD2}, мкм	D_{LDD2}, ион/см^2	$R_{си}$, Ом	$U_{проб}$, В	$C_{вых}$, пФ	$C_{прох}$, пФ	$C_{вх}$, пФ
2,2E+12	0	0	0	0	3,80	126,33	2,12	0,020	3,25
2,1E+12	1	1,0E+12	2	8,0E+11	3,64	129,03	2,11	0,022	3,18
				9,0E+11	3,60	127,60	2,12	0,022	3,18
				1,0E+12	3,58	126,44	2,12	0,022	3,18
				1,1E+12	3,56	126,20	2,12	0,022	3,18
				1,2E+12	3,53	124,73	2,12	0,022	3,18
	1	9E+11	2	6,0E+11	3,65	128,70	2,12	0,022	3,19
				7,0E+11	3,64	129,10	2,12	0,022	3,19
				8,0E+11	3,63	128,95	2,12	0,022	3,19
				9,0E+19	3,61	128,13	2,12	0,022	3,19
				1,0E+12	3,60	127,21	2,12	0,022	3,19

Из данных таблицы следует, что транзисторные структуры с комбинированной LDD-областью сочетают преимущества структур с отрицательным и положительным градиентом концентрации легирующей примеси. Сопротивление сток-исток в сравнении с равномерно легированной LDD-областью упало на 7%, при этом выходная емкость осталась неизменна, а напряжение пробоя незначительно возросло.

4. Заключение

Сопоставление с транзисторных структур с LDD-областью с отрицательным и положительным градиентом концентрации показывает, что стандартная двойная LDD-область обеспечивает в зависимости от выбора параметров либо более низкую выходную емкость (на 4-5%), но более высокое сопротивление (также на 4-5%), либо практически равные характеристики. Также эти две конструкции отличаются разным распределением напряженности электрического поля в LDD-области, что способно повлиять на надежность прибора, деградационные явления и т.д. Оба метода создания LDD-области дают преимущества по сравнению с равномерным легированием. Однако эти преимущества выражены значительно слабее по сравнению со случаем одноуровневого полевого электрода.

Структура, совмещающая в себе отрицательный и положительный градиенты концентрации, позволяет реализовать положительные стороны обеих конструкций. При этом наблюдается синергетический эффект: улучшение электропараметров оказывается выше, чем у каждой из структур по отдельности. Однако и в этом случае преимущества сложного профиля распределения примеси оказываются менее значимыми, чем в случае одноуровневого ПЭ.

В целом можно заключить, что введение двухуровневого полевого электрода позволяет добиться существенно большего улучшения основных характеристик СВЧ LDMOS-транзисторов в сравнении с введением многослойной LDD-области

Литература

1. Theeuwen S.J.C.H., Qureshi J. H. LDMOS technology for RF power amplifiers. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, Vol. 60, № 6. – Pp. 1755-1763.
2. Бачурин В.В. , Корнеев С.В., Крымко М.М. Способ изготовления свч ldmos транзисторов. RU 2498448, No 2012119673/28, заявл. 14.05.2012, опубл. 10.11.2013.
3. Theeuwen S.J.C.H. Electronic device compresing an LDMOS transistor. / Theeuwen S.J.C.H., Rijs F., Hammes P.C.A., Pouwel I.B., Jos H.F.F // WO2005022645A2, Philips, EP 20030103233 20030827, publ. 10.03.2005.
4. Бельков А.К., Бачурин В.В., Бычков С.С., Пекарчук Т.Н. Свч ldmos-транзистор. RU2338297, No2007101453/28, заявл. 16.01.2007, опубл. 10.11.2008.
5. Verduyn J., Gajadharsing J. LDMOS Transistors Eye 3G Infrastructure Designs. // EETimes. News&Analysis, 2002. – <http://www.eetimes. com/document.asp?doc_id=1204755&>/.
6. Broadband power LDMOS transistor BLF647P. – <http://www.datasheetcatalog.com>.
7. Ren X. LDMOS Minority Carrier Shunting. US 9123804 B2; №2014/0284716 A1, stated. 25.09.14, publ. 01.09.15.
8. Zihao M. Gao. Trenched faraday shielding. / Zihao M. Gao, Burdeaux D.S., Burger W.R., Pryor R.A., Renaud P. // US 20160056114 A1, US 14/463932, stated. 20.08.2014, publ. 25.02.2016.
9. Алексеев Р.П., Быкадорова Г.В., Бормонтов Е.Н. Моделирование технологии СВЧ LDMOS-транзисторов с нелинейным распределением примеси в стоковой LDD-области. // Энергия - 21 век : научно-практический вестник, 2016, № 1 (93). – С. 67-82.

References

1. Theeuwen S.J.C.H., Qureshi J. H. LDMOS technology for RF power amplifiers. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, Vol. 60, № 6. – Pp. 1755-1763.
2. Bachurin V.V., Korneev S.V., Krymko M.M. A method of microwave LDMOS transistor fabrication. pat. RU2498448, n. 2012119673/28; appl. 14.05.2012, publ. 10.11.2013.
3. Theeuwen S.J.C.H. Electronic device compresing an LDMOS transistor. / Theeuwen S.J.C.H., Rijs F., Hammes P.C.A., Pouwel I.B., Jos H.F.F // WO2005022645A2, Philips, EP 20030103233 20030827, publ. 10.03.2005.
4. Belkov A. K., Bachurin V.V., Bychkov S.S., Pekarthuk T.N. Microwave LDMOS transistor. RU2338297, n.2007101453/28; submitted 16.01.2007, publ. 10.11.2008.
5. Verduyn J., Gajadharsing J. LDMOS Transistors Eye 3G Infrastructure Designs. // EETimes. News&Analysis, 2002. – <http://www.eetimes. com/document.asp?doc_id=1204755&>/.
6. Broadband power LDMOS transistor BLF647P. – <http://www.datasheetcatalog.com>.
7. Ren X. LDMOS Minority Carrier Shunting. US 9123804 B2; №2014/0284716 A1, stated. 25.09
8. Zihao M. Gao. Trenched faraday shielding. / Zihao M. Gao, Burdeaux D.S., Burger W.R., Pryor R.A., Renaud P. // US 20160056114 A1, US 14/463932, stated. 20.08.2014, publ. 25.02.2016.
9. Alexeev R. P., Bykadorova G. V., Bormontov E. N. Modelling of the microwave LDMOS transistors with a non-linear distribution of the dopant in the drain LDD-region technology. // Energia–21 century: science-practical periodical, Voronezh, 2016, №1 (93). - P. 67-82.

РАЗРАБОТКА 14-БИТНОГО КМОП КНИ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЧАСТОТОЙ 1,2 ГГЦ.

А. В. Спиридонов[1], В. И. Бабенко[2], Е. Н. Бормонтов[3]

[1]Специализированное конструкторское технологическое бюро электронных систем (СКТБЭС), Воронеж, Россия, alspiridon@mail.ru
[2]Специализированное конструкторское технологическое бюро электронных систем (СКТБЭС), Воронеж, Россия
[3]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана схема и проверены выходные параметры 14-битного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с частотой преобразования 1,2ГГц. Он использует схему переключения “Q^2 Random Walk” для получения полной 14-разрядной точности без подгонки или настройки. 14 битный ЦАП с дифференциальным токовым выходом имеет модифицированную сегментированную архитектуру. Такая архитектура выбрана для получения требуемой точности преобразования.

Ключевые слова: цифро-аналогового преобразователь; сегментированная архитектура; схема переключения “Q^2 Random Walk”; массив ключей.

DESIGN OF 14-BIT CMOS COI DIGITAL TO ANALOG CONVERTER WITH FREQUENCY CONVERSION 1,2GHZ.

A. V. Spiridonov [1], V. I. Babenko [2], E. N. Bormontov [3]

[1] SKTBES, Voronezh, Russia, alspiridon@mail.ru
[2] SKTBES, Voronezh, Russia,
[3] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia,

Abstract. Design schematic and check the output parameters of the 8-channel 14-bit DAC, with conversion 1,2 GHz were tested. It uses the "Q^2 Random Walk" switching circuitry to obtain full 14-bit accuracy without fitting or tuning. The 14-bit DAC with differential current output has a modified segmented architecture. This architecture was chosen to obtain the required proxy using both the binary and thermometric architecture of the DAC.

Keywords: digital to analog converter; segmented architecture; switching circuit “Q^2 Random Walk”; array of keys.

1. Введение

Развитие области беспроводной связи и области смешанных сигналов подталкивает разработчиков к наращиванию усилий по интеграции цифровых и аналоговых систем на одном чипе. Следовательно, интерфейс между этими системами становится одним из самых сложных блоков для проектирования в современных телекоммуникационных устройствах. Высокопроизводительные **цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)** находят применение в таких областях, как HDTV и GSM. Поскольку являются по своей сути быстрыми и экономически эффективными, токовые КМОП-преобразователи с цифровым управлением являются идеальными кандидатами для применения в данных областях.

2. Варианты архитектур ЦАП

Токовые преобразователи основаны на массиве согласованных источников тока, которые переключаются на выход. В зависимости от реализации этого массива возможны три различные архитектуры, а именно: бинарная, унарная и сегментированная архитектура. Каждая архитектура будет кратко обсуждена, включая некоторые преимущества и недостатки. Всесторонний обзор представлен на рисунке. 1.

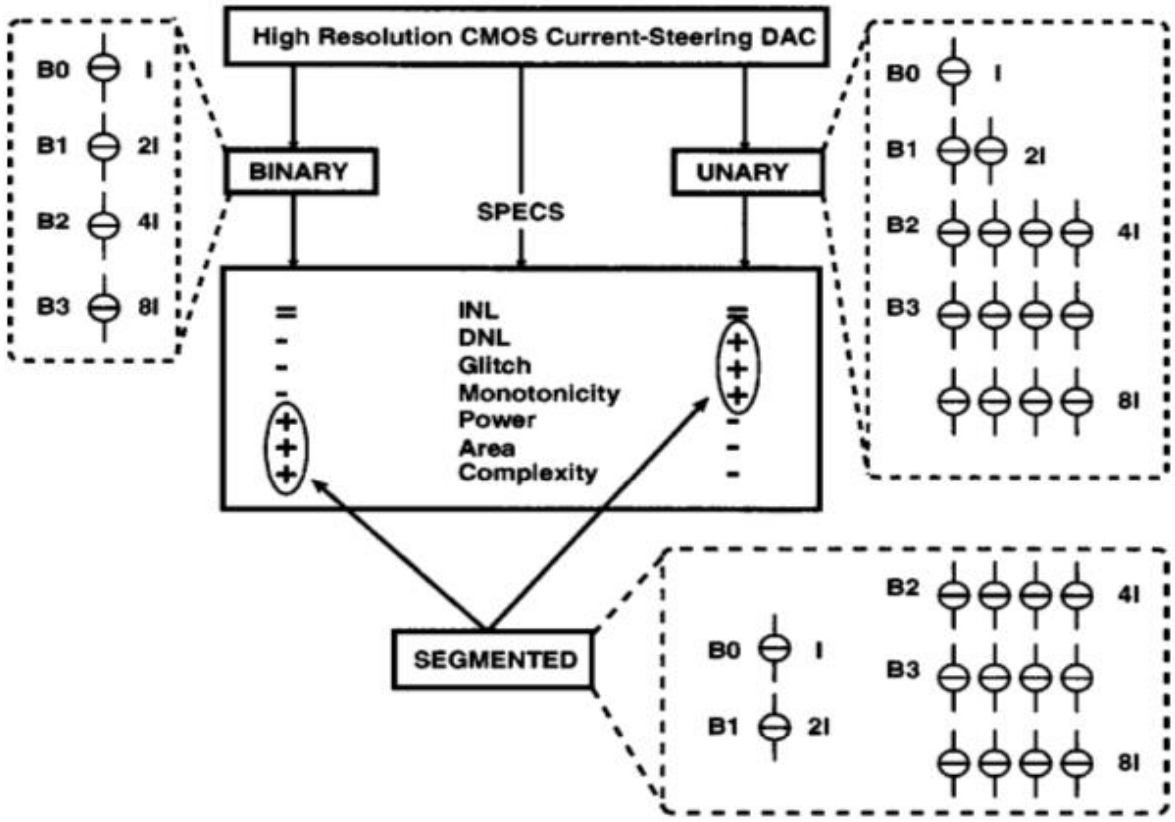


Рис. 1. Различные архитектуры ЦАП.

В двоичной реализации каждый ключ переключает на выход ток, который в два раза больше, чем ток следующего более младшего бита. Входной цифровой код напрямую управляет этими ключами. Достоинствами этой архитектуры являются ее простота (поскольку не требуется логика кодирования) и небольшая требуемая площадь кремния. С другой стороны, большой разброс **дифференциальная нелинейности (ДНЛ)** и увеличенная динамическая ошибка связаны с этой архитектурой. При переходе через половину шкалы переключается 2^{N-1} единичных источника тока и 2^{N-1}-1 других независимых источников выключены / включены. Предполагая нормальное распределение для единичных источников тока со стандартной девиацией σ(I), этот шаг σ(ΔI) имеет ДНЛ представляет собой наихудшее отклонение от идеального шага **младшего бита (МБ)** между двумя последующими выходными кодами. **Интегральная нелинейность (ИНЛ)** определяется как максимальное отклонение от линейной аппроксимации действительной передаточной функции ЦАП. Оба ИНЛ, и ДНЛ

являются статическими характеристиками нелинейности, которые определяют предел производительности преобразователя ЦАП на низкой частоте. Спецификация ИНЛ имеет одно и то же требование независимо от архитектуры.

В двоичной реализации каждый ключ переключает на выход ток, который в два раза больше, чем ток следующего более младшего бита. Входной цифровой код напрямую управляет этими ключами. Достоинствами этой архитектуры являются ее простота (поскольку не требуется логика кодирования) и небольшая требуемая площадь кремния. С другой стороны, большая ошибка ДНЛ и увеличенная динамическая ошибка неразрывно связаны с этой архитектурой. При переходе через половину шкалы переключается 2^{N-1} единичных источника тока и 2^{N-1}-1 других независимых источников выключены / включены. Предполагая нормальное распределение для единичных источников тока со стандартной девиацией σ(I), этот шаг σ(ΔI) имеет

$$\sigma^2(\Delta I) = \sigma^2(2^{N-1}I - (2^{N-1} - 1)I) - 2^{N-1}\sigma^2(I) + (2^{N-1} - 1)\sigma^2(I) - (2^N - 1)\sigma^2(I) \Rightarrow\Rightarrow$$
$$\sigma(\Delta I) = \sqrt[2]{2^{N-1} - 1}\frac{\sigma(I)}{I}LSB \quad (1)$$

где N общее количество бит и x - номер наиболее значимого переключаемого бита

Сигма σ(ΔI) является отличной аппроксимацией DNL. σ2(ΔI) на этом наиболее значительном битовом переходе приблизительно в 2^{N-x} раз больше, чем на других битовых переходах.

В унитарной декодированной архитектуре каждый единичный источник тока адресуется отдельно. Входной цифровой код преобразуется в термометрический код, управляющий ключами. Преимуществом этой архитектуры являются ее хорошая ошибка ДНЛ и небольшие ошибки динамического переключения. В этой архитектуре ЦАП имеет гарантированное монотонное поведение, так как, только один дополнительный источник тока должен быть переключен на выход для одного дополнительного МБ. Основным недостатком унарной декодированной архитектуры является сложность, площадь и энергопотребление термометрического декодера. Выполнение аналогичных вычислений, как в (1) для унарной архитектуры, приводит к следующим результатам:

$$\sigma(\Delta I) = \frac{\sigma(I)}{I}\ LSB, \quad (2)$$

Эта формула математически представляет идею, лежащую в основе унарного декодирования. Ошибка между двумя последовательными кодами – это просто отклонение на единичный источник тока. ДНЛ была определена как максимальное отклонение на один МБ -переход. Для N-битового преобразователя это означает, что ДНЛ определяется максимумом при взятии 2N-1 проб из нормального распределения с сигмой, определенной в (2).

Чтобы получить лучшее из обеих архитектур (унарной и бинарной), большинство современных ЦАП реализуют с использованием сегментированной архитектуры. В этом случае ЦАП делится на два суб-ЦАП: В МБ реализовано с использованием бинарной архитектуры, в то время как (N-B) старшего разряда реализуется как унарная. В этой архитектуре можно найти баланс между хорошими статическими и динамическими

характеристиками, в сравнении с разумной мощностью, площадью и сложностью декодера.

$$\sigma(\Delta I) = \sqrt[2]{2^{B+1} - 1}\frac{\sigma(I)}{I} LSB, \quad (3)$$

Поскольку сегментированная архитектура представляет собой смесь двух предыдущих архитектур, результат для наиболее критического перехода имеет тот же вид. Обратите внимание что (3) для сегментированной архитектуры является общей формулой, которая действительна для двоичной и унарной реализации. Сегментированный ЦАП в этой статье реализован с равным количеством бинарных и унарных битов. [1]

3. Принцип действия схемы переключения "Q^2 произвольный шаг"

Распределение остаточных ошибок для основного сегмента показан на рисунке 2(б) справа. Чтобы подавить квадратичную ошибку, источник тока должен быть разделен на большее количество юнитов источника тока.

а) б) в)

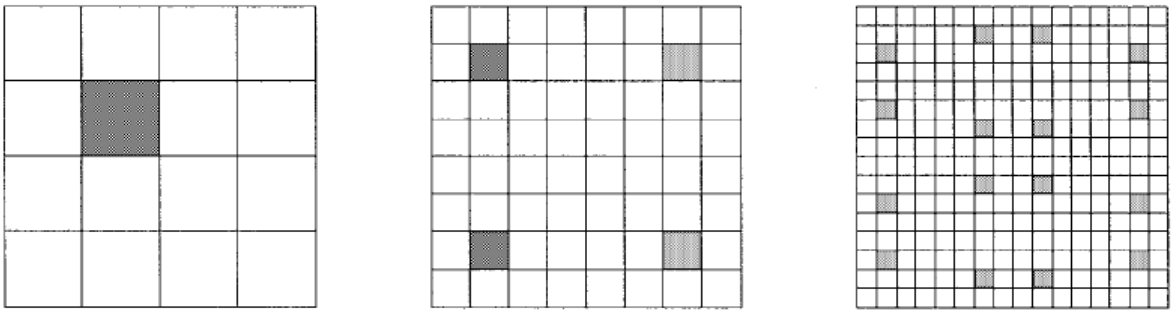


Рис. 2. Три разных реализации источника тока: а) унарный источник тока реализован как один юнит; б) унарный источник тока реализован как четыре юнита параллельно; в) унарный источник тока реализован как 16 юнитов параллельно.

Разделив источник тока на 16 единиц, как показано на рисунке 2(в), систематические и градуированные ошибки подавляются в четыре раза в направлении X и в восемь раз в направлении Y .

$$\varepsilon_{res}(x, y) = \varepsilon_{sp}^2(\mathrm{x})/4 + \varepsilon_{sp}^2(y)/8, \quad (4)$$

Эта схема переключения будет называться четырех квадрантной (Q^2), так как четыре (quad) юнита в каждом квадранте составят один источник тока. Линейность ЦАП теперь определяется накоплением из этих остаточных (после вычитания) ошибок, когда источники тока переключаются один за другим. Это важно для сохранения накопленных ошибок как можно ниже, другими словами, включить источники тока в последовательности, так чтобы систематические ошибки не накапливались. Обратите внимание, что некоторые источники тока имеют остаточную ошибку выше средней (положительная ДНЛ), в то время как другие имеют остаточную погрешность ниже средней (отрицательный ДНЛ). Это приводит нас к выбору последовательности

переключения для сегментированного 14-разрядного ЦАП. Из тестового чипа профиль ошибок 256 унарных источников тока были оценены. Если квадратичные ошибки учитываются и используется четырех квадрантная схема на рисунке 2(в). Только 255 источников тока требуются для функции ЦАП. Таким образом, один из 256 источников тока используются как схема смещения. На рисунке 3 можно увидеть компенсации ошибок в зависимости от схемы переключения

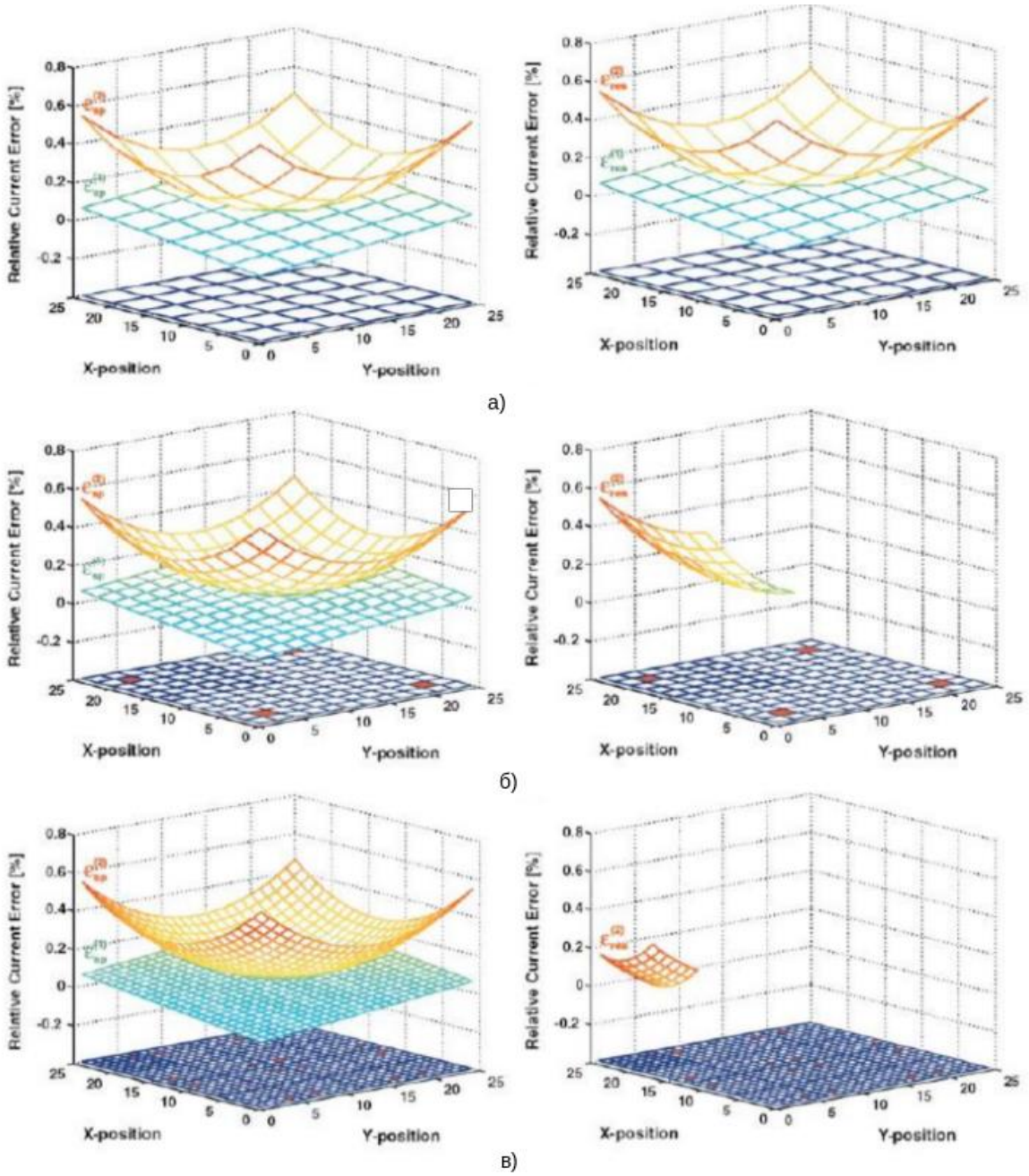


Рис 3. Компенсация первого и второго порядка пространственных и остаточных ошибок а) классическая схема переключения; б) Centroid – схема переключения; в) Q^2 схема переключения -компенсация линейных и нечетных систематических ошибок высших порядков и подавление квадратичных и даже ошибок высших порядков

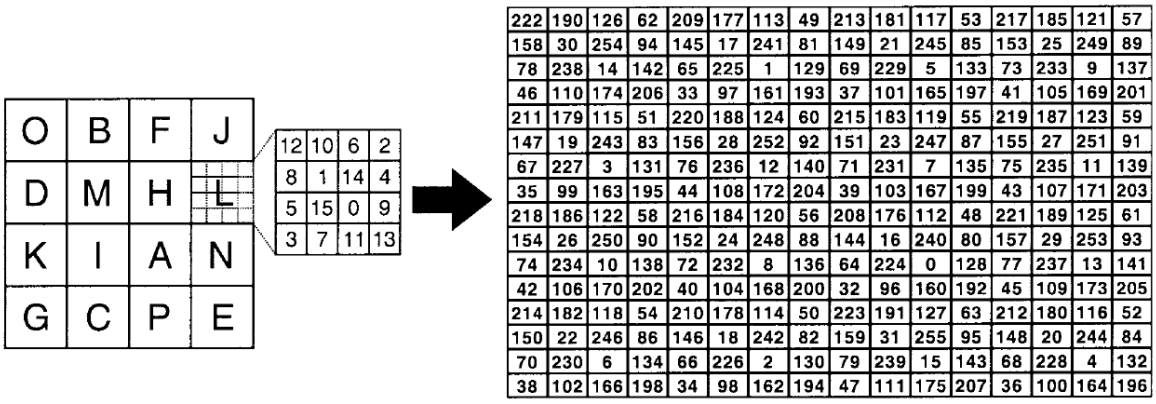


Рис. 4. Последовательность переключения Q^2 Random Walk схемы

Последовательность переключения 255 унарных источников тока важный параметр дизайна для ограничения ИНЛ. Поэтому для выбора последовательности источников тока и определена наилучшая схема коммутации (из 256 возможных решений), оптимизирована в два этапа (иерархически). Цель заключается в «рандомизации» различных вкладов ошибок (положительных и отрицательных), так чтобы не происходило накопления ошибок. Матрица 16 x 16 источников тока из ячеек с указанными выше квадратичными остаточными ошибками (рассчитываемые по предполагаемому профилю ошибок) разделена на 16 областей 4x4 квадрата (обозначается A-P), как показано на рисунке 4. Последовательность переключения этих областей (A-P) была оптимизирована для компенсации квадратичных остаточных ошибок. Поскольку 16 источников тока в каждом 4x4 не имеют точно такого же остатка, - небольшой остаток второго порядка в каждой из 4x4 области. Это можно аппроксимировать как линейное, а последовательность переключения каждой области 4x4 была оптимизирована таким образом, чтобы компенсировать эти линейно-подобные остатки второго порядка. Это приводит к общей последовательности переключения унарных источников тока.

1 Источник тока 0 в области A
2 Источник тока 0 в области B
3 . . .
17 Источник тока 1 в области A
18 Источник тока 1 в области B
19 . . .
254 Источник тока 15 в области N
255 Источник тока 15 в области O

При «случайном шаге» по 255 источникам тока остаточная ошибка не накапливается, а скорее «рандомизируется», отсюда схема переключения называется Q^2 Random Walk. На рисунке 5 можно увидеть преимущества данной схемы в сравнении с классической схемой переключения. [2]

а) б)

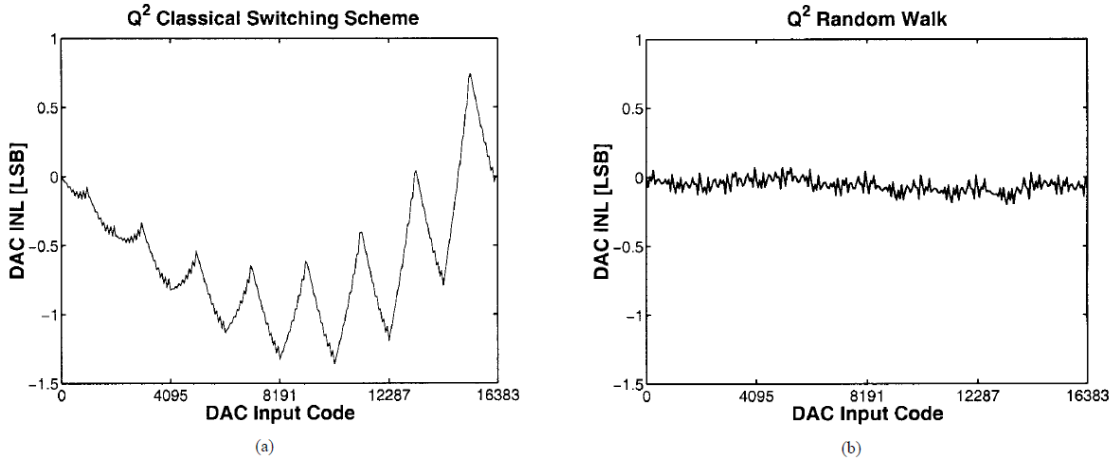


Рис. 5. Моделирование ИНЛ для одних и тех же профилей ошибок, а) классическая схема переключения; б) Q^2 Random Walk

4. Преимущества конструкции 14-битного ЦАП

14-битный ЦАП с дифференциальным токовым выходом имеет модифицированную сегментированную архитектуру. Такая архитектура выбрана для получения требуемой точности преобразования используя преимущества как двоичной, так и термометрической архитектуры ЦАП.

Входные данные для ЦАП через интерфейс низковольтной дифференциальной системы передачи сигналов подаются на синхронизатор, который мультиплексирует данные, поступающие по переднему и заднему фронту сигнала синхронизации данных на вход ЦАП. Старшие 8 бит входных данных преобразуются с помощью конвейерного декодера в термометрический код. Младшие 6 бит используются в двоичном виде. Для согласования задержек младшие 6 бит проходят через фиктивный конвейер. Таким образом на входе массива ключей формируется 255- разрядная термометрическая и 6 разрядная двоичная шины данных, которые синхронизированы во времени.

Массив ключей предназначен для формирования выходного дифференциального тока. Каждая дифференциальная пара ключей массива коммутирует соответствующий источник тока из массива на выходные линии в зависимости от состояния выходных линий декодера. Таким образом каждый источник тока всегда нагружен и это снижает переходные процессы при переключении.

Массив источников тока формирует 255 весовых токов термометрического сегмента, а также 6 двоично-взвешенных источников тока бинарного сегмента. Кроме того, массив имеет 3 фиктивных источника тока. 1 источник тока, равный источнику тока из термометрического сегмента и 2 источника тока из бинарного сегмента (1 МБ). Фиктивные источники тока используются для согласования массива в целом и подключены к отдельному выходу. Они могут использоваться для калибровки.

Одним из источников нелинейности является конечный импеданс источника тока. В зависимости от входного кода на выход подключается различное количество единичных источников тока, что вызывает изменение выходного импеданса узла,

которое в свою очередь вызывает нелинейность. Для снижения влияния этого эффекта на линейность применена каскодная схема источника тока, которая обеспечивает достаточно высокое выходное сопротивление, позволяющее избежать какого-либо влияния на нелинейность. Напряжение Vs, определяет абсолютные значения весовых токов. Напряжение Vc задает режим работы каскодного транзистора и выходное сопротивление.

ЦАП имеет дополнительные массивы источников тока и ключей равные ¼ от массива термометрического сегмента. Каждый элемент этих дополнительных массивов аналогичен элементам термометрического сегмента. Массив ключей имеет свою нагрузку, напряжение на которой используется для формирования напряжения Vs. Таким образом эти дополнительные массивы являются репликой и автоматически регулируют весовые токи. В отличие от основных массивов входным кодом для дополнительной матрицы ключей является содержимое специального регистра. Изменением содержимого этого регистра можно в определенных пределах изменять соотношение задействованных источников тока реплики и основной матрицы и тем самым масштабировать шкалу ЦАП.

Каждый источник тока основного массива и реплики представляет собой совокупность двоично — взвешенных источников тока, которые можно коммутировать с помощью содержимого соответствующих регистров. Содержимое этих регистров можно модифицировать с помощью последовательного интерфейса. Таким образом при необходимости можно корректировать весовые токи и линейность преобразования в целом. ЦАП имеет два одинаковых источника опорного напряжения, которые коммутируются при отклонении опорного напряжения от нормы и таким образом предотвращают потерю работоспособности ЦАП, вызванную сбоем в источнике опорного напряжения.

Для компенсации симметричных и градуированных ошибок, вызванных температурными, технологическими и электрическими градиентами, в настоящее время реализованы специальные схемы переключения. В этом проекте источник тока массива разделяется на четыре источника тока, каждый из которых обеспечивает 8-кратное увеличение тока МБ. В Каждый квадрант, источника тока размещается на основе центральной схемы.

Драйвер ключа и ключи размещаются в отдельном массиве от источников тока. Это делается для избегания связи между цифровыми сигналами и аналоговыми выходными сигналами. Другое преимущество этих отдельных массивов состоит в том, что площадь топологии единичной ячейки в массиве источника тока можно свести к минимуму. Таким образом, расстояния между транзисторами уменьшаются, как результат - улучшение свойств матчинга.

5. Значения электрических параметров

Значения электрических параметров радиационно-стойкой СБИС 14-разрядного ЦАП, приведенным в таблице 1.

Таблица 1 – Электрические параметры разрабатываемой СБИС

Наименование параметра, единица измерения, режим измерения	Буквенное обозначение параметра	Норма параметра		Температура среды, °С	Номер пункта примечания
		не менее	не более		
Число разрядов АЦП, бит	b	14	–	–	
Отношение сигнал-шум плюс искажения, дБ	SNR	60	–	25	1
Динамический диапазон, свободный от помех, дБ (U_{CC} = 3 – 5,5 В; f_{IN} = 12 кГц)	SFDR	75	–	25	1, 2
Потребляемая мощность, мВт	P_{CC}	500		25	1
Диапазон выходного тока, мА	I_o	2	20	25	1
Частота преобразования, ГГц	U_{OH}	1,2	– – –	25	1

6. Заключение

В этой статье представлен первый 14-битный токовый ЦАП с SFDR лучше 60 дБ до 1,2-Гсэмпл/с на частоте Найквиста. Некоторые основные ограничения динамической линейности были проанализированы и решены. ЦАП имеет выходной ток полной шкалы от 2 до 20 мА и потребляет 500мВт для выходного сигнала с частотой преобразования 1.2ГГц. Большое внимание было уделено топологии. Паразитные эффекты дизайна повторялись в фазе проектирования, но план участка аналогового и цифрового блоков также был изучен для минимизации площади кристалла. ЦАП был обработан в стандартной 0,35-метровой КМОП-технологии и имеет активную площадь всего 0,35 мм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бош, А. 10-битный цифро-аналоговый преобразователь с частотой преобразования 1Гсэмпл/с на частоте Найквиста / А. Бош, А. Ф. Бореманс, М. Стюарт, В. Сансен // ИЕЕЕ СОЛИД-СТЭЙТ СЕРКАТ, Т. 27, No 8: 1998. С. 1122–1126.
2. Гирт, А. М. 14-битный КМОП цифро-аналоговый преобразователь с присущей точностью схемы случайного шага / А. М. Гирт, Ж. Ванденбушен, М. Стюарт, В. Сансен, Г.Е. Гилен // ИЕЕЕ СОЛИД-СТЭЙТ СЕРКАТ, Т. 34, No 12: 19998. С. 1708–1714.

REFERENCES

1. Bosch A. 10-bit 1-GSample/s Nyquist Current-Steering CMOS D/A Converter/ [A.Bosch, A. F. Borremans, M. S. J. Steyaert, W. Sansen] // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 33, No. 8, AUGUST 1998 , pp. 1122–1126.
2. Geert A. M. A 14-bit Intrinsic Accuracy Random Walk CMOS DAC / [A. M. Geert, J. Vandenbussche, W. Sansen, M. S. J. Steyaert, G. E. Gielen] //IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, No. 12, DECEMBER 1999, pp. 1708-1714.

РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОМПОНЕНТОВ В СОСТАВЕ МОЩНОГО СВЧ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

А. И. Задорожный, О. Т. Драк

ООО «Планета-ИРМИС», Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрены схемы разрядов мощного дискретного СВЧ фазовращателя, проанализированы режимы работы pin-диодов с точки зрения рассеиваемой мощности и электрического пробоя. Приведены рекомендации по подбору других элементов схемы, в том числе компонентов цепей подачи смещения. Рассмотрены предельные режимы работы в условиях повышенной температуры окружающей среды. В целях обеспечения минимальных потерь в устройстве рассмотрены различные типы диэлектрических подложек.

Ключевые слова: фазовращатель; pin-диод; теплоотвод; СВЧ диэлектрик.

RF DIGITAL POWER PHASESHIFTER COMPONENTS OPERATION MODE ANALYSIS

A. I. Zadorozhny, O. T. Drak

Planeta-IRMIS, LLC, Saint Petersburg, Russia

Abstract. In this paper schemes of high power low-loss phase shifter are shown, pin-diodes dissipation power and breakdown voltage are analysed. Some recommendation for choosing other components as bias circuits capacitors and inductance in high temperature conditions are given as well. Dielectric substrates are compared for providing the lowest losses.

Keywords: phase shifter; pin-diode; heatsink; RF substrate.

1. Введение

В настоящее время схемы построения СВЧ фазовращателей хорошо изучены и широко освещены в литературе. Опубликован целый ряд книг, посвященных разработке фазовращателей, самые значимые из которых – это [1, 2]. Однако для каждой новой задачи разработчику приходится прорабатывать индивидуальный вариант, удовлетворяющий конкретному набору требований.

Большинство схем мощных дискретных фазовращателей основано на использовании pin-диодов. При высокой входной мощности необходимо учитывать влияние СВЧ поля на pin-диод и выбирать смещение соответствующим образом. Этот вопрос практически не освещен в литературе, а опытом и знаниями в этой области обладают только узкие специалисты.

2. Описание разрядов фазовращателя

В данной работе представлены результаты проектирования 6-ти разрядного мощного фазовращателя L-диапазона частот с кремниевыми pin-диодами в качестве управляющих элементов. При выборе схем авторы руководствовались следующими требованиями: высокая входная мощность – 500 Вт импульсной мощности со скважностью 50, низкие вносимые потери, малые ошибка установки фазы и модуляция

амплитуды. Кроме того, габариты фазовращателя не должны были превышать 70x50x9 мм^3.

Разряды 5,625 и 11,25 град. изготовлены по схеме нагруженных шлейфов, а старшие разряды реализованы на переключаемых каналах. В целях улучшения запирания диода параллельно нему установлена индуктивность, называемая в дальнейшем резонансной, так как она образует резонансный контур с емкостью закрытого диода на центральной частоте рабочего диапазона. Напряжение и ток смещения pin-диода подаются через цепь, состоящую из последовательной блокировочной индуктивности и параллельной блокировочной ёмкости. 50-омная основная линия передачи гальванически связана с экраном с помощью индуктивностей смещения, обладающих собственным резонансом на рабочей частоте. В данном случае только такие схемы разрядов позволили обеспечить низкие потери в условиях ограниченной площади и достаточно большой длины волны.

В целях минимизации начальных потерь было проведено сравнение доступных СВЧ подложек. Для материалов производителей Rogers Corporation и Taconic, а также для поликора были вычислены потери на длину волны, так как все линии в составе фазовращателя определяются именно их электрической длиной. По совокупности факторов, в числе которых была рассмотрена и стоимость, и простота механической обработки, авторами был выбран материал Rogers 4003C LoPro, погонные потери которого составили около 0,2 децибел на длину волны. Поликор может обеспечить незначительно лучшие потери, однако он сложно обрабатывается, и технология в целом дороже. Материал RF-35 фирмы Taconic имеет потери на 0,05 дБ ниже, но он мало представлен в России. Материал Rogers 6006 имеет сравнимые потери, однако его стоимость значительно выше.

3. Определение параметров компонентов схемы

При малой мощности сигнала выбор режимов смещения pin-диода не представляет трудности. При большой мощности суммарная амплитуда постоянного напряжения и СВЧ поля может превысить пробивное напряжение базы, а положительная полуволна СВЧ сигнала может привести к открыванию запертого внешним смещением pin-диода [3]. Однако если первый случай должен быть обязательно исключен в целях недопущения возникновения лавинного пробоя и выхода из строя компонента, то кратковременный переход в открытое состояние при некоторых условиях допустим, а именно чем меньше частота сигнала, чем выше скважность и чем больше толщина базы диода, тем более сильный переход допустим. Таким образом следует выбирать pin-диод с достаточно толстой базой, но при этом должно обеспечиваться требуемое быстродействие. Ток смещения следует выбирать такой величины, чтобы при отрицательной полуволне проводимость открытого диода значительно не снижалась, а напряжение запирания таким, чтобы при положительной полуволне открывание было минимальным.

При электродинамическом моделировании фазовращателя с заданием уровня входной импульсной мощности 500 Вт были получены значения токов либо напряжений на всех компонентах схемы. Было установлено, что максимальная пиковая мощность, рассеиваемая на диодах, составляет 4,5 Вт, что при пересчете в среднюю составляет около 0,1 Вт. Были произведены расчеты, результатом которых стало значение максимально возможной отводимой мощности путями конвекции, излучения и теплопроводности при выбранной конструкции платы и подводящих полосков [4]. Это значение составило 0,6 Вт. Максимальное значение напряжения на запертых pin-диодах составило 280В, пробивное же напряжение выбранных диодов – не менее 500 В.

Конденсаторы в схеме являются разделительными и имеют номинал 100пФ, СВЧ напряжение на них составляет всего несколько вольт, в то время как по данным производителя выбранные конденсаторы выдерживают до 50 В.

Через блокировочные индуктивности практически не протекает СВЧ ток в силу их высокого сопротивления, однако через индуктивности смещения и резонансные индуктивности протекает значительный СВЧ ток, пиковое значение которого достигает 3,5 А. Производители индуктивностей в паспорте на компонент указывают максимальную температуру компонента и ток, который вызывает увеличение температуры компонента на определенную величину при температуре окружающей среды 25°С. Дело в том, что зависимость температуры компонента от температуры окружающей среды при одном и том же токе нелинейна, так как при высоких температурах сопротивление проволоки катушки начинает расти. Известны зависимости, по которым можно вычислить максимальный предельный ток при заданной температуре окружающей среды с учетом температурной зависимости проводимости медной проволоки. Зная максимальную температуру компонента, можно узнать максимально допустимый ток для заданной температуры окружающей среды.

4. Заключение

Продемонстрирован подход к выбору схем, компонентов и материалов для создания мощного фазовращателя с низкими потерями. Рассмотрены режимы работы pin-диодов. Проанализированы величины токов и напряжений на компонентах схемы и даны рекомендации по выбору компонентов. Рассмотрены вопросы отведения тепла от pin-диодов как наиболее нагруженных компонентов.

Литература

1. Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А. СВЧ-фазовращатели и переключатели. М.: Радио и связь, 1984.
2. S. Koul, B.Bhat. Microwave and millimeter wave phase shifters. Volume II. Artech house, 1991.
3. Caverly R., Hiller G. Establishing the Minimum Reverse Bias for a p-i-n Diode in a High-Power Switch. // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1990. Vol. 38, №.12.
4. Бова Н. Т., Ефремов Ю. Г., Конин В. В. Микроэлектронные устройства СВЧ. К.: Техніка, 1984.

References

1. Hizha G.S., Vendik O.G., Serebryakova E.A. UHF phase shifters and switches, Moscow: Radio and telecommunication. 1984.
2. S. Koul, B.Bhat. Microwave and millimeter wave phase shifters. Volume II. Artech house, 1991.
3. Caverly R., Hiller G. Establishing the Minimum Reverse Bias for a p-i-n Diode in a High-Power Switch. // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1990. Vol. 38, №.12.
4. Bova N.T., Efremov Yu.G., Konin V.V. UHF microelectronic devices. Kiev: Technica, 1984.

СОВРЕМЕННЫЕ МОЩНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ

М. И. Черных, С. В. Тарасов, А. Н. Цоцорин, И. В. Семейкин

Акционерное Общество Научно–исследовательский институт электронной техники (АО НИИЭТ), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе представлены новые разработки АО НИИЭТ в области мощной СВЧ компонентной базы для средств связи, радиолокации и оборудования специального назначения.

Ключевые слова: транзисторы; LDMOS; GaN; усилители мощности.

MODERN POWER RF TRANSISTORS

M. I. Chernykh, S. V. Tarasov, A. N. Tsotsorin, I. V. Semeykin

Scientific institute of electronic engineering (NIIET), Voronezh, Russia

Abstract. Article provides information about new developments Of NIIET in the field of power RF component base for communication, radiolocation and special-purpose equipment.

Keywords: transistors; LDMOS; GaN; HEMT; power amplifier.

1. Введение

Дискретные мощные ВЧ и СВЧ транзисторы применяются в усилительных трактах связных и телевизионных радиопередатчиков, авиационной бортовой и наземной электронике, импульсных передатчиках радиолокационных систем, средствах РЭБ, радарах различного назначения, дальномерной аппаратуре и системах предотвращения столкновения самолетов TCAS. В настоящее время наиболее актуальной технологией создания мощных СВЧ кремниевых транзисторов является LDMOS технология в силу своих преимуществ. Возможность реализации более высоких по сравнению с биполярными транзисторами входных сопротивлений делает полевые транзисторы более универсальными при работе в широкой полосе частот и упрощает схемотехнические задачи сложения динамической мощности при построении многокаскадных усилителей [1, 2].

В последнее десятилетие активно развивается направление мощных СВЧ GaN HEMT транзисторов. Этот тип мощных приборов позволил значительно улучшить эксплуатационные свойства аппаратуры. Обладая рядом фундаментальных свойств GaN транзисторы во много превосходят кремниевые транзисторы в частотных свойствах и GaAs транзисторы в мощностных характеристиках.

2. Конструктивные особенности Si LDMOS и GaN HEMT транзисторов

Кремниевые мощные СВЧ транзисторы создаются на базе кремниевых эпитаксиальных структур с низкоомным базовым p-слоев и высокоомным (порядка нескольких десятков Ом на см) эпитаксиальным слоем, во многом определяющим максимально достижимое пробивное напряжение транзистора. Кроме этого в объеме кремния с помощью операций ионной имплантации формируются контактные n+ области стока и истока, низколегированная n дрейфовая область стока, p-канальная

область и глубокая p+ область для выведения электрического контакта на нижнюю часть кристалла. На поверхности кремния формируется поликремневый затвор окруженный системой полевых электродов. Полевые электроды формируются по целому ряду причин: во-первых с их помощью можно значительно снизить емкость обратной связи транзистора (ценой значительного увеличения входной и незначительного увеличения выходной емкостей); во-вторых полевые электроды помогают получать большие пробивные напряжение сток-исток транзистора при неизменном сопротивлении путем перераспределения электрического поля в районе дрейфовой области стока и в-третьих способствуют снижению деградации параметров прибора из-за воздействия горячих носителей. В современных LDMOS транзисторах применяется 3-5 уровневая система металлизации для отвода широких токоведущих шин от активной структуры для уменьшения паразитных емкостей. В истоковой области металлическая шина электрически соединяет n+ и p+ истоковые области для вывода истока транзистора на нижнюю часть кристалла. После завершения технологического цикла формирования транзисторной структуры полученные кремниевые пластины утоняют до толщины 120-170 мкм для снижения теплового и электрического сопротивления транзистора.

В качестве основы для создание GaN транзисторов используется сложная гетеро эпитаксиальная структура. Подложкой для рабочей структуры могут служить пластины монокристаллического кремния, карбида кремния, сапфира или собственные подложки нитрида галлия. Оптимальными с точки зрения конечных свойств приборов являются собственные подожки нитрида галлия, но из-за сложности производства на данный момент они являются крайне дорогостоящими и коммерчески малодоступными. Чуть хуже показывают себя подложки из карбида кремния. Карбид кремния обладает достаточно близкими к нитриду галлия параметрами кристаллической решетки из-за чего в меньшей степени, чем кремний или сапфир, требует наращивания технологических эпитаксиальных слоев для снижения дефектности рабочих структур. Другим важным преимуществом карбида кремния является его высокая теплопроводность, что значительно расширяет область безопасной работы мощных приборов. Самыми дешевыми вариантами подложек для выращивания гетеро эпитаксиальных структур GaN-AlGaN являются кремний и сапфир. Обладая достаточно большим рассогласованием решетки относительно рабочей гетероструктуры, такие подложки требуют введение большого количества дополнительных технологических операций для компенсации этого рассогласования. Несмотря на заметный прогресс в технологии выращивания гетеро-структур GaN-AlGaN на сапфировых и кремниевых подложках, они до сих пор сильно проигрывают в дефектности и теплопроводности гетероструктурам, выращенным на подложках карбида кремния и, тем более, выращенных на собственных подложках.

Основным рабочим слоем GaN HEMT транзистора является гетеро-структура GaN-AlGaN с образующимся в ней двумерным электронным газом. При контакте двух полупроводниковых материалов с различным уровнем легирования и несовпадающей шириной запрещенной зоны, из условия непрерывности уровня Ферми внутри

полупроводника, будет наблюдаться искривление границ энергетических зон. При этом для электронов или дырок образуется потенциальная яма вблизи металлургической границы гетероперехода. При определенной разницы уровней легирования полупроводников, дно указанной потенциальной ямы окажется ниже уровня Ферми, что приведет к локальному вырождению полупроводниковой области

Типичная гетероструктура для создания GaN HEMT, как указывалось выше, содержит в своей структуре: подложку; буферный слой, создаваемый для уменьшения дефектности в рабочей области и/или изоляции рабочей области от подложки; рабочую гетероструктуру GaN-AlGaN внутри которой создается двумерный электронный газ, образующий канал; барьерный слой, отделяющий канальную область от затвора; низко дефектный контактный слой для образования затвора Шоттки.

3. Актуальные разработки мощных СВЧ транзисторов АО НИИЭТ

В таблице 1 и 2 приведены основные эксплуатационные параметры новых разработок LDMOS транзисторов АО «НИИЭТ». Стоит отметить, что в таблицах указаны минимальные значения энергетических параметров.

Таблица 1. Основные эксплуатационные параметры LDMOS транзисторов с питанием 50 В разработки АО «НИИЭТ»

Тип транзистора	$P_{ВЫХ\,И}$, Вт	$K_{УР}$, дБ	η_C, %	$R_{СИ\,ОТК}$, Ом	$C_{11И}$, пФ	$C_{12И}$, пФ	$C_{22И}$, пФ	$R_{Т\,П\text{-}К\,И}$, °С/Вт
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, η_C: f=1550, $U_{СИ}$ =50 В, $\tau_И$=3,5 мс, Q=10								
2П9110А	10	12	40	2,8	20	0,35	12	7,5
2П9110Б	35	12	40	1,2	37	0,35	20	2,2
2П9110В	50	12	40	0,9	51	0,35	32	1,53
2П9110Г	100	12	40	0,36	178	1,3	790	0,46
2П9110Д	200	12	40	0,26	275	1,7	830	0,39
2П9110ЕС	370	12	40	0,24	285	1,7	845	0,21
2П9110ЖС	450	12	40	0,17	325	1,2	1330	0,19
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, η_C: f=1090, $U_{СИ}$ =50 В, $\tau_И$=13мс, Q=3								
2П9115АС	500	13	40	0,18	420	1,1	1250	0,2
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, η_C: f=1030-1090МГц, $U_{СИ}$=50В, $\tau_И$=320мкс, Q=50								
2П9116А	30	12	40	0,9	30	0,2	16,5	1,2
2П9116Б	110	12	40	0,29	200	0,6	610	0,3
2П9116В	300	12	40	0,19	425	2,6	1500	0,15
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, η_C: f=500 МГц, $U_{СИ}$=50 В, $\tau_И$=2-25 мс, Q=10								
2П9120АС	500	21	45	0,25	262	2,6	170	0,20
2П9120БС	1000	18	45	0,17	492	6	296	0,10
2П9120ВС	1200	16	45	0,14	486	6	295	0,08
Режим измерения $P_{ВЫХ\,И}$, $K_{УР}$, η_C: f=860, 860.1 МГц, $U_{СИ}$=50 В								
2П9123В	100	16	40	0,25	213	2,1	73	0,9

Тип транзистора	$P_{ВЫХ\ И}$, Вт	$К_{УР}$, дБ	$\eta_С$, %	$R_{СИ\ ОТК}$, Ом	$С_{11И}$, пФ	$С_{12И}$, пФ	$С_{22И}$, пФ	$R_{Т\ П\text{-}К\ И}$, °С/Вт
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=1200-1400 МГц, $U_{СИ}$=50 В								
2П9133А	25	17	43	0,9	23	0,29	13,3	1,8
2П9133В	50	16	43	0,51	35,5	0,7	22,5	1,1
2П9133Г1	350	16	43	0,13	338	1,32	1245	0,15
2П9133ДС	500	16	43	0,16	311	1,16	1240	0,12

Таблица 2. Основные эксплуатационные параметры LDMOS транзисторов с питанием 28–36 В разработки АО «НИИЭТ»

Тип транзистора	$P_{ВЫХ\ И}$, Вт	$К_{УР}$, дБ	$\eta_С$, %	$R_{СИ\ ОТК}$, Ом	$С_{11И}$, пФ	$С_{12И}$, пФ	$С_{22И}$, пФ	$R_{Т\ П\text{-}К\ И}$, °С/Вт
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=860, 860.1, $U_{СИ}$ =32 В								
2П9103А	10	16	40	0,95	16,5	0,33	10	6,0
2П9103Б	45	16	40	0,27	61	1,2	40	2,0
2П9103В	75	16	40	0,18	70	1,7	46	0,95
2П9103ГС	150	16	40	0,16	225	1,75	50,5	0,6
2П9103ДС	400	16	40	0,1	460	3,5	95,5	0,33
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=500 МГц, $U_{СИ}$=28В								
2П9111А	80	17	50	0,4	87	1,9	58	2
2П9111БС	150	16	40	0,3	90	2,4	62,5	0,7
2П9111ВС	250	15	32	0,18	178	3,8	10	0,45
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=450 МГц, $U_{СИ}$=36В								
2П9121АС	300	19	665	0,23	202	3,4	116	0,45
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=860, 860.1 МГц, $U_{СИ}$=28 В								
2П9123А	0,5	18	40	11,5	2,7	0,03	1,7	15
2П9123Б	15	15	40	0,46	26,7	0,54	15,9	3
Режим измерения $P_{ВЫХ\ И}$, $К_{УР}$, $\eta_С$: f=1200-1400 МГц, $U_{СИ}$=36 В								
2П9133Б	35	16	43	0,4	33,4	0,5	17,4	1,3

В конце 2017 на АО НИИЭТ запущена опытно конструкторская работа по разработке и освоению ряда СВЧ GaN HEMT транзисторов. Окончание разработки – конец 2019 года. Основные параметры транзисторов, разрабатываемых в ходе ОКР приведены в таблице 3.

Таблица 3. Основные параметры GaN HEMT транзисторов, разрабатываемых АО «НИИЭТ»

Тип транзистора	$U_{СИ}$, В	$f_{РАБ}$, ГГц	$P_{ВЫХ\ И}$, Вт	$К_{УР}$, дБ	$\eta_С$, %
Тип 1 *Импульсный транзистор Q=10, $t_И$=0,3 мс*					
Литера 1	65	0,5-1,6	400	12	60

Тип транзистора	$U_{СИ}$, В	$f_{РАБ}$, ГГц	$P_{ВЫХ\ И}$, Вт	$К_{УР}$, дБ	$\eta_С$, %
Тип 2					
Литера 1	28	0,03-1,8	80	17	65
Литера 2	28	0,03-3,1	60	15	65
Тип 3					
Литера 1	28	0,03-4,2	20	13	45
Литера 2	28	0,03-4,2	2	13,5	45
Тип 4					
Литера 1	28	7,7-8,5	30	12	35
Литера 2	28	7,7-8,5	5	13	30
Тип 5					
Литера 1	28	0,03-12	0,5	13,5	20
Литера 2	28	0,03-12	0,12	14,5	20
Тип 6					
Литера 1	28	до 4	5	13	45
Тип 7					
Литера 1	28	до 4	10	10	45
Тип 8					
Литера 1	28	до 4	15	10	45
Тип 9					
Литера 1	28	до 4	25	9	45
Тип 10					
Литера 1	28	до 1,5	100	13	45

4. Заключение

Представленные в работе мощные СВЧ транзисторы проходят весь спектр необходимых испытаний и успешно применяются отечественными аппаратными предприятиями [3, 4]. АО НИИЭТ постоянно дорабатывает и совершенствует конструктивные и технологические решения, применяемые при разработке и производстве мощных СВЧ транзисторов, поднимая эксплуатационные характеристики и качество продукции.

Литература

1. Кожевников В.А., Дикарев, В.И., Горохов В.С., Цоцорин А.Н. Мощные СВЧ LDMOS-транзисторы ОАО «НИИЭТ» для средств радиосвязи и радиолокации // Дискретные силовые компоненты, 2015, № 4, стр 60-63.
2. Бачурин В., Васильев А., Крымко М., Сопов О. Динамика развития отечественных мощных кремниевых полевых ВЧ и СВЧ МОП транзисторов // Электронная техника, Серия 2 Полупроводниковые приборы, 2011, выпуск 2 (221).
3. Волков Ю.К., Илюшечкин М.Н., Ковтун Ю.Ю. Лабузов В.А., Назаренко А.Е., Шестов М. Е. Перспективы построения усилителей мощности L-диапазона на транзисторах серии 2П9110 производства ОАО «НИИЭТ» // Радиотехнические и телекоммуникационные системы .– 3 (19) .– 6-12 .– 2015 г.
4. Парменов А.М. Методика разработки оконечного усилителя мощности по результатам измерений с изменяемым импедансом нагрузки (Load Pull) // Сборник трудов по материалам научно – технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2017 г.

УПРАВЛЕНИЕ ПРЯМЫМ ЦИФРОВЫМ СИНТЕЗОМ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УКВ ДИАПАЗОНЕ

И. Н. Малышева[1], Ю. А. Плахотнюк[1], В. В. Погожев[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация – рассматривается алгоритм автоматического управления радиотехническим комплексом для задачи управления прямым цифровым синтезом. Предлагается обобщенная схема, основанная на электронных компонентах российского производства, реализующая метод полосовой дискретизации.

Ключевые слова – автоматическое управление; радиотехнические комплексы; метод полосовой дискретизации.

CONTROL OF DIRECT DIGITAL SYNTHESIS OF SIGNALS WITH PHASE MANIPULATION IN VHF RANGE

I. N. Malysheva[1], Yu. A. Plahotnuk[1], V. V. Pogozhev[1]

[1] JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract – The algorithm of automatic control by a radio-engineering complex for the control task direct digital synthesis is considered. The generalized circuit based on electronic components of the Russian manufacture, implementing a method of band sampling is offered.

Keywords – automatic control; radio-engineering complexes; a method of band sampling.

1. Введение

При реализации синтеза интеллектуальных систем автоматического управления для широкополосных комплексов радиосвязи [1-2] одним из важных моментов является повышение эффективности работы системы в целом. Поскольку система управления комплексом радиосвязи в общем случае представляет собой совокупность большого количества подсистем, каждая из которых реализует некоторую частную задачу управления (например, воздействует на объект управления с целью получения на его выходе заданного информационного процесса, сообщения, сигнала), то является актуальной задача повышения эффективности функционирования каждой из подсистем.

Данная задача может быть решена повышением уровня согласованности работы всех подсистем, что достигается унификацией использования программного обеспечения и используемых электронных компонентов. В качестве примера управления радиотехническим объектом предлагается рассмотреть формирователь модулирующих сигналов, реализованный на электронных компонентах российского производства.

2. Формулировка задачи

Одним из основных функциональных блоков комплекса радиосвязи является генератор комплексного модулирующего сигнала, в частности, фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМ ШПС).

В соответствии с запросами времени требования к качеству формирования сигналов радиоканалов управления неуклонно возрастают. На смену имеющимся на

вооружении аналоговым (частично аналоговым) устройствам должны прийти полностью цифровые.

Наиболее прогрессивный и перспективный способ формирования сигналов – полностью цифровой программный прямой синтез сигнала с последующим цифро-аналоговым преобразованием.

Очевидно, что программный синтез имеет строгую границу доступности применения, обусловленную конечной вычислительной производительностью применяемых процессоров. Формирование сложного по структуре радиосигнала в УКВ-диапазоне требует огромного объёма вычислений в реальном масштабе времени. Более того, тенденция к повышению сложности используемых сигналов, применение различных видов помехоустойчивого кодирования ещё более повышают потребность к вычислительной производительности устройства.

Широко используемая альтернатива цифровому программному синтезу – цифровой аппаратный синтез сигнала устройствами на основе быстродействующих ПЛИС. Являясь компромиссом по соотношению функциональных возможностей и стоимости, данная технология преобладает при генерации сигналов на высоких частотах.

Следует отметить, что отечественные ПЛИС, пригодные для решения указанной задачи, в настоящее время фактически отсутствуют. Применение же импортных ПЛИС ограничивает сферу использования устройств на их основе только вспомогательными изделиями, исключая из неё аппаратуру специального назначения.

Всё вышеизложенное объясняет актуальность проблемы поиска аппаратной платформы генератора, включающей в себя полностью цифровой программный синтез сигнала, но при этом снижающей требования к производительности процессора без ущерба для функциональных возможностей.

Целью данной работы является предложение основных направлений развития, позволяющих реализовать принцип прямого программного синтеза, используя существующие образцы изделий отечественной микроэлектроники.

3. Реализация цифрового программного синтеза сигнала

Одним из способов решить поставленную задачу является выполнение чисто вычислительных операций (перенос спектра, фильтрация) специализированными микросхемами. Так, существующие микросхемы цифровых приёмников (ЦП), содержащие цифровые гетеродины и наборы фильтров, вполне могут использоваться в качестве модуляторов.

Теоретической основой указанного подхода к синтезу является принцип полосовой дискретизации, который известен также как метод суб-найквистовской дискретизации. В [3] приведено выражение, позволяющее выбирать частоту дискретизации полосового сигнала:

$$(2f_c - B)/m \geq f_s \geq (2f_c + B)/(m + 1), \qquad (1)$$

где f_c – центральная частота, f_s – частота генерации, B – ширина спектра, m – произвольное положительное число, которое выбирается с учетом выполнения соотношения $f_s \geq 2B$.

На рис.1 представлена упрощённая блок-схема комплексного устройства, содержащего подсистемы передачи и приема, на рис. 2 представлен обобщенный алгоритм его работы.

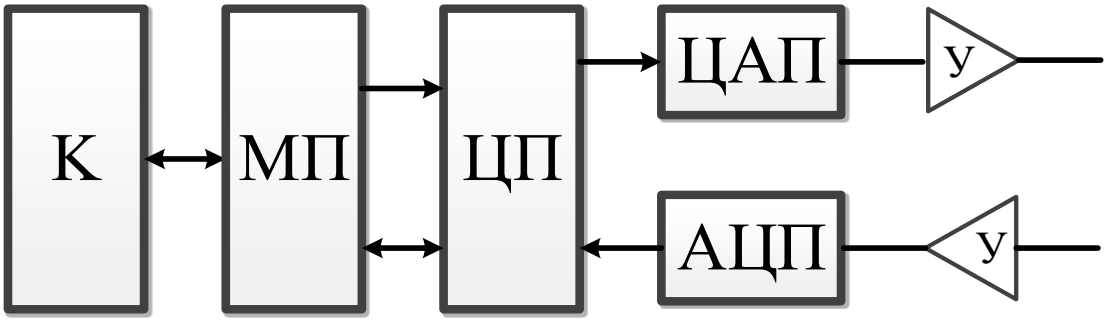


Рис. 1. Структурно-функциональная схема устройства приемо-передатчика: К – вышестоящий управляющий комплекс, МП – многоядерный сигнальный микропроцессор, ЦП – цифровой приемник.

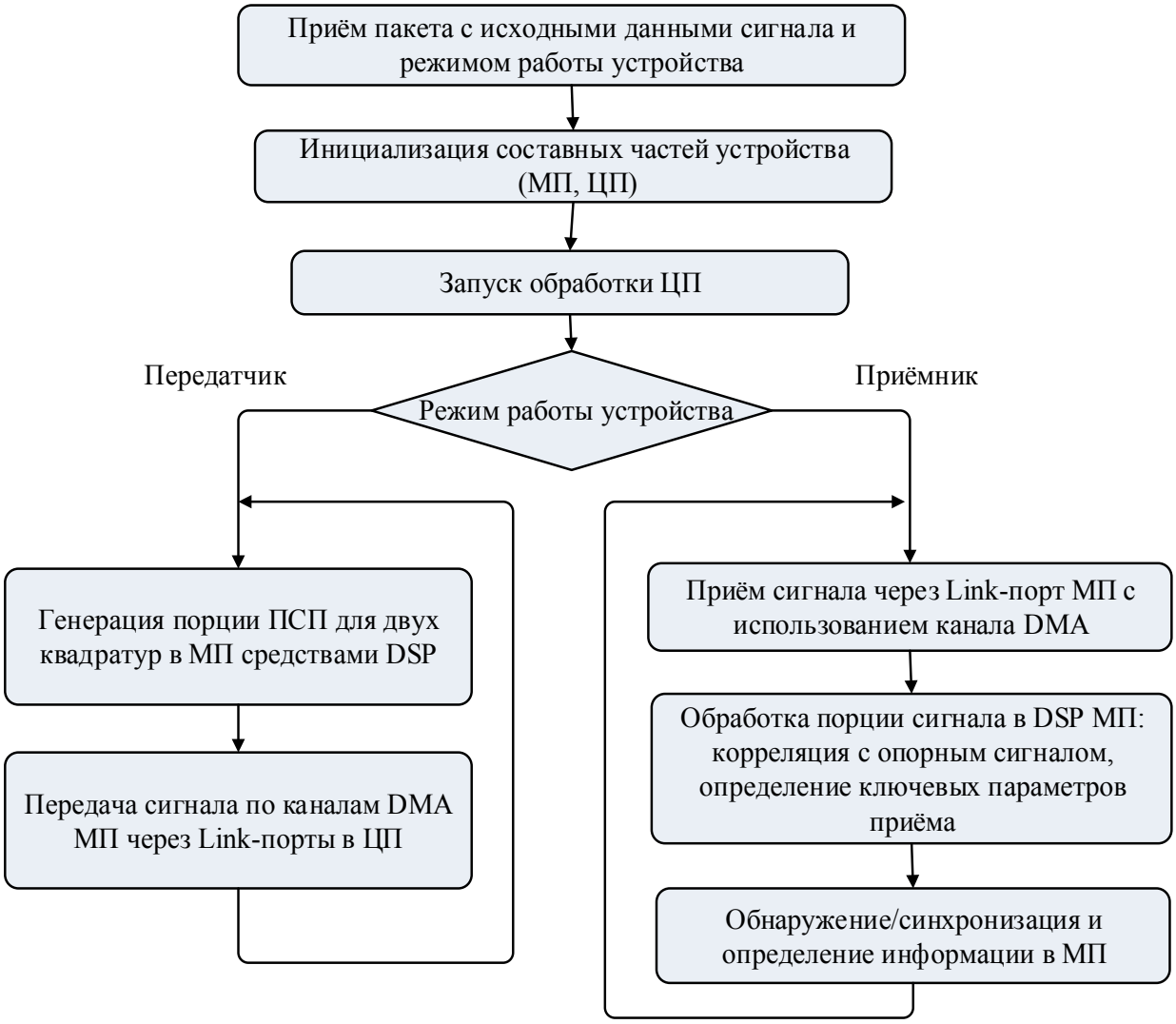


Рис. 2. Алгоритм работы приемо-передатчика

Принцип работы описываемого генератора заключается в следующем. По командам управления от вышестоящего изделия микропроцессор производит программный синтез квадратурных составляющих сигнала на нулевой частоте. Далее микросхема ЦП производит модуляцию несущей, частота которой выбрана в соответствии с требованиями суб-найквистовской дискретизации. Полученный модулированный сигнал проходит фильтрацию и выводится на ЦАП и полосовой фильтр, где фактически происходит перенос спектра в диапазон УКВ.

Прототип генератора реализован на отечественных микросхемах производства ОАО НПЦ "ЭЛВИС" – многоядерном сигнальном микропроцессоре 1892ВМ10Я и ЦП 1288ХК1. Микросхемы обладают несколькими быстродействующими каналами ввода-вывода для сопряжения друг с другом, что снижает временные затраты на обеспечение обмена данными и дополнительно упрощает конструкцию. По сути, устройство представляет собой вариант системы SDR (Software Defined Radio), так как типы и параметры генерируемых и принимаемых сигналов определяются в существенной степени не конструкцией, а программным обеспечением.

При необходимости устройство может быть дополнено трактом приёма, построенным по традиционной схеме: ВЧ-узлы – АЦП – ЦП – микропроцессор. В трактах передачи и приёма используется один и тот же многоканальный ЦП, тем не менее, системы передачи и приёма функционально независимы и могут работать как поочерёдно, так и одновременно.

4. Заключение

Основные преимущества предложенного подхода к задаче управления прямым цифровым синтезом ФМ ШПС заключаются в возможности синтезировать сигналы с высокой точностью и в широком диапазоне частот, оперативно изменять стандарт генерируемого сигнала в соответствии с задачей управления, что позволяет легко модернизировать проектируемый объект.

Программный синтез сигнала на нулевой частоте требует существенно меньших объёмов вычислений из-за возможности выбора более низкой частоты дискретизации. Это позволяет использовать высвобожденные вычислительные ресурсы для повышения качества управления.

Таким образом, представленный алгоритм управления цифровым синтезом формирования ФМ ШПС и обобщенная схема для его реализации позволяют повысить эффективность работы системы автоматического управления в целом за счет нетривиального использования существующих электронных компонентов отечественной микроэлектроники, повторного использования программных и аппаратных модулей.

Список литературы

1. Козирацкий Ю.Л., Малышева И.Н., Панов С.А. К вопросу о синтезе автоматической системы управления в комплексах критических приложений // Теория и техника радиосвязи, 2017, №2. - С.72–77.
2. Козирацкий Ю.Л., Малышева И.Н., Панов С.А., Плахотнюк Ю.А. О реализации системы автоматического управления для радиоприемной системы с применением методов

экспертных систем и нечеткой логики // Тезисы XXIII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 18-20 апреля 2017 г. Т.1. - С.63–68.
3. Лайонс, Ричард Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. - 656 с.

REFERENCES

1. Koziratsky Yu.L., Malysheva I.N., Panov S.A. Question of synthesis of automatic control system in complexes of critical applications. The Theory and Technics of Radio Communication, 2017, vol. 2, Pp.72–77.
2. Koziratsky Yu.L., Malysheva I.N., Panov S.A., Plahotnuk Yu.A. About realization of system of automatic control for radio reception system with application of methods expert systems and fuzzy logic. Theses of XXIII international scientific and technical conference «the Radiolocation, Navigation, Communication», Voronezh, 18-20 April 2017, vol. 1, Pp. 63–68.
3. Richard G. Lyons Understanding Digital Signal Processing. Moscow: OOO «Binom-Press», 2006, 656 p.

УСТРОЙСТВО РЕГИСТРАЦИИ ПУЛЬСОВОГО СИГНАЛА

А. С. Мамонов, Е.В. Богатиков, Я.А. Туровский, А.Н. Шебанов

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный университет» (ВГУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Разработано устройство получения пульсового сигнала методом фотоплетизмографии с передачей данных по беспроводному интерфейсу, обеспечивающее возможность последующей обработки данных с целью оценки функционального состояния человека.

Ключевые слова: физиологические сигналы; вейвлет-анализ; беспроводные интерфейсы; фотоплетизмография.

PULSE SIGNAL REGISTRATION DEVICE

A. S. Mamonov, E. V. Bogatikov, Ya. A. Turovskii, A.N. Shebanov

Federal State-funded Educational Establishment of Higher Professional Education
“Voronezh State University” (VSU) , Voronezh, Russian Federation

Abstract. A device for obtaining a pulse signal by the method of photoplethysmography with the transfer of data via a wireless interface has been developed, providing the possibility of subsequent processing of data for the purpose of assessing the functional state of a person.

Keywords: physiological signals; wavelet analysis; wireless interfaces; photoplethysmography.

1. Введение

В настоящее время наблюдается активное внедрение в повседневную жизнь смарт устройств, дающих возможность получить оценку состояния человека. Это, например, пульсометры, фитнес-браслеты, портативные кардиографы. С точки зрения массового применения, измерение пульса оптическим способом – один из наиболее востребованных методов оценки состояния человека. Данный метод, называемый фотоплетизмографией, основан на регистрации изменений интенсивности света, вызванных прохождением крови через ткани человеческого тела.

Существует несколько различных видов фотоплетизмографии, которые регистрируют либо отраженный сигнал, либо сигнал, полученный методом «на просвет». В первом случае повышается удобство использования устройства. Во втором случае упрощается аппаратная реализация и повышается качество сигнала.

При работе с реальными устройствами передачи пульсового сигнала возникают проблемы, связанные с импульсными шумами передающих беспроводных интерфейсов, также необходимо учитывать прерывание сигнала вследствие потери контакта между кожей и датчиком, изменение характеристик кожи при длительном ношении устройства и другие.

Для обработки пульсового сигнала эффективно использование оконного преобразование Фурье, либо вейвлет-преобразования.

Целью работы являлась разработка устройства получения и обработки пульсового сигнала, основанного на методе фотоплетизмографии с режимом регистрации периферического кровотока на отражение.

2. Структура устройства

Важной частью получения стабильного сигнала в устройстве является фотодатчик, состоящий из излучающей и принимающей части. В данном случае она представлена четырьмя красными SMD-светодиодами, расположенными по краям, и одним фотодиодом BPW-34, расположенным посередине (рис. 1).

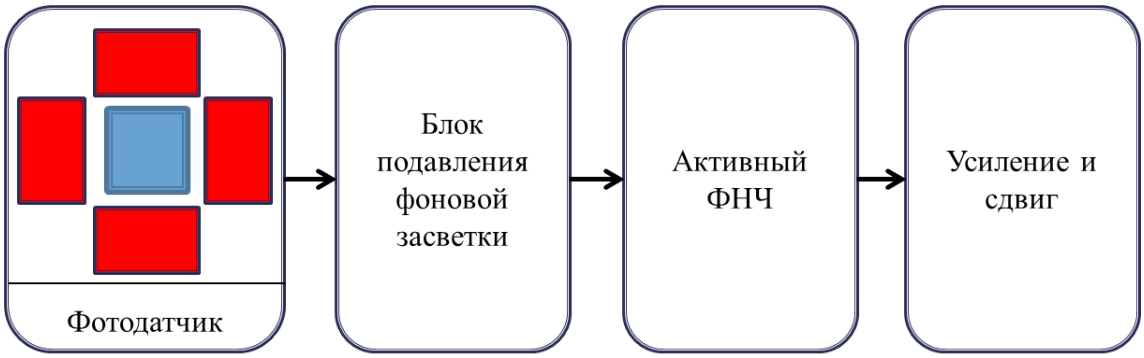


Рис. 1. Схематичная структура устройства

Данная структура датчика имеет хорошую чувствительность к изменению кровотока в сосудах пальца руки, кисти, мочки уха.

После получения сигнала на фотодиоде, его необходимо отфильтровать, подавить фоновую засветку и усилить. Для предварительного усиления с подавлением фоновой засветки используется стандартная схема (рис.2), которая реализована на сдвоенном rail-to-rail ОУ AD822, обеспечивающем высокое входное сопротивление и, следовательно, возможность получения большого коэффициента усиления. Расчётная амплитудно-частотная характеристика, оптимизированная с учетом частотного диапазона пульсового сигнала, приведена на рис. 3.

Расчёт частоты среза для фильтра подавления фоновой засветки проводился по формуле:

$$f_{\text{ФВЧ}} = \frac{R_{\text{ОС}}}{2\pi R_1 R_3 C_1}$$

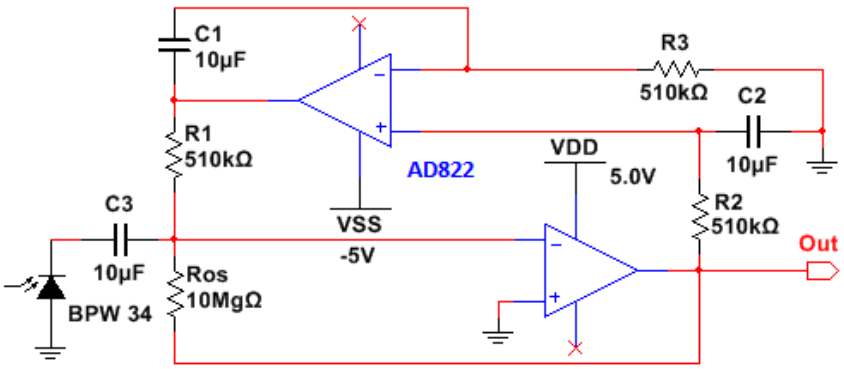


Рис.2. Схема подавления фоновой засветки

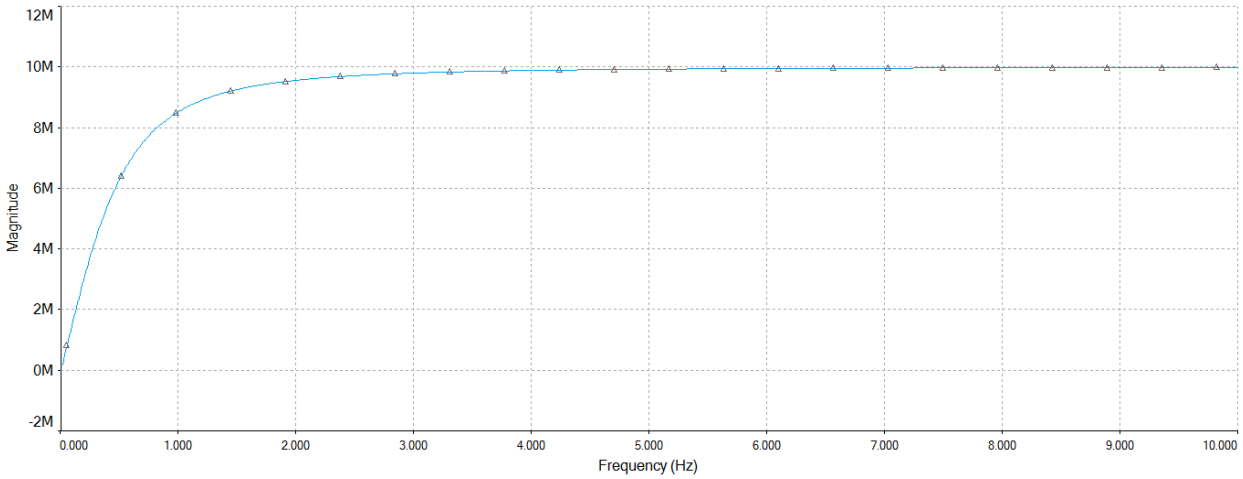


Рис. 3. АЧХ схемы подавления фоновой засветки

После предварительного усиления и подавления фоновой засветки производится устранение сетевых наводок активным фильтром, который был рассчитан при помощи онлайн-разработчика Analog Filter Wizard (рис.4). АЧХ фильтра представлена на рис. 5. Для реализации фильтра использовалась микросхема счетверённого ОУ OP496.

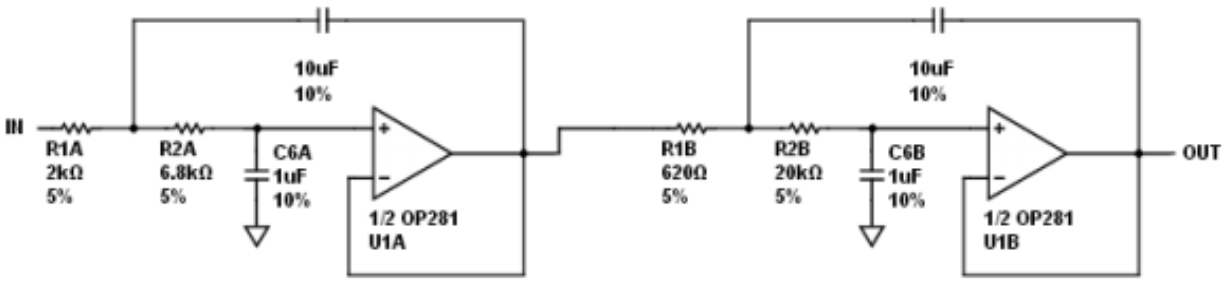


Рис. 4. Схема активного ФНЧ

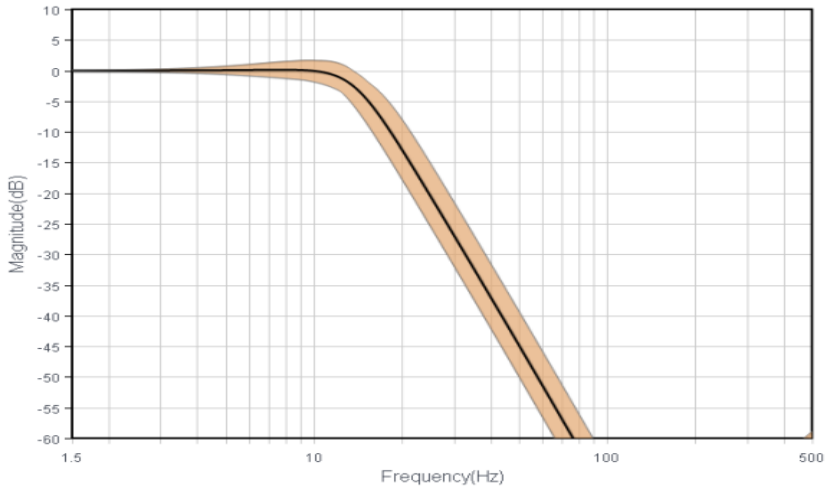


Рис. 5. АЧХ фильтра низких частот

Таким образом, получается сигнал в диапазоне рабочих частот от 2 Гц до 10 Гц, что соответствует необходимым частотам для выделения пульсового сигнала. Отфильтрованный сигнал усиливается, сдвигается в диапазон от 0 до 1 (В) и подаётся на устройство беспроводной передачи данных. В качестве усилителя использовался инструментальный усилитель на трёх ОУ, его схема представлена на рис. 6. В данной разработке использовалась готовая микросхема INA333. Коэффициент усиления настраивается подстроечным резистором R_G по формуле, указанной на рисунке.

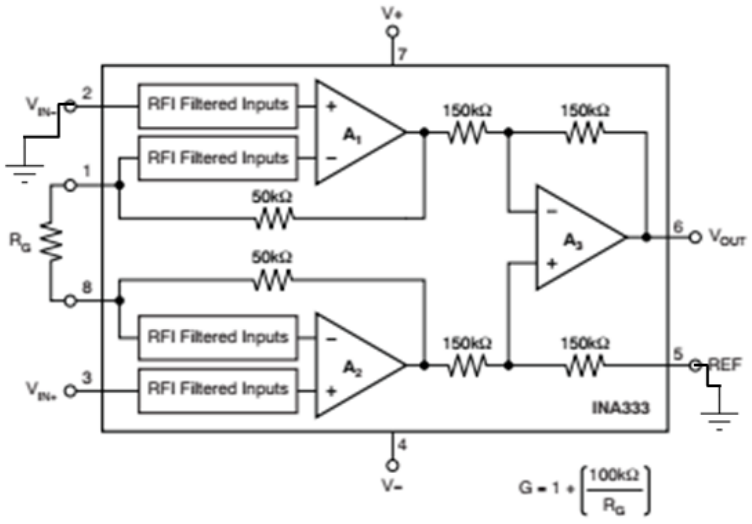


Рис. 6. Схема усилителя на трёх ОУ

Для питания устройства использовался Li-Pol (литий-полимерный) аккумулятор с ёмкостью 150 мАч.

При испытании готового устройства были получены осциллограммы (рис. 7), которые позволяют выделить полезную информацию для дальнейшей обработки методами Фурье- и вейвлет-анализа.

Рис. 7. Осциллограмма пульсового сигнала, полученного на выходе устройства

3. Обработка полученных сигналов

Для дальнейшего преобразования сигнала необходимо передать данные на вычислительный процессор, например компьютер или смартфон. В данном случае используется беспроводной передатчик, построенный на базе модуля ESP8266 (рис.8) в отладочной плате Wemos. Такие модули имеют встроенный микроконтроллер, который может делать вычисления без использования внешнего устройства, что уменьшает размер и сложность конечной схемы.

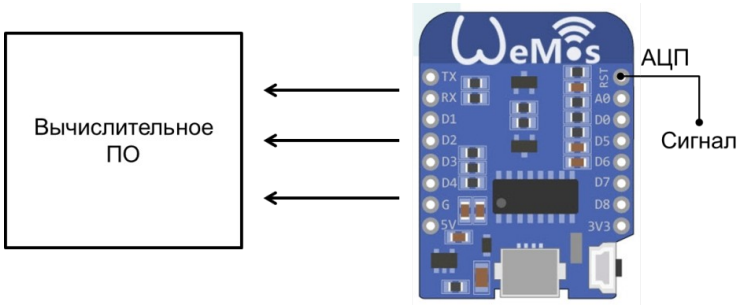


Рис. 8. Модуль передачи сигнала на вычислительное программное обеспечение ПО

Для получения и отправки данных беспроводным модулем был реализован алгоритм, написанный в Arduino IDE, который выполняет создание точки доступа, настройки UDP-сервера, считывание с АЦП, усреднение и передачу результатов в заданный порт по запросу. Этот процесс повторяется каждые 100 мс, завершается работа по команде. Получение данных на компьютере выполняется с помощью программы UDP-клиента, написанной на языке Qt, в среде разработки приложений с графическим интерфейсом Qt creater.

Для получения физиологических параметров необходимо вычислить функционально значимые параметры пульсового сигнала, такие как время между основными пиками, а также их амплитуду, что показано в работе [1]. В работе [4] рассматриваются методы обработки пульсового сигнала. Для их реализации

предлагается воспользоваться методами вейвлет-преобразования, разработав новую базисную функцию, которая будет максимально приближена к пульсовому сигналу по своей форме. Таким образом, можно вычислить необходимые параметры с хорошей точностью.

В работах [2,3] также показана возможность диагностирования различных заболеваний, связанных с сердечно-сосудистой системой, что позволит использовать данное устройство для первичной диагностики и предупреждения некоторых болезней, таких как ишемическая болезнь сердца, гипертония и др.

4. Заключение

Разработанное устройство получает пульсовый сигнал и выделяет его среди шумов и других ненужных сигналов. Также разработан алгоритм отправки и передачи сигнала на обрабатывающий процессор по беспроводному интерфейсу. Рассмотрена возможность выделения необходимых участков пульсовой кривой с помощью методов вейвлет-анализа, что позволит получить необходимые физиологические параметры, например пульс. Также с помощью данного устройства возможна первичная диагностика и предупреждение сердечно-сосудистых заболеваний [2,3].

Литература

1. Бороноев В.В., Гармаев Б. З. Исследование статистической модели информативных точек пульсовой волны // Вестник бурятского государственного университета, 2012, № 3. - С. 217-219.
2. Бороноев В.В., Гармаев Б. З. Выбор анализирующей вейвлет-функции для задачи поиска экстремумов биомедицинских сигналов // Вестник ВГУ, серия: системный анализ и информационные технологии, 2017, № 2. - С. 72-78.
3. Бороноев В.В., Гармаев Б. З., В.Д. Омпоков Корреляция спектральных и статистических характеристик пульсового сигнала при заболеваниях сердца // Вестник бурятского государственного университета, 2012, № 3. - С. 222-223.
4. Федотов А.А., Акулова А.С., Акулов С.А. Обобщённый метод цифровой обработки сигнала пульсовой волны. М.: Радио и связь, 2013. 250 с.

References

1. Boronoyev V.V., Garmayev B. Z. Issledovaniye statisticheskoy modeli informativnykh tochek pulsovoy volny // Vestnik buryatskogo gosudarstvennogo universiteta. 2012. No 3. - Pp. 217-219.
2. Boronoyev V.V., Garmayev B. Z. Vybor analiziruyushchey veyvlet-funktsii dlya zadachi poiska ekstremumov biomeditsinskikh signalov // Vestnik VGU. seriya: sistemnyy analiz i informatsionnyye tekhnologii. 2017. No 2. - Pp. 72-78.
3. Boronoyev V.V., Garmayev B. Z., V.D. Ompokov Korrelyatsiya spektralnykh i statisticheskikh kharakteristik pulsovogo signala pri zabolevaniyakh serdtsa // Vestnik buryatskogo gosudarstvennogo universiteta. 2012. No 3. - Pp. 222-223.
4. Fedotov A.A., Akulova A.S., Akulov S.A. Obobshchennyy metod tsifrovoy obrabotki signala pulsovoy volny. M.: Radio i svyaz. 2013. 250 p.

ЭФФФЕКТИВНОСТЬ ОПТИМАЛЬНОГО СОГЛАСОВАНИЯ НАГРУЗКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОТРАКТА В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ШУМОВ

М.В. Грачев[1], Ю.Н. Паршин[1]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ) ,
г. Рязань, Россия, parshin.y.n@rsreu.ru

Аннотация. Пространственная обработка сигналов проводится с учетом эффекта взаимного влияния элементов антенной решетки. Изменение матрицы взаимных импедансов антенной решетки приводит к рассогласованию импедансов нагрузки и выходных импедансов элементов антенной решетки. В результате выходное отношение сигнал-помеха может быть увеличено путем оптимизации импедансов нагрузки. Поставлена и решена оптимизационная задача нахождения оптимальных нагрузочных импедансов в зависимости от сигнально-помеховой ситуации. Расчеты проведены для антенных элементов в виде тонких вибраторов. Рассчитан выигрыш от оптимального согласования по сравнению с нагрузочными импедансами в условиях отсутствия взаимного влияния, а также в случае применения неоптимальных взаимных импедансов, когда взаимное влияние присутствует.

Ключевые слова: шум; согласование; многоканальный радиотракт; взаимное влияние.

THE EFFICIENCY OF OPTIMAL LOAD MATCHING IN A MULTI-CHANNEL RADIO PATH IN THE PRESENCE OF SPATIALLY CORELATED NOISES

M.V. Grachev[1], Yu.N. Parshin[1]

[1]Ryazan state radio engineering university (RSREU),
Ryazan, Russia, parshin.y.n@rsreu.ru

Abstract. Spatial processing of signals was taking into account the mutual influence of the antenna array elements. The change in the antenna array matrix of the mutual impedances leads to a mismatch between the load impedances and the output impedances of the antenna array elements. As a result, the output signal-to-interference ratio can be increased by optimizing the load impedances. The optimization problem was solved. Optimal load impedances was finded depending on the signal-interference situation. Calculations were carried for elements in the form of thin vibrators. The gain from optimal matching in comparison with the load actions in the absence of mutual influence is calculated, as well as in the case of applying non-optimal mutual impedances, when the mutual influence is present.

Keywords: noise; matching; impedance, multichannel radio path; mutual influence.

1. Введение

В теории и проектировании систем пространственной обработки сигналов с использованием антенных решеток (АР) распространен подход [1]–[3], когда характеристики АР рассчитываются без учета взаимного влияния элементов. Известно также, что при существенном взаимном влиянии элементов характеристики реальной антенны могут сильно отличаться от расчетных характеристик. В работах [4, 5] показано, что вза-

имное влияние может приводить как к ухудшению, так и улучшению характеристик антенной решетки. Отмечено, что при большом числе антенных элементов получается более эффективное формирования нулей диаграммы направленности, независимо от величины взаимной связи между элементами антенны.

Взаимное влияние антенных элементов сказывается не только на характеристиках направленности антенной решетки и на отношении сигнал-шум на ее выходе, но и выходных импедансах каждого из элементов АР [6,7]. При этом величина выходных импедансов при наличии взаимного влияния элементов АР зависит также от амплитудно-фазовых соотношений сигналов и помех.

Целью данной работы является повышение эффективности пространственной обработки сигналов путем оптимизации нагрузочных импедансов с учетом взаимной связи между элементами антенной решетки.

2. Постановка задачи

Исследуется антенная решетка из N всенаправленных элементов, расположенных определенным образом в пространстве. В пространстве расположены источник сигнала с дисперсией D_S и M помех с дисперсией $D_m, m=1,...,M$. Пространственное расположение источников сигнала и помех задаются направляющими векторами-столбцами $\mathbf{V}_S$ и $\mathbf{V}_m, m=1,...,M$ соответственно. Матрицы пространственной корреляции сигнала и помех в раскрыве элементов антенной решетки равны $\mathbf{R}_S = D_S \mathbf{V}_S \mathbf{V}_S^{\text{H}}$, $\mathbf{R}_J = \sum_{m=1}^{M} D_m \mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^{\text{H}}$, где знак $^{\text{H}}$ означает эрмитово сопряжение.

Величина взаимного влияния характеризуется матрицей взаимных импедансов $\mathbf{Z}_A$ [6,7], которая в данной работе рассчитывалась для антенной решетки в виде тонких вибраторов. Напряженность электрического поля помех $\mathbf{J}$ в окрестности АР связана с напряжением на импедансах нагрузки $\mathbf{U}$ элементов АР соотношением $\mathbf{U} = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1}\mathbf{J} = \mathbf{Z}\mathbf{J}$, где $\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)^{-1}$ имеет смысл коэффициента передачи сигнала от входов элементов АР к импедансам нагрузки [5], $\mathbf{Z}_L$ – диагональная матрица, с вектором импедансов нагрузки $\mathbf{V}_L$ на главной диагонали. В соответствии с этим преобразованием изменяются корреляционные матрицы помех и форма полезного сигнала на нагрузочных импедансах элементов АР: $\mathbf{R}_U = \mathbf{Z}\mathbf{R}_J\mathbf{Z}^{\text{H}}$, $\mathbf{S}_L = \mathbf{Z}\,\mathbf{S}$.

Помимо внешних помех в системе действуют внутренние шумы, вызванные потерями на излучение, потерями в диаграммообразующей схеме и малошумящих усилителей (МШУ) приемников активной антенны. Корреляционная матрица напряжений шумов МШУ, пересчитанных к его входному импедансу, определена в соответствии с методикой работ [8, 10]. Токи и напряжения шумов $\mathbf{i}_n$, $\mathbf{v}_n$ в точке соединения элемента антенной решетки и малошумящего усилителя определяются уравнениями Кирхгофа:

$$\mathbf{v}_{\text{n}} = \mathbf{Z}_L\mathbf{i}_n, \qquad \mathbf{v}_{\text{n}} - \mathbf{v}_{nR} = \mathbf{Z}_A(\mathbf{i}_{nR} - \mathbf{i}_n),$$

где $\mathbf{i}_{nR}$, $\mathbf{v}_{nR}$ – ток и напряжение эквивалентных источников шумов на входах малошумящих усилителей. Проведем преобразования и получим выражение для $\mathbf{v}_{\text{n}}$:

$$\mathbf{v}_{\text{n}} = \mathbf{G}\mathbf{Z}_{\text{A}}^{-1}\mathbf{v}_{nR} + \mathbf{G}\mathbf{i}_{nR};$$

где $\mathbf{G} = \mathbf{Z}_A\left(\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L\right)^{-1}\mathbf{Z}_L$.

Корреляционная матрица шумов малошумящих усилителей на их входных импедансах равна:

$$\mathbf{R}_{rec} = \overline{\mathbf{v}_n\mathbf{v}_n^{\text{H}}} = \mathbf{G}\left[\mathbf{Z}_{\text{A}}^{-1}\mathbf{V}_{nR}^2\mathbf{Z}_{\text{A}}^{-1\text{H}} + \mathbf{Z}_{\text{A}}^{-1}\mathbf{Y}_c\mathbf{V}_{nR}^2 + \mathbf{V}_{nR}^2\mathbf{Y}_c^{\text{H}}\mathbf{Z}_{\text{A}}^{-1\text{H}} + \mathbf{I}_{nR}^2\right]\mathbf{G}^{\text{H}}$$

где $\mathbf{Y}_c = \overline{\mathbf{v}_{nR}\mathbf{i}_{nR}^{\text{H}}}$, $\mathbf{V}_{nR}^2 = \overline{\mathbf{v}_{nR}\mathbf{v}_{nR}^{\text{H}}}$, $\mathbf{I}_{nR}^2 = \overline{\mathbf{i}_{nR}\mathbf{i}_{nR}^{\text{H}}}$. Для упрощения согласования шумовые свойства МШУ зададим минимальной шумовой температурой $T_{\min}$, шумовым сопротивлением R_n и проводимостью нагрузки $\mathbf{Y}_L$, с вектором проводимостей нагрузки $\left\{1/Z_L(n,n),\, n = 1,...,N\right\}$ на главной диагонали, которые связаны с параметрами шумовых источников соотношениями [8]:

$$\mathbf{Y}_c = \frac{T_{\min}}{2R_nT_0}\mathbf{I} - \mathbf{Y}_L, \quad \mathbf{i}_{nR}^2 = \left|\mathbf{Y}_{opt}\right|^{2-2}\mathbf{v}_{nR},\ T_0 = 273°K.$$

Отношение сигнал-помеха, получаемое в результате оптимальной обработки сигнала с выхода элементов АР равно [9]: $q = \mathbf{S}_L{}^{\text{H}}\mathbf{R}_1{}^{-1}\mathbf{S}_L$. Многоканальный радиотракт более удобно характеризовать эффективностью согласования, значение которой получено в работе [8]:

$$\eta_n = 4kT_{\min}\frac{\mathbf{w}_{oc}\,\text{Re}\left(\mathbf{Z}_A\right)\mathbf{w}_{oc}^{\text{H}}}{\mathbf{w}_{oc}\underline{\mathbf{R}}_{rec_oc}\mathbf{w}_{oc}^{\text{H}}},$$

где $\underline{\mathbf{R}}_{rec_oc}$ – корреляционная матрица шумов малошумящих усилителей, пересчитанная к выходам разомкнутой цепи, $\mathbf{w}_{oc} = \mathbf{S}^{\text{H}}\left(\mathbf{R}_J + \mathbf{R}_{rec_oc}\right)^{-1}$.

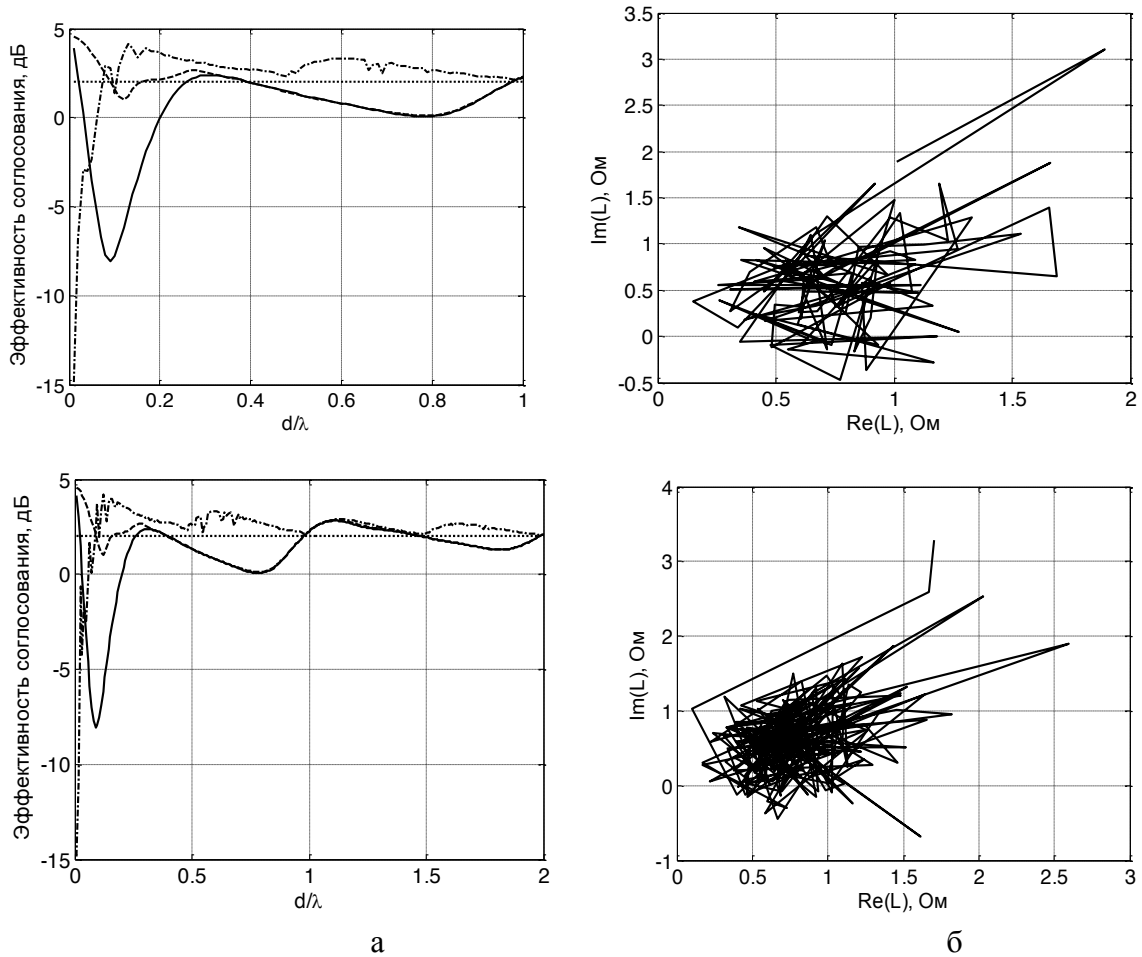
3. Анализ влияния нагрузочных импедансов

Расчет эффективности согласования в зависимости от пространственной структуры приемной системы проведен при различных режимах согласования нагрузки. Полагается, что соседние элементы АР расположены на одинаковом расстоянии друг от друга, а сама АР является пространственно линейной. Расчет проводится для антенных элементов в виде тонких вибраторов, расположенных вертикально. В общем случае $N > 2$ оптимизация нагрузочных импедансов производится численным методом с использованием функции *ga* в среде MatLab, реализующей генетический алгоритм поиска экстремума. Необходимо отметить, что для получения технически реализуемых значений нагрузочных импедансов необходимо ввести ограничения в виде требования неотрицательности действительной части импедансов. В работе рассматриваются согласование нагрузочных импедансов по шумам и оптимизация этих нагрузочных импедансов при условии взаимного влияния элементов антенной решетки. Для сравнения результатов оптимизации нагрузочных импедансов проводится также расчет эффективности согласования при условии согласования импедансов [8]:

$$Z_m = \frac{1}{w_m^*} \sum_{n=1}^{N} w_n^* Z_{A,mn}, \ m = 1,...,N,$$

где w_n – n-й элемент весового вектора.

При малом взаимном влиянии внедиагональные элементы матрицы $\mathbf{Z}_A$ малы по сравнению с диагональными элементами. Таким образом, при слабом взаимном влиянии элементов антенной решетки можно принять $\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_A^*$, а значения нагрузочных импедансов в каждом канале равными $Z_0 = 73{,}1 - 42{,}5\,j$ Ом. Для обеспечения технической реализуемости на полученные в результате оптимизации значения нагрузочных импедансов накладывается условие неотрицательности действительной части. На рисунке 1 показана зависимость эффективности согласования от расстояния между элементами антенной решетки, отнесенными к длине волны, и соответствующее изменение импеданса $Z_L(1,1)$ при $N = 4$, $M = 0$, $R_n = 30$ Ом, $T_0 = 273°$, $T_{\min} = 300°$.



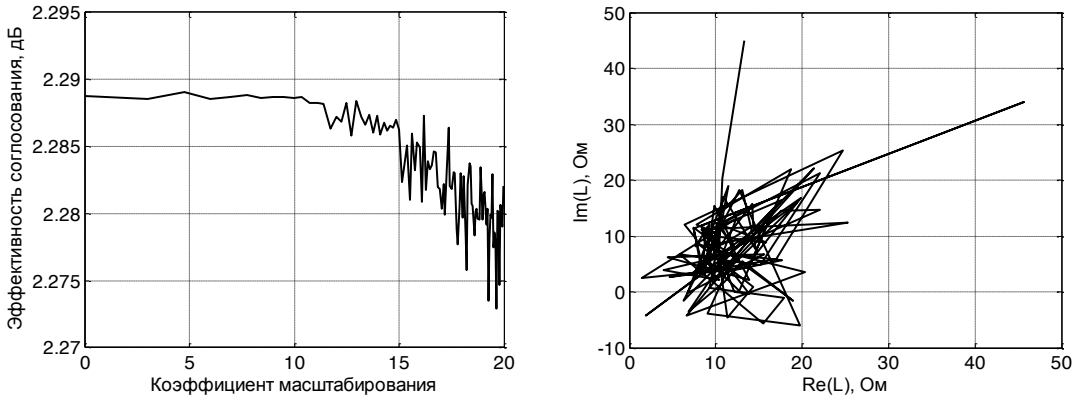
а б

Рис. 1. Зависимость эффективности согласования от расстояния между элементами АР

На рисунке 1(а) представлены зависимости эффективности согласования от межэлементного расстояния для следующих случаев: а) антенная решетка без учета взаимного влияния элементов, нагрузочные импедансы выбирались равными Z_0 для каждого канала, точечный график, б) антенная решетка с учетом взаимного влияния элементов,

нагрузочные импедансы выбирались равными Z_0 для каждого канала, сплошной график, в) антенная решетка с учетом взаимного влияния элементов, и согласованием нагрузочных импедансов по шумам, пунктирный график, г) антенная решетка с учетом взаимного влияния элементов, и оптимизацией нагрузочных импедансов генетическим алгоритмом, штрихпунктирный график.

На рисунке 1(б) представлены значения импеданса нагрузки $Z_L(1,1)$, полученные в ходе оптимизации генетическим алгоритмом. Как видно из графиков оптимизация нагрузочных импедансов позволяет получить выигрыш в эффективности согласования 2…11 дБ. При этом видно, что при значениях $d/\lambda < 0{,}05$ согласование нагрузки в соответствии с условиями согласовании импедансов дает лучшие результаты. Стоит отметить, что при значениях $d/\lambda > 0{,}05$ генетический алгоритм дает больший выигрыш даже при больших значениях d/λ. Недостатком результатов его работы является трудности технической реализации малых значений импедансов. На рисунке 2 показана зависимость эффективности согласования от коэффициента масштабирования при $d/\lambda = 0{,}2$. Установлено, что величина выигрыша зависит от соотношения значений нагрузочных импедансов в каналах. При этом увеличение найденного генетическим алгоритмом значения $\mathbf{Z}_L$ на некоторый коэффициент масштабирования не приводит к значительному изменению получаемого в результате оптимизации выигрыша.



а б

Рис. 2. Зависимость эффективности согласования от коэффициента масштабирования

Таким образом, для упрощения технической реализации импедансов нагрузки возможно увеличение найденных генетическим алгоритмом оптимальных значений импедансов на некоторый коэффициент масштабирования для получения технически реализуемых значений нагрузочных импедансов. На рисунке 2(б) показаны зависимость масштабированных значений нагрузочных импедансов от межэлементного расстояния, полученная в результате оптимизации генетическим алгоритмом для коэффициента масштабирования равного 15.

4. Заключение

Проведенные исследования показали, что согласование нагрузочного импеданса имеет большое значение для повышения помехоустойчивости обработки сигнала в ан-

тенной решетке с взаимным влиянием элементов. Проведенные расчеты для антенной решетки в виде тонких вибраторов показывают выигрыш от оптимизации импеданса нагрузки 2…11 дБ при близком расположении вибраторов. Этот обстоятельство следует иметь в виду при оптимизации пространственной структуры антенной решетки, в том числе с использованием сильно заполненных АР. Точная настройка алгоритма поиска экстремума целевой функции имеет большое значение при уменьшении коэффициента шума МШУ, а также при уменьшении расстояния между элементами АР.

5. Благодарности

Исследования выполнены при поддержке проекта Министерства образования и науки Российской Федерации №2.2810.2017 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Литература

1. Mortazwi A., Itoh T., Harvey J. Active antennas and quasi-optical arrays. Wiley–IEEE Press, 1999.
2. Randy L. H. Timed arrays: wideband and time varying antenna arrays. Wiley–IEEE Press, 2015.
3. Hansen R. C. Phased array antennas. Vol. 213. John Wiley & Sons, 2009.
4. Svendsen S. C., Gupta I. J. The effect of mutual coupling on the nulling performance of adaptive antennas // IEEE Antennas and propagation magazine, 2012, Vol. 54, No. 3. – Pp. 17-38.
5. Tan Hong Wee. The effect of element mutual coupling oh the performance of adaptive arrays. Naval Postgraduate School, Monterey, California, 1999.
6. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учебник. М.: Энергия, 1975.
7. Kraus J. D. Antennas. McGraw-Hill, 1950.
8. Warnick K.F., Belostotski L., Russer P. Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, No 6. – Pp. 1634-1644.
9. Monzingo R. A., Miller T. W. Introduction to adaptive array. John Wiley & Sons, 1980.
10. Warnick K.F., Jensen M.A. Optimal noise matching for mutually coupled arrays // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2007,Vol. 55, No 6. – Pp. 1726-1731.

References

1. Mortazwi A., Itoh T., Harvey J. Active antennas and quasi-optical arrays. Wiley–IEEE Press, 1999.
2. Randy L. H. Timed arrays: wideband and time varying antenna arrays. Wiley–IEEE Press, 2015.
3. Hansen R. C. Phased array antennas. Vol. 213. John Wiley & Sons, 2009.
4. Svendsen S. C., Gupta I. J. The effect of mutual coupling on the nulling performance of adaptive antennas // IEEE Antennas and propagation magazine, 2012, Vol. 54, No. 3. – Pp. 17-38.
5. Tan Hong Wee. The effect of element mutual coupling oh the performance of adaptive arrays. Naval Postgraduate School, Monterey, California, 1999.
6. Markov G. T., Sazonov D. M. Antenny. Uchebnik (Antennas. Tutorial). Moscow: Energiya, 1975.
7. Kraus J. D. Antennas. McGraw-Hill, 1950.
8. Warnick K.F., Belostotski L., Russer P. Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, No 6. – Pp. 1634-1644.
9. Monzingo R. A., Miller T. W. Introduction to adaptive array. John Wiley & Sons, 1980.
10. Warnick K.F., Jensen M.A. Optimal noise matching for mutually coupled arrays // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2007,Vol. 55, No 6. – Pp. 1726-1731.

ДВУХДИАПАЗОННЫЙ БИСТАТИЧЕСКИЙ РСА ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

А. В. Борисенков [1], О. В. Горячкин[1], Б. Г. Женгуров[2] , В. Н. Долгополов[1], И. Г. Курков[1], Д. В. Суханов[1]

[1] Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия
[2]АО "Ракетно-космический центр "Прогресс"" (РКЦ "Прогресс"), Самара, Россия

Аннотация. В данном докладе описывается бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой, работающий одновременно (синхронно) в VHF и P диапазонах частот. Приводятся результаты экспериментальной отработки данного радиолокатора, цель которой была в получении высокой разрешающей способности, которая обусловлена увеличением полосы частот с 30МГц в P диапазоне и 50МГц в VHF диапазоне до 80МГц в совмещенном режиме.

Ключевые слова: Радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА); бистатический режим; VHF и P диапазоны частот; пространственное разрешение.

TWO BANDS BISTATIC HIGH RESOLUTION SAR

A. V. Borisenkov [1], O. V. Goriachkin[1], B. G. Gengurov[2] , V. N. Dolgopolov[1], I. G. Kurkov[1], D. V. Sukhanov[1]

[1] Povolzhskiy state university telecommunications and informatics (PGUTI), Samara, Russia
[2]Rocket Space Center "Progress" (RSC "Progress""), Samara, Russia

Abstract. This paper describes a bistatic radar with a synthesized aperture that works simultaneously (synchronously) in the VHF and P frequency bands. The results of the experimental development of this radar are given, the purpose of which was to obtain a high resolution, which is caused by an increase in the frequency band from 30 MHz in the P band and 50 MHz in the VHF band to 80 MHz in a combined mode.

Keywords: Synthetic aperture radar (SAR); bistatic mode; VHF and P frequency bands; spatial resolution.

1. Введение

В связи с бурным развитием в последние годы авиационно-космических технологий радиолокационного дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) намечается существенный прогресс в решении ряда актуальных прикладных задач, к которым можно отнести проблемы природно-ресурсного и геологического мониторинга, создания природно-ресурсных кадастров, поиска полезных ископаемых, дистанционного картографирования и мониторинга протяженных объектов естественного и искусственного происхождения.

Эффективным инструментом для решения задач картографирования и мониторинга замаскированных, укрытых листвой, углубленных и подповерхностных объектов являются радиолокационные системы VHF и P диапазонов. В основе эффективности этих систем высокая проникающая способность радиолокационных сигналов, высокая чувствительность к влажности почвы, а также независимость качества информации от времени суток и облачного покрова [1-3].

Широкополосная радиолокация с синтезированной апертурой в диапазонах 20-500МГц в полосе частот >100МГц с борта БПЛА и мобильных носителей отрывает возможности для новых применений данных систем в задачах ДЗЗ и обороны. Наиболее захватывающие из них связаны с возможностью наблюдать малоразмерные подповерхностные или скрытые растительностью объекты.

Современное состояние данных систем характеризуют следующие аналоги: CARABAS FOPEN DEMONSTRATOR – РСА на борту БПЛА, разработанная в корпорации Saab (Швеция); FOPEN Reconnaissance, Surveillance, Tracking and Engagement Radar - радиолокатор предназначенный для разведки целей укрытых листвой; TRACER - РСА в двойной полосе (UHF/VHF); Boeing A160T – радиолокационная система Р диапазона, размещенная на борту БПЛА.

В период с 2005 по настоящее время научный коллектив центра радиолокационного дистанционного зондирования Земли ПГУТИ (г.Самара) занимается РТС ДЗЗ, которые развиваются не только в направлении создания глобальных, весьма дорогостоящих космических и/или авиационных систем, но и в направлении создания локальных, при этом относительно дешевых технологий, обеспечивающих приемлемый уровень качества решения различных задач ДЗЗ, базирующихся на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), наземном транспорте или некоторой стационарной наземной инфраструктуре [4,5].

В данном докладе описывается бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой, работающий одновременно (синхронно) в VHF и Р-диапазонах частот. Данный радиолокатор разработан в ЦРДЗЗ ПГУТИ в 2013-2017гг. Приводятся результаты экспериментальной отработки данного радиолокатора, цель которой была в получении сверхвысокой разрешающей способности, которая обусловлена увеличением полосы частот с 30МГц в Р диапазоне и 50МГц в VHF диапазоне до 80МГц в совмещенном режиме.

Радиопередающая аппаратура БиРЛК представляет собой два импульсных передатчика, обеспечивающих гамму стабильных ЛЧМ (линейная частотная модуляция) и/или ФМП сигналов на несущих частотах 435 МГц и 145 МГц, с полосой частот от 1 до 30 в Р диапазоне и 25-50 МГц в VHF диапазоне. Радиопередающая аппаратура установлена на автомобиле и имеет в своем составе автономный первичный и вторичный источники питания.

Бортовые передающие и наземные приемные антенны представляют собой антенны Уда-Яги. Наземная стационарная приемная аппаратура представляет собой два двухканальных малошумящий приемника прямого усиления (до 110 дБ) с цифровой регистрацией 16-разрядных квадратурных компонент на частоте до 200МГц и последующей цифровой обработкой сигналов. Приемные антенны установлены на мачту, высота которой варьируется от 8 до 12м.

Данная конфигурация радиолокационного комплекса позволяет не только получить синхронные радиолокационные изображения местности в Р и VHF диапазонах частот, но и получить комбинированные радиолокационные изображения высокого

разрешения за счет использования сигнала в полосе 30 и 50 МГц одновременно. Идея этого способа наблюдения иллюстрирует рисунок 1.

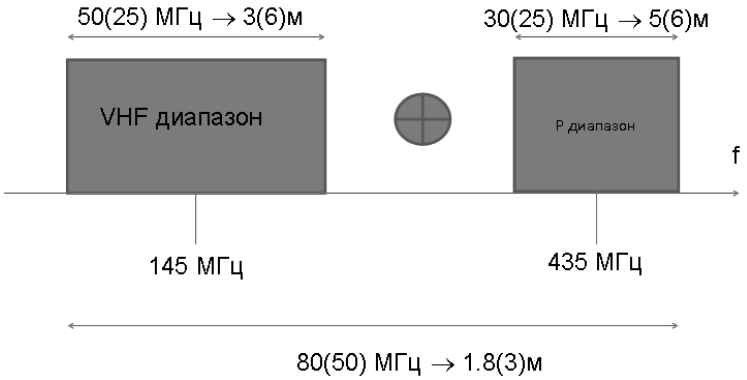


Рис.1. Комбинация частотных диапазонов с целью увеличения разрешения РСА по дальности

2. АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РЛИ

В работе рассматриваются особенности реализации алгоритмов формирования радиолокационных изображений в условиях наземного эксперимента. В используемой модификации БиРЛК отношение сигнал-шум в прямом канале достаточно, для выделения зондирующих импульсов передатчика на фоне шумов и отраженных сигналов простой процедурой фиксации превышения порога, что обеспечивает необходимую синхронизацию независимо в каждом диапазоне частот.

Последовательность этапов формирования радиолокационных изображений (РЛИ) в каждом диапазоне можно представить в виде следующих шагов:

1) Синхронное детектирование и полосовая фильтрация записанных АЦП сигналов отраженного и прямого каналов БиРСА;

2) Сжатие сигнала по наклонной дальности путем проведения цифровой согласованной фильтрации зондирующих ЛЧМ или ФМП импульсов в сигналах отраженного и прямого каналов БиРСА в каждом диапазоне;

3) Синхронизация прямого и отраженного каналов, путем формирования файлов индексов отсчетов сжатых зондирующих импульсов;

4) Формирование файлов двумерных радиоголограмм по сигналам отраженного и прямого каналов в VHF и P-диапазонах частот;

5) Формирование файла суммарной двумерной радиоголограммы при использовании частотного разнесения на величину (в эксперименте 8-25 МГц).

6) Формирование суммарного 2-х частотного РЛИ в соответствии со следующим выражением

$$\hat{\dot{\xi}}(x,y)=\int_{t_1}^{t_2} G_{\Sigma}(t,x,y)\,s_2^{*}\left(t-\tau_2(t,x,y)+\tau_1(t)\right)\dot{s}_2(t)\cdot$$
$$\cdot\left(e^{-j2\pi(f_P-f_s)(\tau_2(t,x,y)-\tau_1(t))}+e^{-j2\pi(f_{VHF}+f_s)(\tau_2(t,x,y)-\tau_1(t))}\right)dt \qquad (1)$$

где: $\hat{\xi}(x,y)$ - коэффициент обратного рассеяния (радиолокационное изображение); $\dot{s}_2(t)$ - сигнал, зарегистрированный в файле суммарной двумерной радиоголограммы (сигнал представляет собой последовательность отраженных и зондирующих импульсов после предварительной согласованной фильтрации на «нулевой» несущей сдвига по частоте и сложения сигналов в 2-х диапазонах частот); $\tau_2(t,x,y)$ - временная задержка сигнала в процессе его переотражения от точечной цели на поверхности Земли с координатами (x,y); $\tau_1(t)$ - временное смещение, вызванное нестабильностью передатчика, оцениваемое в процессе синхронизации; $G_\Sigma(t,x,y)$ - весовая функция, соответствующая движению в пространстве диаграммы направленности (ДН) антенны передающей части и стационарной ДН антенны приемной части БиРЛК.

3. Экспериментальные результаты

В статье приводятся результаты наземного эксперимента по реализации схемы бистатического двухчастотного радиолокационного комплекса.

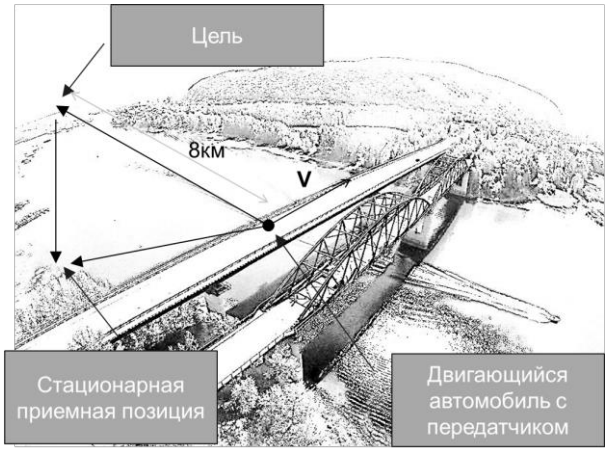


Рис. 2. Геометрия наземного эксперимента.

Рис. 3. Стационарная приемная станция, развернутая в полевых условиях.

Для работы БиРЛК необходимо, чтобы передающая позиция перемещалась в пространстве. В данном случае для организации процесса перемещения использовался

автомобиль, двигающийся по мосту (высота моста примерно 20м). На рисунке 2 показана геометрия съемки.

Рис. 4. Передающая позиция, двигающаяся в процессе излучения по автомобильному мосту через реку Сок (см. географию эксперимента на рисунке 5).

На рисунке 5 показано радиолокационное изображение местности (4×8 км), полученное в процессе эксперимента и совмещенное с оптическим изображением из сервиса Google maps.

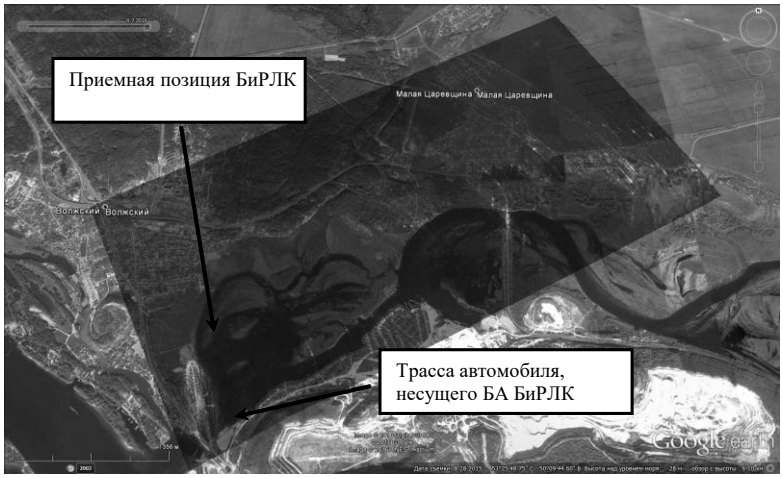


Рис. 5. География эксперимента

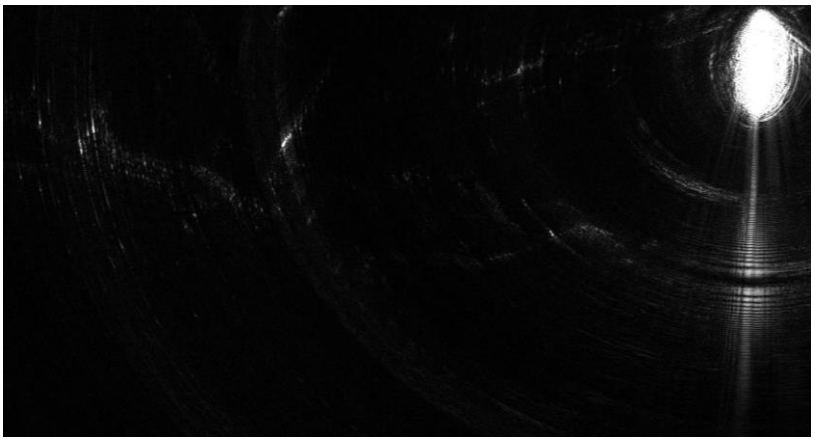


Рис. 6. Радиолокационное изображение (РЛИ) местности в Р диапазоне частот, полоса частот 30МГц, режим излучения ЛЧМ импульсов, шаг пикселей 1.5×1.5м, время синтеза 40с.

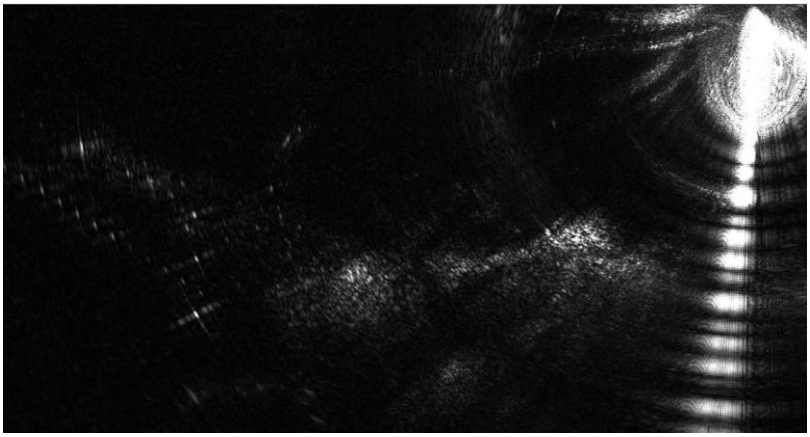


Рис.7. Радиолокационное изображение (РЛИ) местности в VHF диапазоне частот, полоса частот 25МГц, режим излучения ФМС, шаг пикселей 1.5×1.5м, время синтеза 40с.

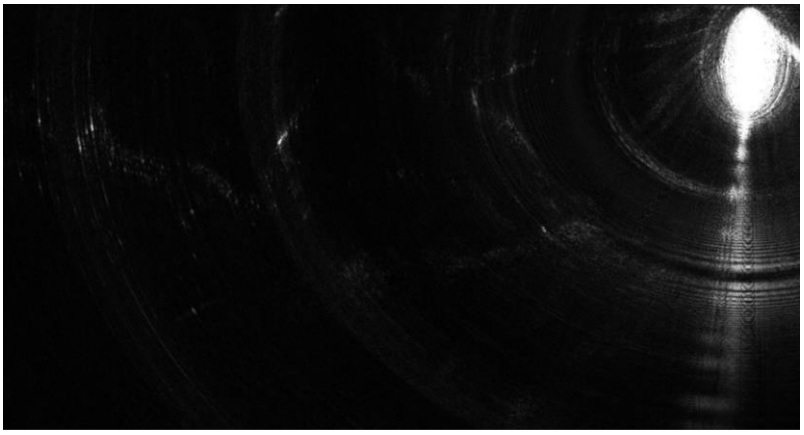


Рис. 8. РЛИ, полученное объединением спектров в P и VHF диапазонов, полоса частот 80МГц, шаг пикселей 1.5×1.5м, время синтеза 40с.

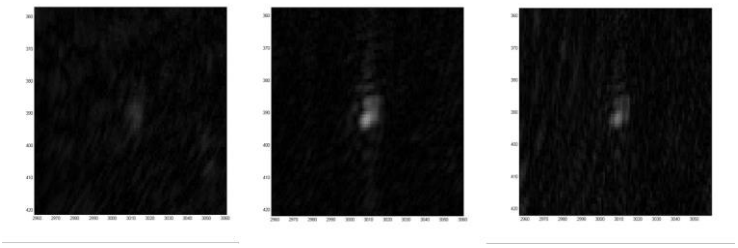


Рис. 9. РЛИ объекта, слева направо РЛИ VHF, P, VHF+P диапазонов, шаг пикселей 1.5×1.5м.

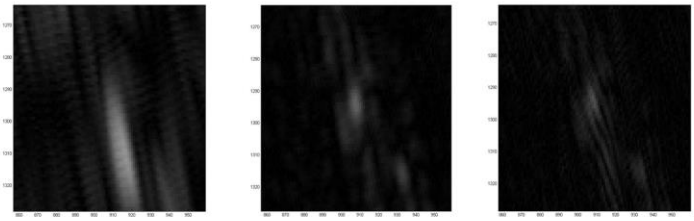


Рис. 10. РЛИ объекта, слева направо РЛИ VHF, P, VHF+P диапазонов, шаг пикселей 1.5×1.5м.

На рисунках 6,7 показаны РЛИ местности в P и VHF диапазонах частот соответственно, полученные в процессе наземного эксперимента, шаг пикселей 1.5×1.5м, время синтеза апертуры 40с. На рисунке 6 использовалась полоса частот 30МГц, что соответствует

пространственному разрешению 5м, на рисунке 7 эффективная полоса частот - 25МГц, что соответствует пространственному разрешению 6м по наклонной дальности.

На рисунке 8 показано РЛИ местности в объединенном P+VHF диапазонах частот, что соответствует пространственному разрешению 3м по наклонной дальности.

На рисунках 9,10 показаны совпадающие фрагменты радиолокационных изображений в VHF, P, VHF+P диапазонах частот иллюстрирующие факт улучшения разрешения.

4. Заключение

По результатам проведенного эксперимента можно сделать вывод, о возможности реализации комплекса бортовой и наземной аппаратуры, программно-алгоритмического обеспечения БиРЛК, обеспечивающего получение радиолокационных изображений в VHF, P диапазонах частот и достижение пространственного разрешения до 2м в режиме P+VHF.

Литература

1. Ramongassie S., Valle P., Orlando G. et al. P-band SAR instrument for BIOMASS// EUSAR. – 2014 – P.1156 –1159.
2. Горячкин О.В. Пути развития радиолокационных космических систем дистанционного зондирова-ния Земли // Вестник СГАУ. – 2010. – №2. – С.92–104.
3. Горячкин О.В. Центр радиолокационного дистанционного зондирования Земли ПГУТИ // Вестник связи. 2016. № 2. С. 24-26.
4. Borisenkov A.V., Goriachkin O.V., Dmitrenok V.I. et al. Bistatic P-band SAR for spacecraft AIST-2 // Procedia Engineering. – 2015. – Vol. 104. – P.1–162.
5. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Бакеев В.Б., Барабошин А.Ю., Невский А.В., Скоробогатов Е.Г. Бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой P-диапазона для МКА «АИСТ-2» // Электросвязь. 2015. № 8. С. 34-39.

References

1. Ramongassie S., Valle P., Orlando G. et al. P-band SAR instrument for BIOMASS// EUSAR. – 2014 – P.1156 –1159.
2. Goriachkin O. Puti razvitija radiolokatsionnykh kosmicheskikh sistem distantsionnogo zondirova-niya Zemli // Vestnik SGAU. – 2010. – №2. – S.92–104.
3. Goryachkin O.V. Tsentr radiolokatsionnogo distantsionnogo zondirovaniya Zemli PGUTI // Vestnik svyazi. 2016. № 2. S. 24-26.
4. Borisenkov A.V., Goriachkin O.V., Dmitrenok V.I. et al. Bistatic P-band SAR for spacecraft AIST-2 // Procedia Engineering. – 2015. – Vol. 104. – P.1–162.
5. Goryachkin O.V., Zhengurov B.G., Bakeyev V.B., Baraboshin A.YU., Nevskiy A.V., Skorobogatov Ye.G. Bistaticheskiy radiolokator s sintezirovannoy aperturoy P-diapazona dlya MKA «AIST-2» // Elektrosvyaz'. 2015. № 8. S. 34-39.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ ЛЧМ-СИГНАЛА

А. А. Колчев[1], И. А. Егошин[2]

[1]ФГАОУ ВО «Казанский (Приволжский) федеральный университет» (КФУ), Казань, Россия
[2]ФГБОУ ВО «Марийский государственный университет» (МарГУ), Йошкар-Ола, Россия

Аннотация. В работе представлена модель сигнала разностной частоты на выходе системы обработки ЛЧМ сигналов методом сжатия в частотной области. В рамках этой модели рассмотрено два вида зависимостей времени запаздывания сигнала от частоты: линейная и квадратичная. На основе имитационного моделирования исследованы энергетические потери при квазиоптимальной обработке сигналов с ЛЧМ из-за дискретности измерений, наличия шумовой составляющей и диффузной многолучевости.

Ключевые слова: модель ЛЧМ-сигнала; оптимальная обработка сигнала; моделирование погрешностей; дискретная и непрерывная многолучевость.

ENERGY LOSSES MODELING IN THE QUASI-OPTIMAL CHIRP SIGNAL PROCESSING

A. A. Kolchev[1], I. A. Egoshin[2]

[1]FSAEI of HE “Kazan (Volga region) Federal University” (KFU), Kazan, Russia
[2]FSBEI of HE “Mari State University” (MarSU), Yoshkar-Ola, Russia

Abstract. The paper presents a model of the difference frequency signal at the output of the chirp signal processing system by a compression in the frequency domain. Under this model, considered two kinds of delay time dependencies from frequency of the signal: linear and quadratic. On the basis of computer simulation the energy losses due to the discrete measurements, presence of the noise component and the diffuse multipath in the quasi-optimal chirp signal processing are investigated.

Keywords: chirp signal model; optimal signal processing; errors modeling; discrete and diffuse multipath.

1. Введение

Ионосферный коротковолновой (КВ) радиоканал является многолучевым радиоканалом с частотной дисперсией, что приводит к замираниям сигнала на выходе приемника. Характер этих замираний зависит как от параметров канала распространения, так и параметров излучаемого сигнала, из-за чего необходимо использовать различные модели каналов для описания ионосферного распространения КВ сигналов (например, модель канала с постоянными параметрами; с медленными общими замираниями; с параметрами, зависящими от частоты и с быстрыми замираниями и т.п. [1, 2]).

Считается, что использование широкополосных КВ сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и оптимальных методов их обработки позволяет разделять ионосферные моды распространения и избавляться от межмодовой интерференции [3]. В связи с этим, для описания распространения КВ сигналов с ЛЧМ используют модель канала с дискретной многолучевостью [3, 4].

В работах [5, 6], в рамках модели канала с дискретной многолучевостью, предложен и экспериментально апробирован метод квазиоптимальной обработки сигналов с ЛЧМ в ионосферном коротковолновом радиоканале на основе оценки фазочастотной характеристики (ФЧХ) радиоканала по ионограммам наклонного зондирования ионосферы. Но в этих работах не оценено влияние погрешностей в восстановлении ФЧХ радиоканала на результаты обработки по предложенной методике. Кроме того, в этом методе предполагается, что канал распространения обладает только дискретной многолучевостью, хотя в реальных каналах присутствует и непрерывная (диффузная) многолучевость.

Целью работы является моделирование влияния погрешностей в восстановлении ФЧХ из-за дискретности измерений, наличия шумовой составляющей и диффузной многолучевости на результаты квазиоптимальной обработки ЛЧМ – сигнала.

2. Основные положения и методика квазиоптимальной обработки

Основными характеристиками радиоканала являются его импульсная реакция и передаточная функция. Если используется модель канала с постоянными параметрами, то сигнал на выходе радиоканала $a_{\text{вых}}(t)$, без учета частотной дисперсии и шумов, можно записать в следующем виде: $a_{\text{вых}}(t) = \mu \cdot a_{\text{вх}}(t-\tau)$, где μ – коэффициент передачи, τ – время распространения сигнала в канале. Передаточную функцию такого канала $H(f)$ с начальной частотой f_o и полосой Δf можно представить как:

$$H(f) = |H(f_o)| \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot \tau \cdot (f - f_0)), \text{ где } |H(f_o)| = \mu.$$

Если $h(t)$ – импульсная реакция такого канала, то ее длительность $\Delta t \approx \frac{1}{\Delta f}$. То есть $\Delta t \cdot \Delta f \approx 1$. Модель КВ канала с замираниями связана с многолучевым распространением. При этом сигнал на выходе многолучевого канала можно записать в виде:

$$a_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^{M} \mu_i \cdot a_{\text{вх}}(t-\tau_i),$$

где M – количество лучей, μ_i – коэффициент передачи, τ_i – время распространения сигнала по i-му лучу. Пусть $\Delta\tau = \max \tau_i - \min \tau_i$ – разность между наибольшим и наименьшим значениями τ_i (эта величина называется временем многолучевого уширения). Для модели многолучевого радиоканала $\Delta t \approx \Delta\tau$.

Если величины τ_i распределены непрерывно по интервалу $\Delta\tau$ с незначительным отличием времени распространения по соседним лучам ($|\tau_i - \tau_{i-1}| \cdot \Delta f << 1$) то говорят о непрерывной («диффузной») многолучевости. Если значения τ_i сосредоточенны в некоторых неперекрывающихся промежутках, то говорят, что наблюдается дискретная многолучевость [2] (рисунок 1, а). Необходимо отметить, что при дискретной многолучевости (многомодовое распространение) может иметь место непрерывная многолучевость в пределах одного дискретного интервала запаздывания (в рамках

отдельной моды распространения) – расплывание сигналов (рисунок 1, б – две моды распространения внутри каждой из которых реализуется непрерывная многолучевость).

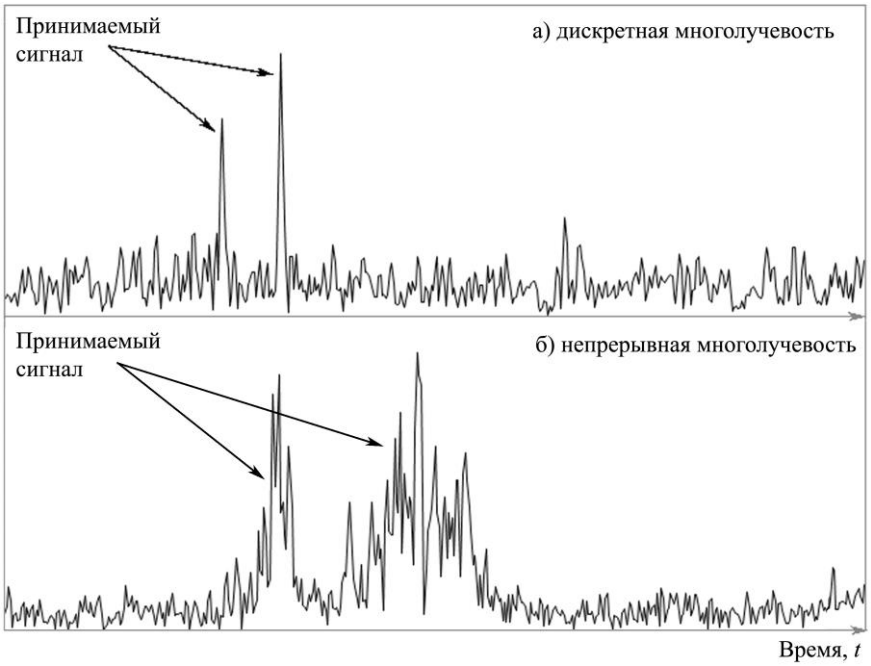


Рис. 1. Дискретная многолучевость (а) и непрерывная многолучевость (б).

Методика квазиоптимальной обработки сигналов с ЛЧМ методом сжатия в частотной области [6] предполагает дискретную модель многолучевости.

Излучаемый сигнал с линейной частотной модуляцией можно представить в виде:

$$a(t)=\begin{cases} a_o \cdot \exp\left[j(2\pi \cdot f_o t + \pi \dot{f} t^2) \right], & t \in [0,T] \\ 0, & t \notin [0,T] \end{cases}, \qquad (1)$$

где f_O – начальная частота; $\dot{f} = df / dt$ – скорость изменения частоты; a_O – амплитуда; T – длительность сигнала. Мгновенная частота его равна $f_{изл}(t) = f_o + \dot{f} t$, а полоса частот – $\Delta f = \dot{f} T$. Для многолучевого КВ-радиоканала сигнал в точке приема можно записать в виде:

$$a_{пр}(t) = \sum_{i=1}^{M} a_{1i} \cdot \exp\left[j2\pi \cdot f_o (t-\tau_i) + \pi \dot{f} (t-\tau_i)^2 \right], \qquad (2)$$

где M – количество принимаемых мод, a_{1i} – амплитуда сигнала i-й моды, τ_i – время фазового запаздывания сигнала i-й моды. В общем случае, из-за частотной дисперсии, амплитуда и время фазовой задержки принимаемого сигнала есть функции времени излучения: $a_{1i} = a_{1i}(t)$ и $\tau_i = \tau_i(t)$.

Обработка принятого сигнала методом сжатия в частотной области состоит в умножении его на сигнал гетеродина, комплексно-сопряженный излучаемому сигналу,

и в анализе спектра полученного в результате сигнала [3]. Этим операциям с сигналом соответствуют следующие математические соотношения:

$$A(t) = a_{пр}(t) \cdot a_{изл}^{*}(t) \qquad S(F) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \cdot e^{-j2\pi Ft} dt \qquad (3)$$

где $A(t)$ – сигнал разностной частоты. Из выражений (1) и (2) находим:

$$A(t) = \sum_{i=1}^{M} a_{2i}(t) \exp[\, j\varphi_{разi}(t)],$$

где $a_{2i}(t) = a_{1i}(t)a_o$, $\varphi_{разi}(t) = \dot{f}\,\tau_i t - \frac{\tau_i^2}{2}\dot{f} + f_o\tau_i$.

Если частотной дисперсией на масштабе полосы частот сигнала можно пренебречь ($a_{2i}(t) = const$ и $\tau_i(t) = const$), то мгновенная частота разностного сигнала F_i i-й моды не зависит от времени: $F_i = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi_{разi(t)}}{dt} = \dot{f}\,\tau_i$, следовательно, разностный сигнал i-й моды является гармоническим сигналом с амплитудой a_{2i} и частотой $f_{разi}$. При его спектральном анализе каждой принимаемой моде будет соответствовать своя спектральная составляющая на частоте F_i со спектральной плотностью $a_{2i}T$ и шириной $1/T$. Если дисперсией пренебречь нельзя, то мгновенная частота разностного сигнала не будет постоянной: $F_i = F_i(t)$ и происходят энергетические потери при обработке разностного сигнала. Поэтому необходимо согласовать обработку принимаемого сигнала с вариациями его амплитуды и фазы. Для этого сигнал гетеродина должен быть комплексно-сопряженным принимаемому сигналу:

$$a_{Г}(t) = a_{изл}^{*}(t) \cdot a_{2i}(t) \cdot \exp(-j \cdot \int_{0}^{t} F_i(t)dt).$$

Для оценки зависимостей $a_{2i}(t)$ и $F_i(t)$ в широкой полосе частот Δf сигнал разбивается на N перекрывающихся элементов с полосой $\Delta f_э$ длительностью $T_э$ и частотным смещением между элементами $\Delta f_{см}$ длительностью $T_{см}$, что соответствует дискретизации передаточной функции по частоте (рисунок 2).

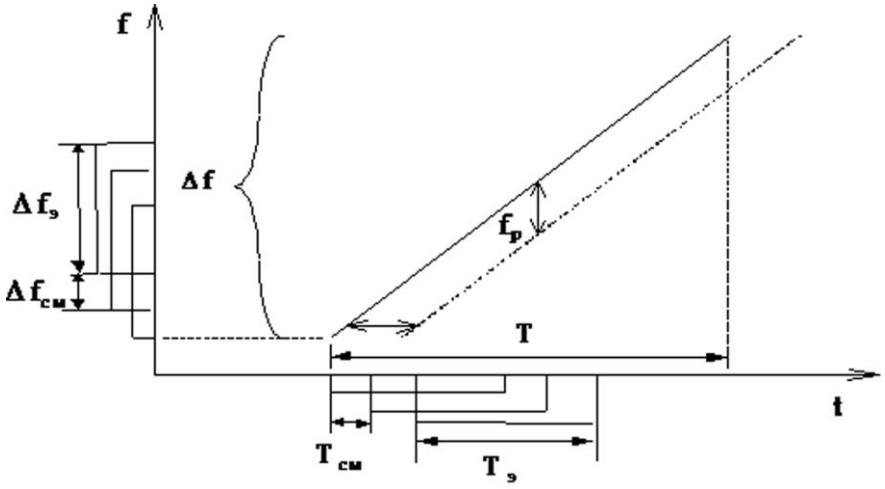


Рис. 2. Поэлементная обработка сигнала.

Каждый *k*-й элемент сигнала подвергается спектральному анализу, и определяются амплитуда H_{ki} и частота $f_{p\,ki}$ спектральной составляющей соответствующей *i*-й моде. Для сглаживания случайных колебаний дискретные отсчеты H_{ki} и $f_{p\,ki}$ аппроксимируются полиномами степени n и m: $H_{ni}(t)$ и $f_{p\,mi}(t)$ соответственно. Умножение $A(t)$ на комплексный множитель $H_{ni}(t)\exp(-2\pi\, j\cdot\int_0^t f_{pmi}(t)dt)$ компенсирует фазовое и амплитудное рассогласование между принимаемым сигналом *i*-й моды и сигналом гетеродина, и обработка снова становится оптимальной.

3. Моделирование погрешностей

В работе [4] показано, что основное влияние на потери при обработке оказывает фазовое рассогласование. В связи с этим рассматривалось влияние на результаты квазиоптимальной обработки ЛЧМ-сигнала дискретности измерений $f_{p\,ki}$, а так же влияние погрешностей в восстановлении зависимости $F_i(t)$ из-за наличия аддитивной шумовой составляющей и непрерывной (диффузной) многолучевости.

а. Общее описание модели

Для оценки погрешностей рассматривалась модель анализируемого сигнала в полосе $\Delta f = 1$ МГц на выходе приемника следующего вида:

$$A_{вых}(t) = \sum_{i=1}^{M} A_i(t) + a_n(t),$$

где $A_i(t) = a_{2i}\cdot\cos(\varphi_{0i} + \dot{f}\cdot\tau_i(f)\cdot t)$ – сигнал *i*-й моды, φ_{0i} – его начальная фаза, $a_n(t)$ – аддитивный белый шум.

Параметры обработки сигнала были выбраны в соответствии с работой [6]: скорость перестройки частоты $\dot{f}$ = 100 *кГц/с*, $\Delta f_э = 100\,кГц$ (разрешение по времени группового запаздывания 10 мкс), $\Delta f_{см} = 20\,кГц$.

В модели дискретной многолучевости для отдельной моды распространения $M = 1$ и $A_{вых}(t) = a_{21}\cdot\cos(\varphi_{01} + \dot{f}\cdot\tau_1(f)\cdot t) + a_n(t)$.

В рамках этой модели канала рассматривалось два вида зависимостей времени запаздывания сигнала от частоты $\tau_1(f)$ ($f = f_o + \dot{f}\,t$) в полосе частот сигнала $\Delta f = 1$ МГц: линейная - $\tau_1(f) = \tau_{o1} + \tau'_o\cdot f$, где $\tau'_o = \dfrac{d\tau}{df} = const$, $\tau_{o1} = \tau_1(f_o)$ (на рисунке 3, а – сплошная линия) и квадратичная - $\tau_1(f) = \tau_{o1} + A\cdot f^2$, где $A = \tau_1(1\text{ МГц}) - \tau_{o1}$ (на рисунке 3, б – сплошная линия).

При этом случайными считались амплитуда a_{21} (диапазон изменений: $a_{21}\in[0;a_{\max}]$), начальная фаза φ_{o1} (диапазон изменений: $\varphi_{o1}\in[0;2\pi]$) и τ_{o1} (диапазон изменений: $\tau_{o1}\in[\tau_{o1\min};\tau_{o1\min}+10\,\text{мкс}]$, размах вариаций τ_{o1} составил 10 мкс, что

соответствует разрешению по времени запаздывания). Предполагалось равномерное распределение всех случайных величин в указанных диапазонах.

В модели канала с непрерывной многолучевостью количество лучей в одномодовом канале $M > 1$. Расстояние между соседними лучами $|\tau_i - \tau_{i-1}|$ было принято постоянным и равным 0,25 мкс, т.е. на ячейку разрешения в 10 мкс приходилось 40 лучей. Амплитуда этих лучей менялась по закону косинуса $a_{2i} = \cos\left(\pi\left(\frac{i}{M} - \frac{1}{2}\right)\right)$.

б. Моделирование потерь из-за дискретности измерений

Эффективность компенсации оценивалась по отношению P_2 / P_1, где P_2 равно отношению сигнал/шум (S/N) в спектре сигнала разностной частоты при отсутствии искажений ($\tau(f) = \tau_o = const$), а P_1 равно S/N для случая компенсации искажений в соответствии с методикой описанной в подразделе (а). Чем ближе P_2 / P_1 к единице, тем эффективней компенсация.

По результатам имитационного моделирования построены графики зависимости P_2 / P_1 (рисунок 3, в – для линейной модели и рисунок 3, г – для квадратичной) от отношения сигнал/шум при отсутствии частотной дисперсии ($\tau'_o = 0$) и от величины наклона τ'_o кривой $\tau(f)$ при отсутствии шума ($a_n(t) = 0$).

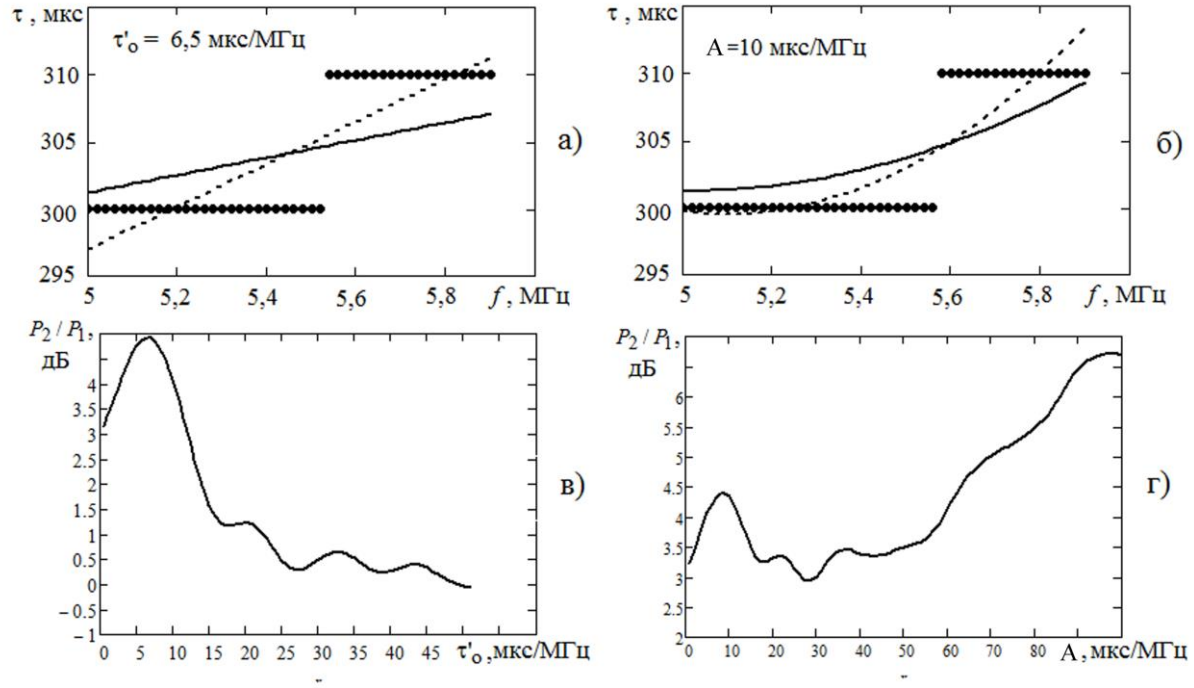


Рис. 3. Результаты измерений при линейной зависимости $\tau(f)$ (а) и при квадратичной зависимости $\tau(f)$ (б) и соответствующие графики потерь из-за дискретности измерений (в) и (г) в дБ.

На рисунке 3 (а, б) точками отмечены результаты измерений, сплошной линией – линейная и квадратичная модели соответственно, пунктирной линией – уравнение регрессии. Графики получены при скорости наклона кривой $\tau(f)$ равной 6,5 мкс/МГц для линейной модели и параметре *A* равному 10 мкс/МГц для квадратичной.

Из рисунка 3 (в, г) видно, что для линейной модели максимальные потери достигаются на 6,5 мкс/МГц в 4,925 дБ, второй максимум – на 20 мкс/МГц в 1,228 дБ, а для квадратичной модели – первый максимум на 9 мкс/МГц в 4,52 дБ, второй – на 22 мкс/МГц в 3,49 дБ. Следовательно, первые локальные максимумы величины потерь для обеих моделей достигаются во второй половине ячейки разрешения по времени запаздывания, равной 10 мкс.

Для квадратичной модели после достижения параметром *A* величины, равной 60 мкс/МГц зависимость почти линейная с уравнением регрессии $y(дБ) = 0{,}107 \cdot x(мкс) - 2{,}284$.

в. Моделирование потерь из-за наличия аддитивного шума

Моделирование проводилось для линейной зависимости $\tau(f)$. Для измерения потерь при наличии шума варьировалась амплитуда сигнала $a_{2i} \in [0; a_{\max}]$ (шаг изменений амплитуды составил $0{,}05\, a_{\max}$) при белом шуме $a_n(t)$ с неизменной спектральной плотностью мощности $n_o^2 = const$ и величине наклона по задержке τ_o' равной 1 мкс/МГц. Эффективность компенсации оценивалась по тому же отношению P_2 / P_1, что и в подразделе (б).

На рисунке 4 представлен график зависимости P_2 / P_1 от отношения сигнал/шум в дБ.

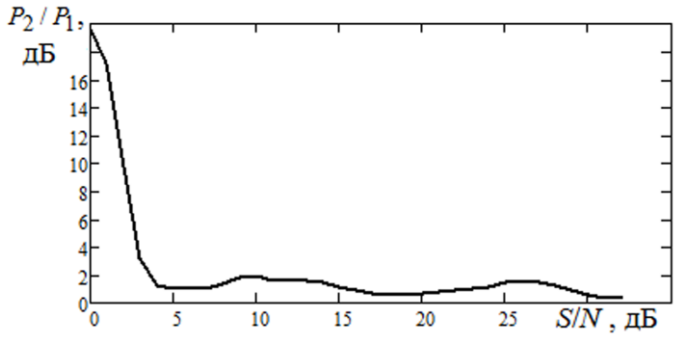


Рис. 4. График зависимости потерь от отношения сигнал/шум.

Из рисунка 4 видно, что при отношении *S/N* равным 4 дБ потери не превосходят 2 дБ. Это связано с тем, что для некоторых значений отношения сигнал/шум влиянием шума на результаты обработки можно пренебречь.

г. Моделирование потерь из-за диффузности

Для тех же параметров обработки и модели сигнала с линейной зависимости $\tau(f)$, измерение потерь производилось при отсутствии шума ($a_n(t)=0$) для сигналов с шириной моды по задержке $\Delta\tau$ равной 1 мкс, 5 мкс и 10 мкс, отмеченных на рисунке 5 сплошной линией, пунктирной линией и кружками соответственно. Параметры моделирования выбраны таким образом, чтобы ширина моды не превосходила разрешающей способности по времени запаздывания (в результате измерения «диффузность» моды не видна).

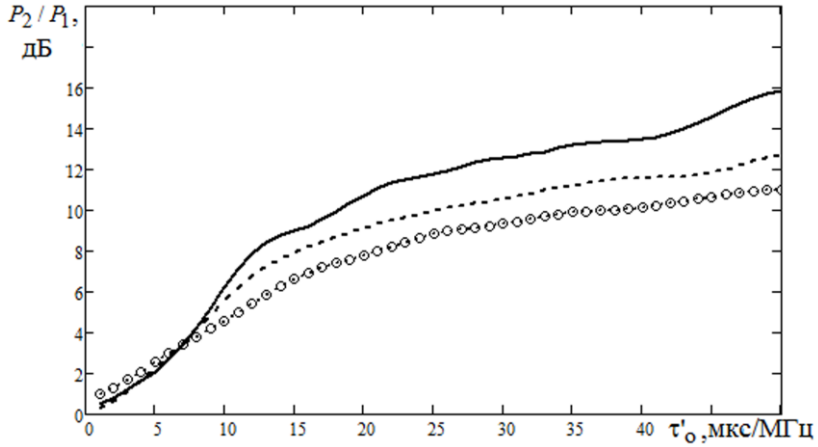


Рис. 5. Графики потерь в зависимости от скорости наклона по задержке τ'_o для сигналов с разными значениями ширины моды Δt.

Средний проигрыш при уширении моды $\Delta\tau$ с 1 на 5 мкс составил 1,552 дБ, а с 1 на 10 мкс – 2,588 дБ. Из чего следует, что при реализации фильтра, максимизирующего выходное отношение сигнал/шум, необходимо учитывать не только дискретную, но и непрерывную многолучевость.

4. Заключение

В работе представлена модель сигнала разностной частоты на выходе системы обработки ЛЧМ сигналов методом сжатия в частотной области, которая позволила провести исследования энергетических потерь при квазиоптимальной обработке сигналов с ЛЧМ из-за дискретности измерений, наличия шумовой составляющей и диффузной многолучевости. В результате моделирования установлено, что даже если мы не обнаруживаем (из-за ограниченности инструментальной разрешающей способности) наличия частотной зависимости $\tau(f)$ или диффузной многолучевости, то происходят значительные потери при квазиоптимальной обработке. Показано, что при отношении сигнал/шум более 4 дБ потери не превосходят 2 дБ.

5. Благодарности

Работа выполнена за счет средств субсидии, выделенной в рамках государственной поддержки Казанского (Приволжского) федерального университета в

целях повышения его конкурентоспособности среди ведущих мировых научно-образовательных центров.

Литература

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов.радио, 1970. – 325 с.
2. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. М.: Связь, 1971. – 376 с.
3. Филипп Н. Д., Блаунштейн Н. Ш., Ерухимов Л. М., Иванов В. А., Урядов В. П. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере. Кишинев: Штиинца, 1991. – 286 с.
4. Иванов В. А., Иванов Д. В., Колчев А. А. Исследование особенностей дисперсионных характеристик радиоканалов с помощью ЛЧМ – ионозонда. // Изв. ВУЗов: Радиофизика, 2001. Т. XLIV, № 3. – С. 241-254.
5. Колчев А. А., Батухтин В. И., Иванов В. А., Шумаев В. В. Коррекция дисперсионного рассогласования ЛЧМ-сигнала, вызванного распространением в ионосфере. // Распространение радиоволн: Тез. докл. XIX Всерос. науч. конф. Казань, 22-25 июня, 1999. – С. 116-117.
6. Колчев А. А., Иванов В. А., Иванов Д. В. Коррекция широкополосных коротковолновых ионосферных радиоканалов. // Радиотехника и электроника, 2003, Т. 48, № 6. – С. 688-697.

References

1. Flink L. M. The theory of discrete messages transfer. Moscow: Soviet radio, 1970. – 325 p.
2. Stein S., Jones J. Modern communicaition principles. McGraw-Hill, 1971. – 376 p.
3. Filipp N. D., Blaunshtein N. Sh., Eruhimov L. M., Ivanov V. A., Uryadov V. P. Modern methods for studying dynamic processes in the ionosphere. Kishinev: Shtiniza, 1991. – 286 p.
4. Ivanov V. A., Ivanov D. V., Kolchev A. A. Analysis of the Dispersion Characteristic Features of Radio Channels Using a Chirp Ionosonde. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2001. Vol. XLIV, No. 3. – Pp. 241-254.
5. Kolchev A. A., Batuhtin V. I., Ivanov V. A., Shumaev V. V. Correction of the dispersion error of the chirp signal caused by propagation in the ionosphere. // Propagation of radio waves: Theses of reports. Kazan, 22-25 june, 1999,. – Pp. 116-117.
6. Kolchev A. A., Ivanov V. A., Ivanov D. V. Correction of broadband HF ionospheric radio channels. // Radio engineering and electronics, 2003, Vol. 48, No. 6. – Pp. 688-697.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ КАК ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ СТРАТЕГИЧЕСКОГО ЗВЕНА

Л.А. Пшеничных, П.С. Ференец

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В настоящее время эффективное управление перспективной системой связи невозможно без использования автоматизированной системы управления, предусматривающей автоматизацию процессов контроля и управления связью на всех взаимодействующих между собой пунктах управления и элементах системы связи.

Автоматизированная система управления связью (АСУС) стратегического звена предназначена для повышения эффективности контроля состояния и управления автоматизированной системой связи в процессе организации каналов (сетей) связи централизованного боевого и оперативного боевого управления (в установленные сроки с требуемым качеством), обеспечения устойчивого обмена информацией оперативного боевого управления и взаимодействия различных пунктов управления (как мобильных, так и стационарных).

В докладе будут представлены назначение, основные принципы создания АСУС стратегического звена, ее функции, а также структура с точки зрения оперативной, функциональной и физической архитектур.

Основой АСУС стратегического звена должны стать действующие и перспективные комплексы автоматизации управления связью (КАУС) различных пунктов управления и элементов системы связи, обеспечивающие автоматизированное решение трех групп взаимодействующих задач:

- задач технологического управления и контроля средств связи;

- задач оперативно-технического управления связью;

- задач административной деятельности должностных лиц дежурных смен связи.

В докладе будут рассмотрены способы организации информационного взаимодействия КАУС различных пунктов управления, как элементов АСУС, а также особенности используемых технических средств, обеспечивающих обмен информацией.

Ключевые слова: система связи, АСУС, АУС, КАУС, уровни управления, пункты управления, протоколы совместимости, формализация, транспортная сеть.

AUTOMATED COMMUNICATION MANAGEMENT SYSTEM AS A TOOL FOR INCREASING MANAGEMENT EFFICIENCY OF STRATEGIC UNIT AUTOMATED COMMUNICATION SYSTEM

L.A. Pshenichnyh, P.S. Ferenec

JSC «Concern «Sozvezdie»

Abstract. Currently, effective management of a prospective communication system is impossible without using of automated management system that provides communication control and management processes automation at all interacting control points and

communication system elements.

The automated communication management system (ASUS) of the strategic unit is designed for increasing efficiency of state control and automated communication system management in the process of communication channels (networks) organization for centralized combat and operative combat management (within the time limits and with required quality), providing stable operative combat management information exchange and for interaction of various control points (both mobile and stationary).

The report will present the purpose, the main principles for the strategic unit ASUS establishment, its functions, as well as the structure in terms of operative, functional and physical architectures.

The basis of the strategic unit ASUS should be existing and prospective complexes of communication management automation of various control points and communication system elements that provide an automated solution for three groups of interacting tasks:

- tasks of communication facilities technological management and control;

- tasks of operative and technical communication management;

- tasks of administrative operations of duty shifts officials.

The report will consider ways to organize information interaction between the KAUS of various control points as elements of the ASUS, as well as the specific features of the current technical facilities proving information exchange.

Keywords: communication system, ASUS, AUS, KAUS, management levels, control points, compatibility protocols, formalization, transport network.

1. Введение

В настоящее время эффективность функционирования любых систем управления в значительной мере определяется уровнем и качеством автоматизации управления. Система военной связи не является исключением, ведь подавляющее большинство современных средств связи предполагают дистанционное автоматизированное управление и контроль. Автоматизация облегчает процесс мониторинга состояния средства связи и сложной настройки большого количества параметров функционирования.

Кроме того, помимо локальной автоматизации управления средствами связи, возникает необходимость автоматизации централизованного контроля и управления связью «по вертикали» на всех уровнях управления связью. Поэтому эффективное управление перспективной системой связи может быть обеспечено только использованием автоматизированной системы управления связью (АСУС), предусматривающей автоматизацию процессов контроля и управления связью на всех взаимодействующих между собой пунктах управления и элементах системы связи [1].

2. Назначение автоматизированной системы управления связью

Разрабатываемая в настоящее время автоматизированная система управления связью стратегического звена предназначена для повышения эффективности контроля и управления автоматизированной системой связи в процессе организации каналов

(сетей) связи централизованного боевого и оперативного боевого управления (в установленные сроки с требуемым качеством), обеспечения устойчивого обмена информацией оперативного боевого управления и взаимодействия пунктов управления связью (как мобильных, так и стационарных) на различных уровнях управления.

Автоматизированная система управления связью стратегического звена должна обеспечивать:

- контроль состояния автоматизированных узлов и комплексов средств связи и обстановки по связи путем автоматизации решения задач технологического управления средствами связи;

- поддержание устойчивого функционирования автоматизированной системы связи в различных условиях обстановки путем автоматизации решения задач оперативно-технического управления связью;

- координацию функционирования взаимодействующих элементов системы связи путем организации информационного взаимодействия должностных лиц дежурных смен связи.

Организация оперативного и технологического управления ресурсами узлов связи, средствами и каналами связи, а также поддержание связности смежных узлов и элементов системы связи должны быть реализованы на основе разработки и внедрения комплексов автоматизации управления связью (КАУС) на подвижных и стационарных пунктах управления связью.

Действующие и перспективные комплексы автоматизации управления связью различных пунктов управления и элементов системы связи, объединенные каналами транспортной сети обмена информации, должны стать основой для создаваемой автоматизированной системы управления связью стратегического звена.

В состав типового КАУС входят следующие основные элементы:

- аппаратно-программные средства автоматизации – автоматизированные рабочие места должностных лиц (АРМ ДЛ);

- сервер базы данных (для пунктов управления связью с распределенной системой управления);

- устройства сопряжения АРМ ДЛ со средствами связи для обеспечения их дистанционного управления и контроля по последовательным стыкам и стыкам типа «провод-команда»;

- средства организации внутриузлового и межузлового обмена - коммутаторы, маршрутизаторы, медиа-конверторы и т.д.

Перечень параметров дистанционного контроля и управления, определяющие степень автоматизации решения задач контроля и управления средствами связи, определяется исходя из технических возможностей конкретных комплексов и средств связи, входящих в контур управления, в соответствии с реализованными в них протоколами дистанционного управления.

Перечень и количество автоматизированных рабочих мест в составе КАУС определяется исходя из штатного расписания дежурной смены узла связи (в соответствии с рангом узла связи) с учетом количества и особенностей эксплуатации

устанавливаемой аппаратуры связи. Наряду с АРМ ДЛ пунктов управления узлом связи, в состав КАУС автоматизированного узла связи (АУС) рангов управления от дивизии и выше включаются автоматизированные рабочие места офицеров пунктов управления связью.

3. Структура автоматизированной системы управления связью

Рассмотрим структуру автоматизированной системы управления связью стратегического звена с точки зрения оперативной, функциональной и физической архитектуры.

Оперативная архитектура автоматизированной системы управления связью отображает совокупность взаимоувязанных и согласованных по задачам, месту и времени действий автоматизированных узлов связи, комплексов средств связи, вынесенных элементов системы связи [2].

Организационно-техническая структура автоматизированной системы управления связью стратегического звена строится в соответствии с иерархией пунктов управления стратегического звена и организационно-технической структурой системы связи.

Функциональная архитектура любой автоматизированной системы управления должна охватывать все уровни управления и отображать концептуальные основы и уровни интеграции управления и способы их реализации [2].

В составе автоматизированной системы управления связью стратегического звена можно выделить следующие уровни управления [3]:

- организационный;
- оперативно-технический;
- технологический.

На организационном уровне управления связью должна обеспечиваться автоматизация решения следующих основных задач:

- организация деятельности дежурных смен связи в ходе планирования связи, развертывания, технической эксплуатации и ремонта;
- разработка плана мероприятий по обеспечению контроля безопасности передачи информации;
- разработка и передача оперативно-технической информации для управления средствами связи.

К организационному уровню управления относятся АРМ, операторы которых получают информацию на основе данных, собираемых на более низких уровнях управления, обобщают ее и, не передавая ее далее, принимают на ее основе решения, передаваемые в виде команд на более низкие уровни. Операторы таких АРМ самостоятельно не производят каких-либо воздействий на средства связи. К данному уровню управления можно отнести АРМ офицеров пунктов управления связью.

На оперативно-техническом уровне управления связью должна обеспечиваться автоматизация решения следующих основных задач:

- организация каналов (сетей) связи централизованного боевого управления;
- обеспечение устойчивого обмена информацией оперативного боевого

управления, оповещения;

- обеспечение взаимодействия с вышестоящими, равными и подчиненными пунктами управления в установленные сроки с требуемым качеством;

- организация служебной связи на пункте управления;

- сбор, документирование и отображение информации о состоянии сетей связи и их элементов;

- сбор, отображение и документирование информации об отказах/восстановлениях средств связи и автоматизации;

- восстановление сетей связи путем реконфигурации сетей с перераспределением информационных потоков;

- корректировка маршрутно-адресной документации.

К оперативно-техническому уровню управления относятся АРМ, операторы которых получают информацию на основе данных, собираемых на своем и более низких уровнях управления, которую они передают на верхние уровни. На основании команд, поступающих с верхних уровней управления, а также инициативно, операторы АРМ производят воздействия на средства связи. К данному уровню управления можно отнести АРМ должностных лиц пунктов управления узлом связи.

На технологическом уровне управления связью должно быть обеспечено дистанционные контроль и управление элементами узла связи с требуемыми эксплуатационными характеристиками.

К технологическому уровню управления относятся рабочие места операторов средств и комплексов связи, основной задачей которых является управление и обслуживание изделий при невозможности выполнения данных функций с АРМ ДЛ дежурной смены связи. Как правило, подобные рабочие места операторов включаются в состав средств связи. К средствам автоматизации технологического уровня следует отнести также всевозможные средства снятия информации и передачи команд на средства связи, преобразователи интерфейсов, транспортные станции и т.д. Как правило, подобные средства функционируют без участия человека.

Физическая архитектура должна определять физические границы реализации основных элементов автоматизированной системы управления связью и связей между ними, а также с внешними системами [2].

Физические границы элементов автоматизированной системы управления связью стратегического звена совпадают с физическими границами пунктов управления, на которых они размещаются.

Для повышения надежности работы системы связи стратегического звена должно обеспечиваться автономное функционирование отдельных КАУС в децентрализованном режиме, а, при необходимости, и возможность функционирования при взятии управления на ступень выше штатной.

Вместе с тем, КАУС вышестоящей структуры должен иметь возможность не только решать задачи своего уровня, но и иметь возможность контролировать подчинённые структуры и взаимодействовать с ними.

4. Основные принципы организации взаимодействия узлов связи

В настоящее время для обмена информацией между должностными лицами немодернизированных АУС, т.е. не оборудованных КАУС, используются комплексы Э1391. Данные комплексы, используя организованные каналы связи, осуществляют передачу файлов (электронных документов). Формирование и обработка файлов производятся в ручном режиме.

Для автоматизации информационного взаимодействия КАУС разработаны межузловые протоколы совместимости АУС различных уровней управления, которые обеспечивают организационную, информационную, лингвистическую и программную совместимость КАУС взаимодействующих АУС. В данных протоколах формализованы запросы, команды и директивы по связи, а также ответные и инициативные сообщения, содержащие информацию о состоянии различных элементов связи. Формализация сообщений позволяет в автоматическом режиме формировать и обрабатывать управляющие и отчетные документы по связи, циркулирующие между АУС. Кроме того, разработанные протоколы поддерживают обмен неформализованными электронными документами.

Автоматизация информационного взаимодействия КАУС различных пунктов управления в настоящее время позволяет в автоматическом режиме осуществлять сбор и обработку информации о состоянии средств связи, а также сбор и обработку информации о состоянии каналов связи на информационных направлениях. Это позволяет оперативно принимать решения об организации резервных каналов связи, тем самым сокращая время перерывов по связи. Команды на организацию связи также оперативно доводятся на взаимодействующие АУС с использованием межузловых протоколов. Тем самым отпадает необходимость «телефонной договоренности» при организации связи.

Информационное взаимодействие КАУС различных пунктов управления, как элементов АСУС, осуществляется с помощью коммуникационных ресурсов, связанных между собой в единую транспортную сеть обмена информацией. Транспортная сеть обмена информацией АСУС стратегического звена, в настоящее время строится несколькими способами:

С использованием TCP-соединений в развертываемой в настоящее время сети передачи данных (СПД) МО РФ. IP-адреса КАУС АУС стратегического звена (в соответствии с «Положением о распределении и учете адресов IP и доменных имен в сети передачи данных МО РФ») включаются в единую базу IP-адресов МО РФ по мере их разработки и внедрения. В данную сеть включаются КАУС АУС от уровня дивизии и выше. При передаче информации с использованием открытого сегмента СПД МО РФ, закрытие информации осуществляется с использование криптомаршрутизатора из состава АУС. При передаче информации с использованием закрытого сегмента СПД МО РФ, закрытие информации осуществляется средствами СПД. Скорость обмена до 512 Кбит/с.

С использованием TCP-соединений в сети, организованной станциями каналообразования, по волоконно-оптическим линиям связи (с выходом в ЕСЭ РФ) с

резервированием отдельных трактов радиорелейной связью. Данный способ организации взаимодействия КАУС наиболее широко должен использоваться в позиционном районе дивизии. В данном случае закрытие информации осуществляется через криптомаршрутизатор из состава АУС (комплексов средств связи). Скорость обмена до 64 Кбит/с.

С использованием интегрированного комплекса обмена информацией Э1848, в соответствии с правилами информационного обмена, описанными в протоколе информационного взаимодействия комплексов Э1848 с КАУС. Комплексы Э1848, производства КНИИТМУ, обеспечивают обмен защищенной информацией между взаимодействующими КАУС по заранее организованным каналам радио, спутниковой либо проводной связи. Закрытие информации осуществляется встроенными средствами Э1848. Данный вариант организации информационного взаимодействия КАУС предлагается использовать для связи с подвижными комплексами по радио и спутниковым каналам. Передача данных по каналам КВ и спутниковой связи осуществляется на скоростях 1200, 2400 бит/с.

Как правило, для каждой пары взаимодействующих КАУС используются несколько различных вариантов организации информационного взаимодействия, чтобы была возможность резервирования.

5. Заключение

Таким образом, эффективное функционирование автоматизированной системы связи с заданным качеством (своевременно, достоверно и безопасно) может и должно быть достигнуто автоматизацией процессов контроля работоспособности комплексов и средств связи, контроля своевременности и качества предоставляемого ресурса связи потребителям, реализации принятых вариантов организации (восстановления) связи на основе использования АСУС.

Литература

1. Шурмин А.В. Военная мысль. http://militaryarticle.ru/voennaya-mysl/2004-vm/9401-o-sovershenstvovanii-avtomatizirovannyh-sistem, 5.02.2018.
2. Библиографическая ссылка. ГОСТ РВ 5819-101-2007, Москва, 2007. – 32 стр.
3. Арсланов Х.А., Башкирцев А.С., Лихачев А.М. Связь в Вооруженных Силах Российской Федерации. https://army.informost.ru/2016/pdf/1-5.pdf, 5.02.2018.
4. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 8.02.2018.

References

1. Shurmin A.V. Military idea. http://militaryarticle.ru/voennaya-mysl/2004-vm/9401-o-sovershenstvovanii-avtomatizirovannyh-sistem, 5.02.2018.
2. Bibliographic reference. GOST RV 5819-101-2007, Moscow, 2007. – 32 p.
3. Arslanov H.A., Bashkircev A.S, Lihachev A.M. Communication in the armed forces of the Russian Federation. https://army.informost.ru/2016/pdf/1-5.pdf, 5.02.2018.
4. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 8.02.2018.

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ КИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ АТАКИ НА ЭЛЕМЕНТЫ СЕТИ СВЯЗИ

А. А. Бречко[1], А. В. Акишин[1]

[1]Военная академия связи им. С.М. Буденного (ВАС им. С.М. Буденного), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются типовые этапы компьютерных атак, а также представлена обобщенная вербальная модель компьютерной атаки.

Ключевые слова: компьютерная атака; вербальная модель; сеть связи.

VERBAL MODEL OF CIBERATTACK ON COMMUNICATION NETWORK ELEMENTS

A. A. Brechko[1], A. V. Akishin[1]

[1]Military Academy of Communications named after S.M. Budyonny, St-Petersburg, Russia

Abstract. The article describes typical stages of cybernetic attacks; there is a generalized verbal model of cybernetic attack.

Keywords: cybernetic attack; verbal model; network.

Кибернетическая атака (кибератака) – это некоторое нелегитимное воздействие на элемент сети [1].

Как правило, любая кибератака состоит из типовых этапов. Это сбор информации, сканирование, реализация атаки (эксплуатация уязвимости) и закрепление в системе [2].

Следует отметить, что этапы реализуются последовательно, выполнение следующего этапа невозможно без данных, полученных на предыдущих этапах.

Первый этап – сбор информации об объекте атаки, и он может проводится различными методами. Это самый важный этап. От объема, своевременности и достоверности сведений, собранных на этом этапе, зависит успешность проведения атаки в целом.

На этом этапе производится сбор информации об оборудовании, установленном на объекте, используемых программах и их версиях. Определяется топология сети, используемые в ней протоколы и технологии. Формируется список целевых IP адресов [3].

Следующий этап – сканирование объекта атаки. Он включает в себя сканирование портов и сканирование системы на уязвимости.

Сканирование портов, как правило, проводится автоматизированными средствами. Проводится поиск открытых портов, как TCP, так и UDP, и определяются запущенные на них службы. Типовое сканирование портов заключается в попытке установления соединения на сканируемом порте. Причем сканирование только общеизвестных номеров портов может не принести результата, тогда для повышения вероятности успешной атаки сканируются все порты, что занимает определенное время [4].

Далее, когда найдены открытые порты и определены запущенные на них службы, проводится поиск уязвимостей. Существуют автоматизированные средства поиска уязвимостей, позволяющие найти в системе известные уязвимости. Однако система

может не иметь известных уязвимостей, тогда проводится анализ программного кода (поиск ошибок в коде), установленных на объекте атаки программ и служб. Это сложная и нетривиальная задача, которая занимает много времени. Но решив ее, вероятность успешной атаки сильно повышается, поскольку новая уязвимость будет известна только атакующему [5, 6].

После того, когда найдены уязвимости происходит реализация атаки (эксплуатация уязвимости). Уязвимость позволяет загрузить и выполнить вредоносный код на атакуемой системе. Этот этап также может быть выполнен дистанционно автоматизированными средствами. Такие средства позволяют выбрать вредоносный код, доставить на объект и выполнить его.

Написание оригинального вредоносного кода повышает вероятность успешного проведения атаки в силу того, что системам защиты, основанным на сигнатурном методе детектирования, еще не известен такой код. Это также нетривиальная задача, решение которой может занять много времени [7].

Общей целью компьютерных атак является получение полного контроля над объектом в привилегированном режиме. Как только это случается, происходит развитие атаки. Полный нелегитимный контроль над элементом сети, или еще хуже над всей сетью, может привести не только к нарушению конфиденциальности, доступности и целостности важной информации, но и нарушить работу объектов, управление которыми, осуществляется с помощью ресурсов этой сети. Страшно представить последствия атаки, например, на сеть управления атомной электростанцией.

Следующий типовой этап – закрепление в системе. Основной целью этого этапа является создание возможности повторно и с меньшими временными затратами получить доступ к системе в случае обнаружения атаки и блокирования действий злоумышленника. На этом этапе искусственно создаются уязвимости, например, открываются новые порты, запускаются службы, меняются конфигурации на небезопасные.

Таким образом, представлены основные этапы проведения кибератаки, приведена их последовательность, взаимосвязь, а также их основные характеристики. Вышеописанная последовательность действий представляет собой обобщенную вербальную модель кибернетической атаки на элементы сети связи.

Литература

1. Коцыняк М. А., Иванов Д. А., Лаута О.С., Нечепуренко А. П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции, 2017. - С. 83-89.
2. Коцыняк М. А., Иванов Д. А., Лаута О.С., Нечепуренко А. П. Модель таргетированной кибернетической атаки. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции, 2017. - С. 90-98.
3. Баранов В. В. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия / Баранов В. В., Иванов Д. А., Коцыняк М. А., Московченко В. М., Нечепуренко А. П. // В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции. 2017. - С. 38-43.

4. Иванов Д. А., Коцыняк М. А., Лаута О. С., Нечепуренко А. П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей: в 4 т.. 2017. - С. 420-425.
5. Шостак Р. К., Валюшкина Ю. А. Информационно-системная безопасность современной системы связи, как сложной системы. // XVI Всероссийская научная конференция «Нейрокомпьютеры и их применение». Тезисы докладов. 2018. - С. 113.
6. Лепешкин О. М., Карпов А. В., Шостак Р. К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей. // В сборнике трудов XXIII Международной научно-технической конференции: Радиолокация, навигация, связь. Т 3. 2017. - С. 1198.
7. Карпов А. В., Лепешкин О. М., Попов Н. А. Структура электромагнитного поля при нелинейной радиолокации. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. - С. 1118

REFERENCES

1. Kotsynyak M. A., Ivanov D. A., Lauta O. S., Nechepurenko A. P. Methodology for assessing the security of the information and telecommunications network in conditions of information counteraction. // In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference, 2017. - Pp. 83-89.
2. Kotsynyak M. A., Ivanov D. A., Lauta O. S., Nechepurenko A. P. The model of the targeted cybernetic attack. // In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference, 2017. - Pp. 90-98.
3. Baranov V. V. Application of the method of topological transformation of a stochastic network for the simulation of an impact system / Baranov V. V., Ivanov D. A., Kotsynyak M. A., Moskochenko V. M., Nechepurenko A. P. // In the collection: Actual problems of maintenance of information safety of work of the Interuniversity scientific-practical conference. 2017. - Pp. 38-43.
4. Ivanov D. A., Kotsynyak M. A., Lauta O. S., Nechepurenko A. P. The distribution model of the information impact factors on the elements of the information-telecommunication network. // In the collection: Actual problems of info-telecommunications in science and education (APINO 2017) VI International scientific-technical and scientific-methodical conference: a collection of scientific networks: in 4 tons. 2017. - Pp. 420-425.
5. Shostak R. K., Valyushkina Yu. A. Information-system security of a modern communication system as a complex system. // XVI All-Russian scientific conference "Neurocomputers and their application". Theses of reports. 2018. - P. 113.
6. Lepeshkin O. M., Karpov A. V., Shostak R. K. Actuality of the network security monitoring of information networks. // In the collection of the XXIII International Scientific and Technical Conference: Radiolocation, navigation, communication. T 3. 2017. - P. 1198.
7. Karpov A. V., Lepeshkin O. M., Popov N. A. Structure of the electromagnetic field in nonlinear radar. // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. - P. 1118.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОНФЛИКТНОГО КОМПОНЕНТА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С УПРАВЛЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков

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

Аннотация. На основе представления информационно-телекоммуникационной системы с управляемой структурой в виде последовательности процедур формализованного описания динамических состояний элементов с использованием языка высокого уровня Object Pascal в среде Delphi 6 построена ее имитационная модель. Проведен анализ путей безопасного входа в информационную область системы для реализации конфликтного компонента в условиях деструктивных информационно-технических воздействий. Исследованы зависимости вероятности безопасного входа в систему от времени передачи программного пакета конфликтного компонента по проводным каналам связи с различной скоростью информационного обмена и радиоканалам с различным временем передачи одиночного пакета.

Ключевые слова: информационный конфликт; информационно-телекоммуникационная система; информационно-техническое воздействие; конфликтный компонент; имитационная модель

IMITATING MODELING AND THE ANALYSIS OF A CONFLICT COMPONENT OF INFORMATION AND TELECOMMUNICATION SYSTEM WITH OPERATED STRUCTURE

E. A. Zhidko, S. N. Razin'kov

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia, lenag66@mail.ru

Abstract. On the basis of representation of information and telecommunication system with the operated structure in the form of the sequence of procedures of the formalized description of dynamic conditions of elements with use of language of the high Object Pascal level in the environment of Delphi 6 her imitating model is constructed. The analysis of ways of a safe entrance to information area of system for realization of a conflict component in the conditions of destructive information and technical influences is carried out. Dependences of probability of safe login on time of transfer of a software package of a conflict component on wire communication channels with various speed of information exchange and to radio channels with various time of transfer of a single package are investigated.

Keywords: information conflict; information and telecommunication system; information and technical influence; conflict component; imitating model

1. Введение

Информационный конфликт информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) со средствами деструктивных информационно-технических воздействий (ИТВ) представляет собой специфическое взаимодействие, при котором хотя бы один компонентов их це-

левых функций направлен на уменьшение вероятности реализации целевых функций противостоящей стороны [1].

На сигнальном уровне целевая функция ИТС определяется выборкой сигналов при реализации команд управления и обработке данных, на семантическом уровне – комплексом алгоритмов (формализованных правил) синтеза базы данных при обработке потока запросов и реакций, а также управления этой базой, на прагматическом уровне – последовательностью команд управления с учетом связей между взаимодействующими объектами [2].

При взаимодействии ИТС и средств ИТВ информационный конфликт представляет собой реализацию конфликтного компонента автоматизированных систем управления в процессе совместного функционирования при ограниченном информационном ресурсе [3]. Конфликтным компонентом является элемент целевой функции системы, реализация которого приводит к уменьшению вероятности реализации самой целевой функции.

Задача анализа ИТС с управляемыми структурами представляется в виде последовательности процедур формализованного описания их динамических состояний. Алгоритм управления системой рассматривается как процесс формирования состояния, обеспечивающего выполнение ее целевой функции, с учетом поведения в предыдущие моменты времени, а деструктивные ИТВ, приводящие к изменению состояния системы, – как акты управления.

При имитационном моделировании ИТС и средства ИТВ представляются конечным числом финитных состояний, их промежуточные состояния определяются вероятностными процессами. В ходе информационного конфликта взаимодействующие компоненты имеют ограниченное множество регламентированных состояний и практически бесконечное число возможных вариантов их реализации [1].

Таким образом, разработку имитационной модели ИТС с управляемой структурой целесообразно производить на основе принципа иерархии рассматриваемых элементов и ее декомпозиции на составляющие элементы. В качестве элементов системы могут выступать ее программно-аппаратные средства и средства ИТВ. Отдельной задачей исследования представляется разработка модели взаимодействия этих объектов, предназначенной для определения взаимного влияния их параметров при взаимодействии, а также условий реализации конфликтного режимов [4]. Процедура оценки конфликтной устойчивости системы базируется на последовательном анализе возможностей безопасного входа в защищенную информационную область путем имитации функций рабочего компонента [5, 6] и реализации в ней конфликтного компонента.

В предлагаемой работе с использованием языка высокого уровня Object Pascal в среде Delphi 6 построена имитационная модель ИТС с управляемой структурой в условиях ИТВ и проведен анализ путей безопасного входа в информационную область. Цель работы – анализ путей безопасного входа в информационную область системы для реализации конфликтного компонента.

2. Имитационная модель и алгоритм расчета вероятности безопасного входа в информационную область информационно-телекоммуникационной системы с управляемой структурой

Основой для построения имитационной модели ИТС с управляемой структурой являются формализованные описания следующих процессов:

- организации и проведения информационного обмена;
- выделения данных и команд из общего потока сигналов;
- выполнения функций управления ресурсами систем с различных уровней управления.

При моделировании системы в условиях конфликтного взаимодействия со средствами ИТВ основными структурными компонентами, подлежащими воспроизведению, являются элементы, представленные на рис. 1.

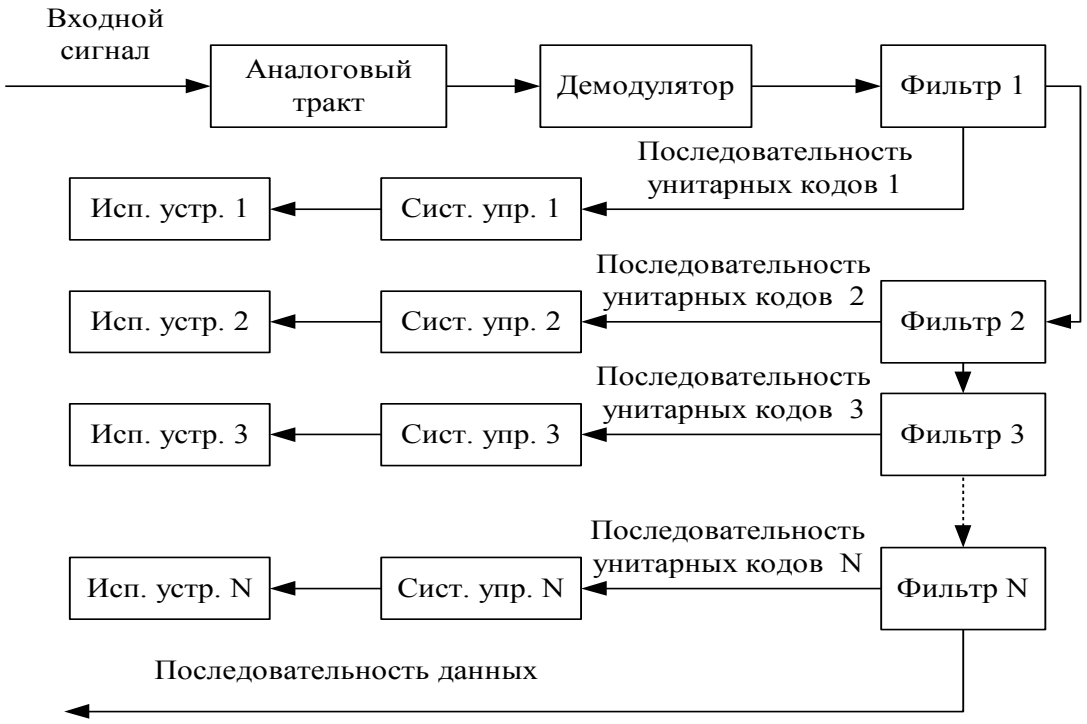


Рис. 1. Схема приемного тракта ИТС с управляемой структурой.

Особенность построения модели ИТС с управляемой структурой заключается в необходимости учета реализуемых в ее элементах возможностей адаптации к складывающейся обстановке [5]. Для воспроизведения в модели конфликтного компонента в динамике его развития необходимо учитывать вероятность наличия противоположных по отношению друг к другу центральных задач и целевых функций отдельных элементов. В этом случае адаптация системы будет выполняться одновременно для нескольких элементов, исходя из требований достижения взаимоисключающих состояний ресурсов, являющихся предметом конфликта [3].

Обработка сигнала в отдельном информационном канале ИТС может быть представлена в виде организованного множества упорядоченных процедур, выполняемых последовательно на сигнальном уровне и последовательно-параллельно – на

информационном и информационно-алгоритмическом уровнях. Поступающий на вход приемного тракта ИТС аналоговый сигнал преобразуется демодулятором в цифровую форму. Сформированная последовательность данных, содержащихся в сигнале, поступает на вход последовательно-параллельной цепочки фильтров. Основной задачей этих элементов является выделение управляющих данных N – го уровня из общего потока и передача их в подсистему управления ИТС. При отсутствии в потоке информации для подсистемы управления сигнал транслируется на исполнительное устройство для его последующей ретрансляции или другого использования.

Для синтеза конфликтного компонента ИТС с управляемой структурой необходимо исследовать:

- коммутируемые кабельные каналы, к которым возможно подключение в точках ретрансляции или на распределительных узлах;

- радиоканалы, имеющие шлюзы в другие сети.

Доступность любой произвольной точки информационной области этих сетей определяется вероятностью безопасного входа в нее (непосредственно или через шлюзы других областей) за время, равное половине минимального периода реконфигурации T_{RC}. При этом необходимо отметить, что безопасным считается вход, осуществляемый с возможно полной имитацией функций рабочего компонента [7, 8].

Такой вход может осуществляться непосредственно с рабочей станции и путем реализации сложного трафика через дополнительные серверы и промежуточные сетевые станции с минимально допустимым уровнем защиты. В первом случае при входе ИТС проводится имитация прав пользователя или администратора в зависимости от решаемой задачи, во втором случае – выполняется нейтрализация систем защиты [4]. Второй способ наиболее эффективно реализуется для несанкционированного доступа к информации, циркулирующей глобальных информационных системах (сетях), которые в настоящее время в виду интенсивного развития технологий информационной борьбы [4, 6] рассматриваются в качестве основных объектов превентивного контроля и упреждающих информационных воздействий [6, 7].

Для организации безопасного входа в информационную область ИТС через промежуточные станции необходимо определить путь доступа к ним, в качестве которого может быть выбрана одна из сетей: AFNet, Autodin, Autovon, DCTN, DDN, DSN, Navnet. При выборе пути необходимо минимизировать время доступа к интересующему ресурсу, которое складывается из времени передачи и времени реализации протокола. Время передачи определяется информационной емкостью канала, время реализации протокола – количеством повторных запросов в служебном окне посылки инсталляционной фазы сеанса. В качестве критерия безопасности при входе и функционировании в защищенных областях глобальных информационных сетей целесообразно применять вероятность идентификации намерений (при легальном доступе) и вероятность обнаружения факта входа (при скрытном доступе) [5, 7].

Выражение для расчета вероятности безопасного входа в ИТС имеет вид

$$P_{ND} = 1 - \exp\left\{ - \frac{2\Theta[T_{RC} - [K_{DR}T_{CON} + N_{WR}(T_{PCT} + T_{RCT}) + T_{IW}]N_{SE}]T_{RC}}{K_{DR}T_{CON} + N_{WR}(T_{PCT} + T_{RCT}) + T_{IW}} \right\}, \qquad (1)$$

где

$$K_{DR} = K_S K_N \frac{V_{MS}}{V_{MI}} \qquad (2)$$

– коэффициент, определяемый для типа сети по отношению сигнал/шум в приемном тракте, K_S – коэффициент, характеризующий тип сети, K_N – коэффициент, определяемый отношением сигнал/шум q^2 из зависимости, приведенной на рис. 2, V_{MS} – максимальная скорость передачи, V_{MI} – скорость информационного обмена, T_{CON} – время организации соединения в сети, N_{WR} и N_{SE} – число попыток соединения в текущем сеансе и количество сеансов при решении задачи синтеза конфликтного компонента соответственно, T_{IW} – время передачи программного па кета конфликтного компонента для привязки к узлу,

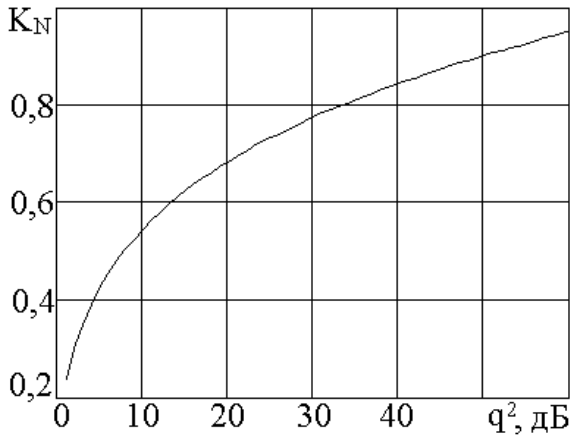


Рис. 2. Зависимость коэффициента K_N от сотношения сигнал/шум.

T_{PCT} – время передачи одиночного пакета, T_{RCT} – суммарное время вхождения в синхронизм, обмена аппаратными преамбулами и перехода в режим информационного обмена, $\Theta[\ldots]$ – функция Хевисайда. Значения коэффициента K_S, времени организации соединения в сети T_{CON}, суммарного времени вхождения в синхронизм, обмена аппаратными преамбулами и перехода в режим информационного обмена T_{RCT} приведены в табл. 1

На основе представления ИТС с управляемой структурой в виде последовательности процедур формализованного описания динамических состояний элементов на языка высокого уровня Object Pascal в среде Delphi 6 построена ее имитационная модель. В модели реализовано математическое представление процедур взаимодействия элементов каждого уровня с пользовательскими, абонентскими сообщениями и служебными директивами, согласно с регламента информационного обмена, и математическое описание изменения параметров конфликтного компонента и взаимодействующих с ним программных и аппаратных элементов в процессе прохождения сообщения (директивы) по информационному тракту. Имитация процессов информационного обмена с учетом иерархичности системы строится независимо от режима взаимодействия (конфликтного или кооперативного) для абонентов, классифицируемых как источники сигналов и получатели информации. Ввиду того, что в каждый момент времени любой из абонентов задействован для выполнения только одной процедуры, операции передачи и приема ин-

формации можно разделить, не нарушая общности подхода к рассматриваемой задаче модельного представления ИТС с управляемой структурой.

Таблица 1. Коэффициенты для оценки доступности информационной области ИТС

Наименование сети	Коэффициенты			
	K_S	T_{CON}, с	T_{RCT}, с	V_{MS}, кбит/с
1	2	3	4	5
AFNet	2,761	46,4	10,6	1544
Autodin	1,945	32,5	4,5	128
Autovon	6,163	38,6	7,6	128
DCTN	5,651	22,7	1,8	1544
DDN	4,852	18,6	3,8	4096
DSN	3,814	22,2	2,5	4096
Navnet	2,245	86,0	12,2	1544

Выражение (1) определяет вероятность доступа в область, информацию о которой можно рассматривать как исходные данные при поиске путей деструктивных ИТВ на ИТС. Расчет вероятности безопасного входа в ИТС следует проводить последовательно для каждого шлюза с последующим определением области доступного информационного пространства из условия доступности при величине P_{ND} больше требуемой.

3. Анализ вероятности безопасного входа в информационно-телекоммуникационную систему с управляемой структурой

На рис. 3 приведены зависимости вероятности безопасного входа в сеть DISN с территории России от времени передачи программного пакета конфликтного компонента T_{IW} для проводных каналов связи (рис. 3 а) и радиоканалов с различным временем ожидания соединения (рис. 3 б).

Из представленных результатов следует, что использование канала радиосвязи является предпочтительным с точки зрения обеспечения высокой вероятности входа в защищенную область вследствие малого времени реализации доступа. Однако при непосредственном контакте с системой связи и ее подсистемой защиты, на нейтрализацию которой необходимо выделять ресурс, снижается вероятность синтеза конфликтного компонента. При этом обработка данных должна производиться с учетом адекватности их пролонгации – последующие пакеты должны являться коррелироваться с предыдущими посылками.

Приведенное требование накладывает ограничения на принципы построения и функционирования конфликтного компонента [4, 8].

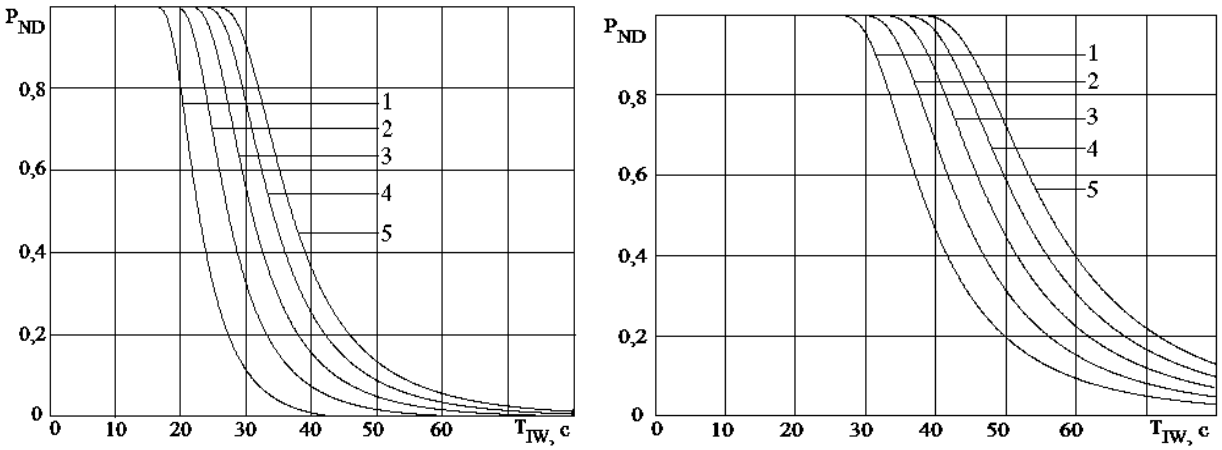


Рис. 3. Зависимости вероятности безопасного входа в сеть от времени передачи программного пакета конфликтного компонента для проводных линий (а) с различной скоростью информационного обмена (1 – V_{MI} = 1544 кбит/с, 2 – V_{MI} = 512 кбит/с, 3 – V_{MI} = 28 кбит/с, 4 – V_{MI} = 15,2 кбит/с, V_{MI} = 57,4 кбит/с) и радиоканала (б) с различным временем передачи одиночного пакета (1 – T_{PCT} = 50 мс, 2 – T_{PCT} = 100 мс, 3 – T_{PCT} = 500 мс, 4 – T_{PCT} = 750 мс, 5 – T_{PCT} = 1 с)

4. Заключение

С использованием функциональной декомпозиции ИТС с управляемой структурой путем представления в виде последовательности процедур формализованного описания динамических состояний элементов на языке высокого уровня Object Pascal в среде Delphi 6 построена ее имитационная модель. Проведен анализ путей безопасного входа в информационную область системы по проводным линиям и радиоканалам для реализации конфликтного компонента в условиях деструктивных ИТВ. Исследованы зависимости вероятности безопасного входа в систему от времени передачи программного пакета конфликтного компонента по проводным каналам связи с различной скоростью информационного обмена и радиоканалам с различным временем передачи одиночного пакета.

Установлено, что использование канала радиосвязи является предпочтительным с точки зрения обеспечения высокой вероятности входа в защищенную область вследствие малого времени реализации доступа. Вместе с тем, при непосредственном контакте с подсистемой защиты системы связи, на нейтрализацию которой необходимо выделять ресурс, снижается вероятность синтеза конфликтного компонента

Литература

1. Давыдов А. Е., Максимов Р. В., Савицкий О. К. Защита и безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем. М.: Воентелеком, 2017. − 536 с.
2. Максимов Р. В., Павловский А. В., Стародубцев Ю. И. Защита информации от технических средств разведки в системах связи и автоматизации. СПб.: Военная академия связи имени С. М. Буденного, 2007. − 88 с.
3. Жидко Е. А. Логико-вероятностно-информационный подход к моделированию информационной безопасности объектов защиты. Воронеж: Воронежский государственный архитектурно-строительный университет, 2016. − 123 с.
4. Макаренко С. И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетецентриче-

ских войнах начала XXI века. СПб.: Наукоемкие технологии, 2017. − 546 с.
5. Хорошко В. А. Методы и средства защиты информации. М.: Юниор, 2003. − 504 с.
6. Меньшаков Ю. К. Основы защиты от технических разведок. М.: Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана, 2011. − 536 с.
7. Железняк В. К. Защита информации от утечки по техническим каналам. СПб.: Государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2006. − 188 с.
8. Хорев А. А. Техническая защита информации. В 3 т. Т. 1. Технические каналы утечки информации. М.: НПЦ «Аналитика», 2008. − 436 с.

REFERENCES

1. Davydov, A. E., Maksimov, R. V., Savickiy, O. K. Protection and safety of the departmental integrated information and communication systems. Moscow: Voentelecom, 2017. − 536 p.
2. Maksimov, R. V, Pavlovskiy, A. V., Starodubcev, Yu. I. Information security from technical means of investigation in communication systems and automation. S.-Peterburg: Military academy of communication named S. M. Budenny, 2007. − 88 p.
3. Zhidko, E. A. Logical probability-information approach to modeling information security of protection objects. Voronezh, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering Publ., 2016. − 123 p.
4. Makarenko S. I. Information confrontation and radio-electronic fight in network-centric wars of the beginning of the 21st century. S.-Peterburg: High technology, 2017. − 546 p.
5. Khoroschko V. A. Methods and means of information protection. Moscow: Junior, 2003. − 504 p.
6. Menschakov Yu. K. Theoretical bases of technical intelligence's. Moscow: Moscow State Technological University named N. E. Bauman, 2011. − 536 p.
7. Zheleznyak V. K. Information security from leak on technical channels. – S.-Peterburg: State University of space instrument making, 2006. − 188 p.
8. Khorev A. A. Technical information security. In 3 volumes. Vol. 1. Technical channels of information leakage. Moscow: Research and production center «Analitika», 2008. − 436 p.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ ОБОСОБЛЕННЫМ ПОДРАЗДЕЛЕНИЕМ ПРЕДПРИЯТИЯ

С.В.Бессонов, Р.В.Емельянов

Федеральное государственное унитарное предприятие "Ростовский–на–Дону научно–исследовательский институт радиосвязи" (ФГУП "РНИИРС"),
г.Ростов–на–Дону, Россия, ec_group@bk.ru

Аннотация. Для решения задач в области управления и связи обособленными подразделениями предприятия разработаны алгоритмы и системы интеллектуального контроля и связи с внедрением искусственных нейронных сетей. Приведён пример их реализации.

Ключевые слова: искусственные нейронные сети; система управления и связи.

THE INTELLIGENT CONTROL AND COMMUNICATION SYSTEM APPLIED TO ENTERPRISE ISOLATED

S.V.Bessonov, R.V.Emelyanov

FSUE «Rostov–on–Don scientifically research institute of a radio communication» (FSUE «RNIIRS»),
Rostov–on–Don, Russia, ec_group@bk.ru

Abstract. The intelligent control and communication systems and algorithms with introduction artificial neural networks domain of control field and communication applied to enterprise isolated is processed. An example of their realization is given.

Keywords: artificial neural network; intelligent control and communication systems.

1. Введение

Современные системы управления и связи позволяют организовывать функционирование предприятий пространственно–распределённого принципа (филиалы, обособленные подразделения), в том числе и с использованием искусственных нейронных сетей.

Организация обособленных подразделений предприятий позволяют достигать положительной динамики в расширении производственных мощностей, привлечении дополнительных финансовых потоков от потребителей производимого сырья, снижении себестоимости продукции за счет снижения расходов на аренду, транспортные расходы и т.п., и как следствие снижение себестоимости производимой продукции.

Но так же стоит уделить пристальное внимание тому, что за организованными обособленными подразделениями предприятия снижается контроль, персонал становится излишне самостоятельным в области принятия решений, ограничивается доступ к информации и все это как следствие мешает головному предприятию оперативно реагировать на складывающиеся проблемы, делать выводы и принимать решения, а это уже чревато большими финансовыми потерями и полной утрате управляемости обособленного подразделения.

Для того чтобы сделать управление обособленным подразделением более устойчивым и эффективным и не допустить утрату управления, следует сформировать оптимальную структуру предприятия и подобрать самую эффективную модель управления обособленным подразделением. Бесспорно, разработано много различных аппаратно–программных технологий и направлений, но необходимо также активно

внедрять и интеллектуальные системы управления и связи обособленными подразделениями предприятия.

Цель работы: определение рациональных характеристик интеллектуальных систем управления и связи обособленными подразделениями предприятия для заданных условий применения.

Решаемая задача: разработка моделей по реализации интеллектуальных систем управления и связи обособленными подразделениями предприятия для заданных условий применения.

2. Интеллектуальная система управления и связи. Основные понятия.

Существуют старые проверенные временем методики управления и контроля обособленными подразделениями, такие как "фотография" рабочего дня, ежедневное и еженедельное планирование, выборочный контроль и так далее. Но время не стоит на месте и стимулирует к созданию и внедрению интеллектуальных систем управления и связи.

Наиболее современная система интеллектуального управления и связи обособленного подразделения базируется на аппаратно–программной базе и состоит из основных структурных единиц:

1. Аппаратная часть обособленного подразделения.
2. Программная часть обособленного подразделения.
3. Способы передачи данных от обособленного подразделения к головному предприятию.

Рассмотрим работу системы более подробно:

1. Аппаратная часть обособленного подразделения.

К рабочему месту сотрудника обособленного подразделения не предъявляется дополнительных технических требований. За частую оно представляет собой стационарный компьютер или ноутбук, отвечающий требованиям задач, выполняемых сотрудником. Обязательно такое рабочее место должно иметь выход в локальную сеть обособленного подразделения, для централизации сбора информации со всех рабочих мест и их дальнейшей передачи по каналам связи в головное предприятие для дальнейшего анализа и принятия решений.

В некоторых случаях в помещениях обособленных подразделений устанавливаются камеры фото и видео фиксации, способные дополнительно фиксировать события происходящие в помещении, контролировать деятельность сотрудников и т.д.

Установка камер приводит к удорожанию системы контроля, ведь стоимость одной камеры потолочного типа составляет около 15000 рублей, с учетом ее монтажа включающего проведение коммуникаций.

Существует так же возможность установки камер, на монитор сотрудника, что в свою очередь, при помощи использования искусственных нейронных систем позволяет проводить анализ состояния сотрудника, определять время работы и простоя, и соответственно увеличивать или снижать время контроля за сотрудниками, что в свою очередь может повлиять на стоимость эксплуатации всей системы интеллектуального управления и связи обособленного подразделения в целом.

2. Программная часть обособленного подразделения.

Рынок насыщен огромным множеством программных продуктов, для организации и связи дистанционного структурного подразделения. Современное программное обеспечение превращает обычный компьютер в эффективный инструмент онлайн–контроля. Оно позволяет не только быстро выявить возможные «недоработки», повышать продуктивность работы персонала и помочь в расследовании неправомерных действий работников.

Программное обеспечение позволяет выполнить ряд требований:

– регистрация времени использования программ,

– регистрация времени нахождения на рабочем месте,

– регистрация времени активности и простоя,

– создание принт–скринов монитора по таймеру или по запросу,

– регистрация посещения интернет–страниц, пользования мессенджерами, электронной почтой,

– контроль за копированием информации,

– контроль за выполнением сторонней работы в рабочее время,

– создание отчетов и многое другое.

К положительным особенностям такого программного обеспечения можно отнести его доступность, быструю настройку и установку готового программного продукта, относительно недорогую стоимость эксплуатации (от 200 рублей в месяц с 1 рабочего места).

В то же время, интеллектуальная система управления с таким программным обеспечением имеет ряд существенных недостатков, таких как существенный рост стоимости обслуживания за счет расширения стандартного пакета контроля, слабую гибкость под требования конкретных предприятий за счет ограниченного функционала и не возможности его расширения выше уже запрограммированных рамок, большой поток информации, который должен обрабатывать сотрудник, либо сотрудники головного предприятия для своевременного принятия решений.

Кроме программного обеспечения доступного на рынке, возможна разработка собственной интеллектуальной системы управления с использованием искусственных нейронных систем (ИНС), отвечающего требованиям конкретного предприятия.

Для этого, установленное на каждом рабочем, а также на дополнительных инструментах контроля программное обеспечение передает на сервер находящийся в обособленном подразделении информацию. В свою очередь, на сервере установлено программное обеспечение с ИНС, которое проводит анализ активности сотрудника, его отклонений в области использования программ, процент своевременно выполненных задач и т.п. После обработки всего огромного пакета информации, стекающего на сервер со всех источников контроля, мы получаем качественную оценку действий каждого сотрудника в реальном времени. По результатам оценки, запрограммированная ИНС, передает в головное предприятие не весь собранный пакет информации (отчеты о нахождении сотрудника на рабочем месте, посещении интернета, принт–скрины, потоковое видео наблюдения за сотрудниками, кабинетами и т.п.), а лишь подробную часть с отклонениями от шаблона поведения сотрудника и краткий отчет о поставленных задачах и своевременности их выполнения. Так же возможна установка программного обеспечения для шифрования и сжатия передаваемых пакетов информации.

Внедрение интеллектуальной системы управления и связи с ИНС не влияет на стоимость самого оборудования и затраты на эксплуатацию, но в существенной мере увеличивается время разработки, внедрения и настройки программной части, и соответственно ее стоимости.

Благодаря интеллектуальной системе управления с использованием ИНС достигаются следующие результаты:

– снижается время затраченное руководителем для контроля обособленного подразделения, соответственно идет снижение усталости и повышение качества работы руководителя;

– снижаются расходы на эксплуатацию линий связи, т.к. головному предприятию не передается полный пакет отчетов о деятельности сотрудника, а лишь его основная часть;

– снижаются расходы на электроэнергию, за счет отключения систем контроля по мере необходимости;

– повышается качество работы обособленного предприятия, за счет четкого контроля и своевременности принятия решения головным предприятием.

Интеллектуальная система управления и связи обособленным подразделением с использованием ИНС, в существенной мере подходит для средних и крупных предприятий, с индивидуальными требованиями к системе, большим объемом информации требующей обработки.

3. Способы обработки и передачи данных от обособленного подразделения к головному предприятию.

Каждое рабочее место удаленного подразделения, при помощи установленного на нем специального программного обеспечения, проводит постоянный анализ и сбор информации о деятельности сотрудника.

Вся информация с рабочих мест сотрудников, по локальной сети передается на центральный сервер, где при помощи стандартной интеллектуальной системы управления, или с использованием интеллектуальной системы управления с ИНС, проводится детальный анализ деятельности каждого сотрудника.

После обработки собранной информации ИНС, она передается в головное предприятие на сервер отображения информации, для контроля и принятия решений.

Информационный поток может передаваться при помощи различных каналов связи:

А. спутниковый,

Б. мобильный (3G, 4G),

В. Ethernet (интернет по сетевому кабелю),

Г. оптический (интернет по оптическому кабелю).

Рассмотрим положительные и отрицательные стороны, а так же расходы связанные с эксплуатацией каждого канала связи.

А. Спутниковый канал.

К положительным особенностям спутникового канала можно отнести независимость от наличия наземной и сотовой связной инфраструктуры, стабильную скорость, способность передачи относительно больших пакетов информации.

В тоже время, спутниковая связь имеет ряд отрицательных особенностей, заключающихся в высокой стоимости абонентской платы – от 4000 руб. за безлимитный

интернет со скоростью 256 кбит/с. (цена и скорость может значительно отличаться в большую сторону в зависимости от спутника), дорогостоящим оборудовании – от 20000 руб. за комплект оборудования (цена и может значительно отличаться в большую сторону в зависимости от спутника), дорогостоящим монтаже, требующий квалифицированных специалистов, а так же нестабильной работе при плохих метеоусловиях.

Б. Мобильный канал.

Отличительными чертами мобильного канала является хорошо развитая инфраструктура в крупных населенных пунктах, дешевое оборудование (от 1000 рублей), низкая стоимость обслуживания (от 1000 рублей за безлимитный интернет), легкость установки.

В тоже время хочется отметить медленную и нестабильную скорость, в большей степени зависящую от загруженности линии и удаленности от приемо–передающей станции, а так же плотности городской застройки и рельефа местности. Эти факторы делают мобильный канал малопригодным для передачи больших пакетов информации.

В. Канал Ethernet

Несомненным преимуществом над вышеперечисленными каналами имеет Ethernet, позволяющий использовать дешевое оборудование (от 500 рублей), с низкой стоимостью обслуживания (от 500 рублей за безлимитный интернет), бесплатной установкой и настройкой. Скорость передаваемых данных не зависит от погодных условий и является достаточной для относительно стабильной передачи больших пакетов информации с минимальными задержками

При всех плюсах этого канала, есть и отрицательные стороны, к которым относится плохо развита инфраструктура покрытия, а так же возможные потери пакетов информации.

Г. Оптический канал

Наиболее подходящий канал для передачи больших пакетов информации в реальном времени, с низкой стоимостью оборудования (от 1000 рублей), низкой стоимостью обслуживания (от 500 рублей за безлимитный интернет), простотой монтажа и настройки, полной независимостью от метеоусловий.

Существует один существенный недостаток инфраструктура покрытия развита еще хуже чем Ethernet, но продолжает развиваться большими темпами.

3. Описание алгоритмов принятия решения.

В теории принятия решений, в том числе, при её применении в области интеллектуальной системы управления и связи, модель проблемной ситуации задачи принятия решений в общем виде может быть представлена системой:

$$\langle G, \mathcal{P}, U, \Lambda, \Psi, \Theta \rangle, \qquad (1)$$

где G – множество исходов проблемной ситуации; $\mathcal{P}$ – модель предпочтений лица, принимающего решение (ЛПР); U – множество стратегий ЛПР; Λ – множество неконтролируемых со стороны ЛПР факторов: X – определённых, Y – стохастических, Z – неопределённых; Ψ – функция, ставящая в соответствие фиксированной стратегии $u \in U$ и значению неопределенного фактора $\lambda \in \Lambda$ некоторый исход $g \in G$; Θ – вся

остальная информация о проблемной ситуации, представленная в формализованном виде (сведения о неопределенном факторе, предпочтения других лиц – участников ситуации и др.).

В рассматриваемой задаче элементами множества G являются наборы рациональных характеристик интеллектуальной системы управления и связи для различных условий её разработки и применения, которые будем полагать известными. Следовательно множество Λ включает только определённые факторы. В этом случае основными этапами процесса построения искомой математической модели являются: формирование множества стратегий ЛПР, определение набора показателей эффективности, оценка каждой стратегии по этому набору показателей, уточнение модели предпочтения для каждой ситуации условий разработки и применения интеллектуальной системы управления и связи в соответствии с одним из «многокритериальных» методов принятия решений [10, п.1.5].

На основе анализа уровня техники в области эксплуатации интеллектуальной системы управления и связи сформируем конечное множество вариантов её построения:

$$U = \{u_1, u_2, ..., u_n, ..., u_N\}. \quad (2)$$

Самым простым вариантом исполнения интеллектуальная система управления и связи можно назвать систему со следующими функциональными элементами: персональный компьютер сотрудника, покупное программное обеспечение интеллектуальной системы управления, сервер накопления и передачи данных, канал связи, сервер оператора головного предприятия. В качестве каналов связи интеллектуальной системы управления может быть использован спутниковый канал, отличающийся территориальной доступностью, но при этом являющимся самым дорогим в обслуживании (стратегия u_1); мобильный канал связи, являющийся достаточно распространенным дешевым в эксплуатации, но с ограниченными функциональными способностями и нестабильностью (стратегия u_2); канал Ethernet, обладающий высокими показателями скорости, но недостаточно развитой инфраструктурой и потерями пакетов информации при передачи (стратегия u_3); оптический канал связи, отличающийся большой скоростью передачи данных крупных пакетов информации, но весьма ограниченной территориальной распространенностью (стратегия u_4). Достоинством всех этих стратегий является универсальность – возможность управления большинством среднестатистических обособленных подразделений, являющегося объектами малого и среднего предпринимательства, а недостатком – большой объем информации, требующий обработки и соответственно привлечению большего количества людских и временных ресурсов головного предприятия.

Так же возможно создание варианта исполнения интеллектуальная система управления и связи с подключением дополнительного оборудования управления и контроля, а так же с использованием искусственных нейронных сетей. Такой вариант может состоять из таких функциональных элементов как: персональный компьютер

сотрудника, системы видео и фото фиксации, сервер накопления обработки и передачи данных, программное обеспечение интеллектуальной системы управления с интегрированной ИНС собственной разработки, сервер оператора головного предприятия, с использованием канала связи – Ethernet (стратегия u_5); спутникового канала связи (стратегия u_6); мобильного канала (стратегия u_7); оптического канала (стратегия u_8).

Таким образом, для рассмотренного в качестве примера множества стратегий (2) $N = 8$.

Для множества стратегий задаётся векторная функция:

$$\Psi(u_n) = g_n = (W_1(u_n)\, W_2(u_n) \ldots W_m(u_n) \ldots W_M(u_n)). \quad (3)$$

Для рассмотренного в качестве примера множества стратегийоценка рассмотренных вариантов (стратегий) по показателям стоимости W_1, эффективности W_2 и времени, необходимого на разработку, W_3 в относительных условных единицах, представлена в таблице, задающей функцию Ψ по векторному исходу – определяющему стратегию ЛПР по технической сложности и помехозащищённости представлена в таблице 1, т.е. исходная модель предпочтений ЛПР в соответствии с [10] представляется в виде:

$$\mathcal{P} = \{W_1 \to \min,\ W_2, W_3 \to \max\}. \quad (4)$$

Пусть определены условия применения интеллектуальной системы управления и связи

Таблица 1 – Таблица оценки стратегий по заданному набору показателей

показатель / стратегия	W_1	W_2	W_3
u_1	63	8	1
u_2	3	4	1
u_3	1	6	1
u_4	2	7	1
u_5	63	8	2
u_6	3	4	2
u_7	1	6	2
u_8	2	7	2

$$\Xi = \{\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_j, \ldots, \theta_J\}, \quad (5)$$

например, следующие:

– субъект малого предпринимательства, ограниченный бюджет, в зоне покрытия мобильной сети, при отсутствии условий использования Ethernet или оптического каналов связи (условия θ_1);

– субъект среднего предпринимательства, предприятие с достаточным бюджетом, присутствие инфраструктур оптических и Ethernet каналов связи (условия θ_2);

– субъект крупного предпринимательства, неограниченный бюджет, потребность в обработке данных ИНС, отсутствие инфраструктуры Оптических, мобильных и Ethernet каналов связи (условия θ_3).

Таким образом, для рассмотренного в качестве примера множества условий разработки и применения интеллектуальной системы управления и связи обособленным подразделением (4) $J = 3$.

Для выбора рационального варианта в условиях многокритериальной модели предпочтения ЛПР (3) воспользуемся, к примеру, двумя методами: методом, основанном на введении результирующего показателя эффективности– метод суперкритерия с аддитивным включением частных показателей, и методом, основанным на переводе всех показателей качества, кроме одного, в разряд ограничений – метод условной оптимизации.

Для реализации этих методов необходимо уточнить модель предпочтений ЛПР в соответствии с условиями разработки и применения интеллектуальных систем управления и связи. Для первого из них это уточнение реализуется за счёт определения весовых коэффициентов $\alpha_i(\theta_j)$ $i = \overline{1,m}$, $j = \overline{1,J}$ для каждого частного показателя и дополнительно для каждых условий, таких, что

$$\alpha_m(\theta_j) \geq 0,\ m = \overline{1,M}\ , \tag{6}$$

$$\sum_{m=1}^{M} \alpha_m(\theta_j) = 1. \tag{7}$$

Тогда модель предпочтения ЛПР представляется в следующем виде:

$$W(u_n, \theta_j) = \sum_{m=1}^{M} \alpha_m(\theta_j) \cdot \frac{W_m(u_n)}{S_m} \cdot \Pi_m, \tag{8}$$

$$\mathcal{P}^1(\theta_j) = \left\{ W(u_n, \theta_j) \to \max_{u_n} \right\}. \tag{9}$$

где Π_m – признак, характеризующий предпочтение ЛПР по m–му критерию (показателю), равный «1», если частный критерий имеет вид: $W_m \to \max$, и равный «–1», если $W_m \to \min$, а S_m – нормирующие коэффициенты обычно равные максимальным значениям соответствующего частного показателя среди всех стратегий.

Для второго метода – метода условной оптимизации –исходная многокритериальная задача сводится к задаче оптимизации по одному критерию с показателем W_l, который объявляется ЛПР основным, или главным, при условии, что значения остальных показателей W_m, $m = \overline{1,M}$, $m \neq l$ должны быть не хуже некоторых

установленных ЛПР величин $b_m(\theta_j)$ ($m=\overline{1,M}$, $m \neq l$), $j=\overline{1,J}$. Таким образом, модель предпочтений ЛПР при применении метода условной оптимизации изменяется следующим образом:

$$\begin{aligned}\mathcal{P}^2(\theta_j) = \{W_l(u_n) \to \underset{u_n}{extr}, W_m(u_n) \geq b_m(\theta_j), m=\overline{1,M_1}, m \neq l; \\ W_m(u_n) \leq b_m(\theta_j), m=\overline{M_1+1,M}, m \neq l\}.\end{aligned} \quad (10)$$

Таким образом модель математическая модель задачи принятия решений по реализации интеллектуальных систем управления и связи для различных условий её разработки и применения представляет собой однокритериальную задачу оптимизации(1) – (3), (5) – (9) или (1) – (3), (5), (10) для заданных условий разработки и применения интеллектуальных систем управления и связи θ_{j^*}, $j^* \in \left\{j : j=\overline{1,J}\right\}$.

Рассмотрим пример.

Пусть как в демонстрационных примерах элементов модели $N=8, J=3$, функция $\Psi(u_n)$ определена таблицей 1, множество Ξ задано элементами, описанными выше, а $l=1$. Для этих условий при средних значениях показателей качества в таблице 1, исходные данные и решение представлены в таблице 2.

Отметим, что при согласованном применении, решения для двух рассмотренных методов совпадают.

Таблица 2 – Исходные данные и решение

j	$\alpha_1(\theta_j)$	$\alpha_2(\theta_j)$	$\alpha_2(\theta_j)$	$b_2(\theta_j)$	решение для $\mathcal{P}^1(\theta_j)$	решение для $\mathcal{P}^2(\theta_j)$
1	0,7	0,2	0,1	3	u_8	u_7
2	0,5	0,4	0,1	6	u_8	u_8
3	0,1	0,7	0,2	2	u_8	u_8

4. Заключение

Разработанная математическая модель задачи принятия решений по реализации интеллектуальной системы управления и связи для различных условий её разработки и применения позволяет определить рациональные для потребителя характеристики интеллектуальной системы управления и связи в заданных условиях.

Литература

1. Елисеев А.В., Погорелов В.А., Строцев А.А., Хуторцев В.В. Теоретические основы телекоммуникационных радиотехнических систем и устройств. Учебник / под общ.ред. А.А. Косогора // Ростов–на–Дону, 2017.
2. Фролова Т.А. Экономика предприятия: лекции. Лекции по теме «Результаты и эффективность деятельности предприятия». «Понятие и виды эффективности» Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2011.

3. Гольдштейн Б.С. Системы коммутации: Учебник для ВУЗов. 2–е изд. СПб. БХВ: Санкт–Петербург, 2004.
4. Гончарок М. Х., Крюков Ю. С. Построение системы защиты информации в цифровых АТС и выбор класса защищенности // Защита информации. Конфидент №2, 2004.
5. Осипов Г.С. Лекции по искусственному интеллекту. М.: Красанд, 2009.
6. Новикова Г.М. Руководителю нужны интеллектуальные системы. Нефтегазовая вертикаль, 2005.
7. Новикова Г.М. Основы разработки корпоративных инфокоммуникационных систем. РУДН, 2008.
8. Прохоренков А.М., Истратов Р.А. Разработка интеллектуальной системы оперативного управления промышленным предприятием. Фундаментальные исследования, 2013.
9. Ясницкий Л.Н.Введение в искусственный интеллект. Академия, 2005.
10. Терехов В.А., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю.Нейросетевые системы управления. Высшая школа, 2002.
11. Цветков В.Я. Когнитивное управление. Монография. МАКС Пресс, 2017.
12. Цветков В.Я Маркелов В.М., Романов И.А. Преодоление информационных барьеров. Дистанционное и виртуальное обучение, 2012.
13. Розенберг И.Н., Цветков В.Я. Применение мультиагентных систем в интеллектуальных логистических системах. Международный журнал экспериментального образования №6, 2012.
14. Атиенсия В., Дивеев А.И.Синтез интеллектуальной системы многоцелевого управления. Современные проблемы науки и образования №6, 2012.
15. Грибова В.В. Облачная платформа для разработки и управления интеллектуальными системами. БГУИР, 2011.

REFERENCES

1. A.V. Yeliseyev, V.A. Pogorelov, A.A. Strotsev, V.V. Hutortsev Theoretical bases of telecommunication radio engineering systems and devices. Textbook. / under a general edition. A.A. Kosogor // Rostov–on–Don, 2017.
2. Frolova T.A. Economy of the enterprise: lectures. Lectures on the subject "Results and Efficiency of Activity of the Enterprise". "Concept and types of efficiency". Taganrog: TTI SFU, 2011.
3. Goldstein B.P. Systems of switching: The textbook for HIGHER EDUCATION INSTITUTIONS. 2nd prod. SPb.: BHV – St. Petersburg, 2004.
4. Goncharok M.H., Kryukov Yu. S. Creation of system of information security in digital automatic telephone exchanges and the choice of the class Security. Information security. Confidant No. 2, 2004.
5. Osipov G.S.Lectures on artificial intelligence. Krasand, 2009.
6. Novikova G.M. The head needs intellectual systems. The Oil and gas vertical, 2005.
7. Novikova G.M. Bases of development of corporate infocommunication systems. RUDN, 2008.
8. Prokhorenkov A.M., Istratov R.A. Development of intellectual system of operational management of the industrial enterprise. Basic researches, 2013.
9. Yasnitsky L.N. Introduction in artificial Intelligence. Academy, 2005.
10. Terekhov V. A., Yefimov D.V., Tyukin I.Yu. Neural network control systems. The higher school, 2002.
11. Tsvetkov V.Ya. Cognitive management. Monographs. MAX. Press, 2017.
12. Tsvetkov V. Ya, Markelov V.M., Romanov I.A. Overcoming information barriers. Distance and virtual learning, 2012.
13. Rosenberg I.N., Tsvetkov V.Ya. Application the multiagentnykh of systems in intellectual logistics systems. International magazine of experimental education No. 6, 2012.
14. Atiyensiya B., Diveev A.I. Synthesis of intellectual system of multi–purpose management. Modern problems of science and education No. 6, 2012.
15. Gribova V. V. A cloud platform for development and management of intellectual systems. BGUIR, 2011.

К ВОПРОСУ СОХРАНЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ИЛИ РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

И. Н. Малышева[1], А. А. Мальцев[2], Ю. А. Плахотнюк[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2]ИБХФ им. Н.М. Эмануэля РАН, Москва, Россия

Аннотация – предлагается методика оценки устойчивости функционирования программного обеспечения для автоматической системы управления в условиях информационного конфликта, позволяющая осуществлять надежный контроль и определять уязвимые места системы.

Ключевые слова – эффективность автоматического управления; информационный конфликт; программное обеспечение.

ASPECTS OF MAINTENANCE OF STABLE FUNCTIONING OF AUTOMATIC SYSTEMS WITH THE CENTRALIZED OR DISTRIBUTED CONTROL

I. N. Malysheva[1], A. A. Maltsev[2], Y. A. Plahotnuk[1]

[1]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[2]IBCP name N. M. Emanuel RAS, Moscow, Russia

Abstract – The procedure of an estimation of stability of functioning of the software for automatic control system in the conditions of the information conflict is offered. The procedure allows to carry out reliable control and to define system weak spots.

Keywords – efficiency of automatic control; information conflict; software.

1. Введение

Эксплуатация программного обеспечения задачи интеллектуального автоматического управления для сложноорганизованных комплексов радиосвязи [1-2] требует определения устойчивости его функционирования.

Один из способов решения поставленной задачи заключается, по мнению авторов, в использовании методов статистического анализа [3] совместно с методами оценки динамики состояния многомерной сложной системы [4]. Данный подход позволяет определить признаки устойчивости функционирования многомерной сложной системы на основании различения (дискриминации) объектов наблюдения по определенным признакам по значениям каких-либо показателей.

2. Формулировка задачи

В работе [4] описана модель удаленного управления инфокоммуникационной системой, находящейся в условиях информационного конфликта, и изложена технология получения оценки динамики состояния как системы-конкурента, так и управляемой системы. На основе методов теории автоматического управления формулируется критерий управляемости инфокоммуникационной системы с учетом

особенностей адаптивного типа управления, который преобразуется в уравнение баланса управления:

$$\begin{cases} X^k_{i,j}(t) = X^k_{i-1,j}(t-\tau^k) + L_{R,i-1}(t-\tau^k) L_{i,j}(t-\tau^k) \cdot X^k_{i-2,j}(t-\tau^k), \\ X^k_{n,j}(t) = X^k_{m,j}(t-\tau^k) = const, t > t_0,\ m \neq n. \end{cases} \quad (1)$$

где Xki,j(t) – состояние (совокупность параметров) исследуемого процесса управления в определенный момент времени i, j и k – номер процесса и номер порождающего его элемента соответственно, Li,j(t) – оператор преобразования входного потока, включающий оценку отклонения текущего состояния системы от целевого.

Данная технология вполне применима для управления сложной системой с распределенным или централизованным управлением. Для подобных систем характерно наличие совокупности большого количества подсистем, каждая из которых реализует некоторую частную задачу управления. С технической стороны все подсистемы равноправны. Каждая из подсистем при наличии соответствующих полномочий может исполнять системные служебные функции, что повышает общую устойчивость системы.

Методика предполагает, что доступное пространство памяти используется динамически, что позволяет иметь множество наборов схем функционирования и периодически обновлять (менять) действующую реализацию в соответствии с текущей целевой функцией.

Так как функционирование программного обеспечения многопроцессорной сложной системы представляет собой, если можно так сказать, инструкцию по выработке управляющих сигналов в зависимости от ошибки, то первоначальным видится вопрос определения «контрольных точек». А именно, необходимо определить критерии, по которым можно определить, какое состояние для цифровой системы является нормальным, а какое – ошибочным. Интегрирование этих состояний и массива состояний, определяемых целевой функцией, позволит построить некоторую функцию ошибки.

В [4] показано, что формальная процедура управления коррекцией сводится к уравнению следующего вида:

$$\bar{X}_R(t_i) = \left[A^k_j(t_{i-1}) - C(t_{i-1}) \cdot D_R(t_{i-1}) \right] \bar{X}(t_{i-1} - \tau^k) + \quad (2)$$
$$+ C(t_{i-1}) O_R(t_{i-1}) + L_r(t_{i-1} - \tau^k) \cdot (u - \bar{u})$$

где C(t) – оператор преобразования, за счет подбора которого можно изменять динамику оценки состояния системы; $\bar{u}$ – качественная оценка воздействия процесса-конкурента.

В качестве примера получения качественной оценки воздействия процесса-конкурента предлагается оригинальный метод анализа данных трассировки программного обеспечения, называемый в дальнейшем «метод выявления аномальных данных (МВАД)».

Для иллюстрации метода предлагается рассмотреть сложную многопроцессорную систему, реализующую некоторую целевую функцию.

3. Реализация

Идея метода заключается в следующем. Одним из характеристических дескрипторов функционирования программной структуры является трасса – совокупность сведений об адресах выполненных процессором команд и количестве "проходов" через ключевые точки программы.

Очевидно, что по данным трассы можно делать достаточно обоснованные выводы о характере выполняемых процессором задач, и, следовательно, верифицировать поведение структуры в целом.

Сбор данных трассировки в реальном изделии, изначально для этого не приспособленном, представляет собой достаточно сложную в техническом плане задачу.

Для целей научных исследований более пригодны специализированные отладочные средства для процессоров (эмуляторы и симуляторы), в числе прочего позволяющие получить данные трассировки и без физического устройства. Следует отметить, что отсутствие реального устройства никак не сказывается на достоверности полученных данных, т.к. поведение программной структуры определяется не аппаратными средствами как таковыми, а их программными представлениями, предоставляемыми в этом случае адекватными функциональными моделями. Другими словами, программа "не знает" источник тех или иных входных воздействий (реальное устройство или функциональная программная модель), т.к. имеет дело не с воздействиями как таковыми, а с их программными эквивалентами (например, данными в памяти), которые при адекватном моделировании идентичны возникающим в реальности.

Метод выявления аномальных данных (МВАД) основан на существовании адресов, по которым могут передаваться данные только одного вида. Например, сигналы начала/окончания процессов, флаги разрешения/запрета операций, маркеры режима работы, состояния конечных автоматов. Исходя из строгой детерминированности поведения программной структуры, можно ожидать практической идентичности данных трассировки (паттерна поведения) при выполнении серии прогонов в одинаковых внешне заданных нормальных условиях. Некоторый усредненный паттерн, полученный в «тепличных» условиях, можно считать нативным для данной структуры. Соответственно, отклонение от него конкретных данных трассировки можно рассматривать как результат влияния возмущающих воздействий, в том числе предумышленных и вредоносных.

На рис.1 представлен фрагмент данных трассировки программного обеспечения, которое входит в состав программного обеспечения широкополосной радиоприемной системы, обеспечивающей прием и обработку фазоманипулированных сигналов. Каждая строка, кроме соответствующей строки листинга, содержит счетчик, отражающий количество проходов выполнения программы через данный адрес.

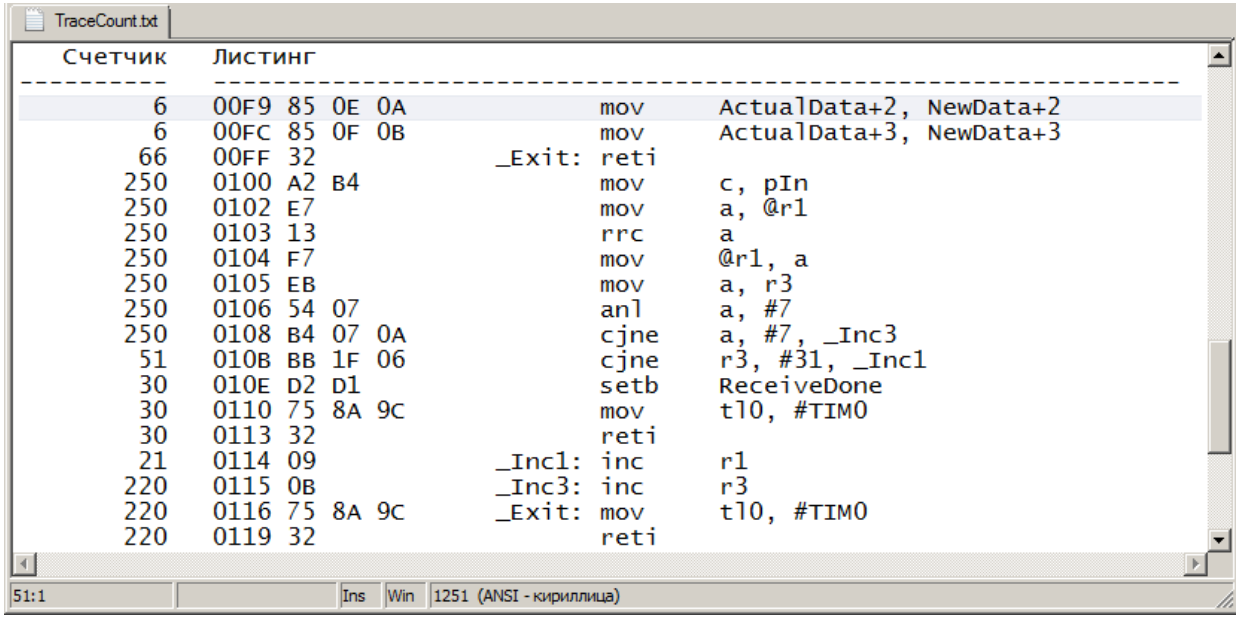


Рис. 1. Листинг программного обеспечения.

На основании трассировки серии запусков программы стоится сводная таблица данных трассировки (таблица 1).

Таблица 1. Сводная таблица данных трассировки

Адрес	Счетчик 1	Счетчик 2	…	Счетчик N
Адрес 1	C11	C12		C1N
Адрес 2	C21	C22		C2N
…				
Адрес M	CM1	CM2		CMN

Строки данной таблицы можно условно разделить на 3 типа:

1. Адреса, значения счетчиков для которых жестко зависят от условий выполнения – количества рабочих циклов, времени работы, объема обработанных данных и т.д.
2. Адреса, значения счетчиков для которых являются случайными (псевдослучайными). Непредсказуемость значений объясняется вариативностью формирования внутренних условий исполнения, недоступных для непосредственного внешнего наблюдения, например, последовательности обработки запросов на прерывания.
3. Адреса со значениями счетчиков, варьирующимися в относительно небольших пределах относительно некоторой точки.

Первый и второй типы по очевидным причинам не могут служить источником полезной информации о функционировании программной структуры. Для целей настоящей работы интерес представляют адреса третьего типа, для которых значения счетчиков обладают максимальной чувствительностью к разного рода воздействиям.

Для определения нативного паттерна поведения проводится частотный анализ встречающихся значений. По данным частотного анализа строится таблица 2.

Таблица 2. Частотный анализ данных трассировки

Адрес	Част.1	Знач.1	Част. 2	Знач.2	Част. 3	Знач.3	Част. 4	Знач.4
0100	55	AB	35	B0				
0101	247	A2	250	B2	1	C2	3	C4
0102	400	A2						
0103	250	A0	45	B0	5	C0		

Построение подобных таблиц позволяет выявить редко встречающиеся значения (частота встречаемости менее некоторого допустимого значения, например, 10% от числа запусков). В зависимости от функциональности программы подобные редко встречающиеся данные (аномальные данные) могут быть интерпретированы как ошибки времени выполнения программы (исключения) или следы несанкционированного доступа.

После проведения частотного анализа строится таблица, отражающая общее соотношение аномальных данных к наиболее часто встречающимся (таблица 3).

Таблица 3. Соотношение аномальных данных

Адрес	Счетчик	Число аномалий	% аномалий
0100	90	0	0
0101	500	3	0,6
0102	400	0	0
0103	300	5	1,6

Анализируя данные с помощью использования подходящих распределений [3], можно оценить влияния возмущающих воздействий, в том числе предумышленных и вредоносных.

4. Заключение

Методика может использоваться для решения следующих задач:

- для формирования вариантов сохранения устойчивого функционирования критических приложений в условиях информационных воздействий;
- для исследования критериев эффективности управления при различных уровнях априорной неопределенности исходных данных процесса функционирования;
- для исключения неприемлемых решений и уменьшения избыточности аппаратной части при проектировании систем со сложной структурой.

Список литературы

1. Малышева И.Н. К вопросу о реализации программного обеспечения системы управления подвижными радиотехническими объектами // Теория и техника радиосвязи, 2014, №1. - С. 75–78.

2. Козирацкий Ю.Л., Малышева И.Н., Панов С.А. К вопросу о синтезе автоматической системы управления в комплексах критических приложений // Теория и техника радиосвязи, 2017, №2. - С.72–77.
3. Боровиков В. Statistica. Искусство анализа данных на компьютере. 2-е изд. Спб: Питер, 2003. – 688 с.
4. Алферов А.Г. Удаленное управление динамикой целевого состояния процессорной системы / А.Г. Алферов, М.В. Артемов, Ю.Л. Козирацкий, С.А. Панов, В.Ф. Свердел, Ю.А. Степанец, Н.Н. Толстых // Теория и техника радиосвязи, 2017, №4. - С.5–16.

REFERENCES

1. Malysheva I.N. Question on implementation of the software of control system by mobile radio engineering objects The Theory and Technics of Radio Communication, 2014, vol. 1, pp.75–78.
2. Koziratsky Yu.L., Malysheva I.N., Panov S.A. Question of synthesis of automatic control system in complexes of critical applications The Theory and Technics of Radio Communication, 2017, vol. 2, pp.72–77.
3. Borovikov V. Statistica. The art of analyzing data on a computer. 2nd ed. SPb: Piter, 2003, 688 p.
4. Alferov A.G., Artemov M.V., Koziratsky Yu.L., Panov S.A., Sverdel V.F., Stepanets Yu.A., Tolstykh N.N. Remote control of dynamics of a target state of processor system The Theory and Technics of Radio Communication, 2017, vol. 4, pp.5–16.

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ СВЯЗИ МОБИЛЬНЫХ АГЕНТОВ, СОЕДИНЕННАЯ С МОДЕЛЬЮ ДВИЖЕНИЯ, И ЕЕ РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ «ПСИХОХОД»

А. В. Кузнецов[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе представляется модель системы связи агентов, модель движения которых реализована с помощью предложенного автором ранее клеточного автомата. Описывается реализация вышеуказанной модели в разработанной автором среде многоагентного моделирования «Психоход». Приводятся возможные приложения предлагаемого программного обеспечения.

Ключевые слова: клеточный автомат; модель движения; модель системы связи; автономные агенты; *ad hoc* сеть.

MODEL OF THE MOBILE AGENTS' COMMUNICATION SYSTEM CONNECTED WITH THE MODEL OF MOVEMENT, AND ITS IMPLEMENTATION IN THE "PSYCHOKHOD" ENVIRONMENT

A. V. Kuznetsov[1]

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

Abstract. The paper considers a simulator of a communication system of agents. The agents' movement model is developed with the cellular automaton, previously described by the author. I describe an implementation of the above model in my multi-agent environment "Psychohod". Possible applications of the proposed software are given.

Keywords: cellular automaton; movement model; communication model; autonomous agents; *ad hoc* network.

1. Введение

Ранее автор разработал модель оптимального группового движения иерархически организованных агентов на основе клеточного автомата [1, 2, 3], а также исследовал влияние ландшафта на характер движения агентов и успешность организации строя, близкого к заданному [4, 5]. Помимо этого, исследовалась соответствующая непрерывная модель, вероятностные свойства квазиоптимальных траекторий агентов и т.п. [5, 6]

Также автором была разработана модель каналов связи, также на основе клеточного автомата, которая позволяет, например, моделировать процессы самоорганизации радиосети агентов, способных к последовательному сканированию каналов [7].

Было также разработано программное обеспечение «Психоход» [8], реализующее предложенную модель, с помощью которого и производились практически все перечисленные исследования. В данном докладе описывается программное обеспечение «Психоход» и его расширение для реализации системы связи мобильных агентов, учитывающей особенности ландшафта и движения агентов. Сама среда доступна из репозитория по адресу https://bitbucket.org/bokohodteam/bokohod .

2. Краткое описание модели движения и связи

а. Модель движения

Пусть задано множество n агентов $Ag = \{ag_1, \dots, ag_n\}$, передвигающихся по двумерному прямоугольному «ландшафту» $\mathcal{L}$, состоящему из клеток с номерами типа (i, j). Также заданы $n + 1$ целочисленная матрица проходимости клеток ландшафта U^i, $n + 1$ вещественная матрица высот клеток H^i, n+1 матрица расположений агентов A^i, n матриц посещений клеток V^i, $i = 0, \dots, n$. Матрицы U^0, H^0, A^0 отражают объективные свойства ландшафта и местонахождения агентов, формируя слой «объективной реальности», матрицы U^i, H^i, A^i, V^i содержат в себе сведения о ландшафте, других агентах, посещениях клеток у i-го агента, формируя слой «субъективной реальности» i-го агента.

Компонента u_{ij}^k матрицы U^k соответствует количеству тактов дискретного времени, необходимых агенту для преодоления клетки (i, j), компонента h_{ij}^k матрицы H^k – высоте клетки (i, j), компонента a_{ij}^k матрицы A^k равна коду агента в клетке (i, j) или нулю, если агента в этой клетке нет, компонента v_{ij}^k матрицы V^k равна количеству посещений клетки (i, j) агентом ag_k.

Агент ag_k выбирает такой маршрут $\mathcal{M} = \{(i_1, j_1), \dots, (i_n, j_n)\} \subset \mathcal{L}$ в своей окрестности, чтоб

$$\sum_{(i,j)\in\mathcal{M}} u_{ij}^k \to \min,$$

$$\sum_{(i,j)\in\mathcal{M}} v_{ij}^k \to \min,$$

и чтоб минимизировать количество других агентов у себя на пути.

Если дополнительно вводится условие поддержания строя, то необходимо также минимизировать отклонение от заданного графа строя (при организации строя) или, альтернативно, чтоб количество других агентов в его окрестности соответствовало заданному (при организации роя). Сходство графов определяется с помощью меры несходства, описанной в работах [5, 9, 10].

б. Модель системы связи

У каждого $ag \in Ag$ может быть одно или несколько «средств связи» $c \in C$, характеризующееся предельной дальностью (в клетках) $r_{max}(c)$, предельной высотой препятствия между приемником и передатчиком $h_{max}(c)$ и максимальным быстродействием (абстракцией скорости) $s_{max}(c)$. Будем обозначать средство, используемое агентом в текущий момент времени как $c(ag)$. Средства c_1 и c_2 могут быть совместимыми с друг другом, т.е. пригодными для организации двухстороннего канала связи, в этом случае будем писать $\Gamma(c_1, c_2) = 1$ и несовместимыми, в таком случае будем писать $\Gamma(c_1, c_2) = 0$.

Высота препятствия между двумя клетками $b = (i_b, j_b)$, $e = (i_e, j_e)$ «ландшафта» определяется как

$$h(b,e) = \max_{(i,j)\in L(b,e)} (h_{ij}^0 - \hbar(i,j)),$$

где $L(b,e)$ – множество квадратов, пересекающихся с прямой, соединяющей центры клеток b и e, $\hbar$ – прямая, соединяющая точки $(i_b, j_b, h_{i_b j_b}^0)$ и $(i_e, j_e, h_{i_e j_e}^0)$:

$$\frac{i - i_b}{i_e - i_b} = \frac{j - j_b}{j_e - j_b} = \frac{\hbar - h_{i_b j_b}^0}{h_{i_e j_e}^0 - h_{i_b j_b}^0}.$$

Помимо этого, для всех агентов задано множество каналов в виде матрицы Q. Номер столбца этой матрицы соответствует номеру канала, номер строки нужен для учета размещения нескольких агентов на одном канале, а также для моделирования, например, номера временного окна агента на частотном канале. Компонента матрицы Q q_{ij} соответствует качеству канала j. Каждое средство может находиться на одном из каналов, канал, на который настроено средство c, обозначим как $j(c)$.

Также задается реальное быстродействие связи у средства c на канале j как функция $s(c,j) = s(s_{max}(c), q_{ij}, N_{ag}(j))$, где $N_{ag}(j)$ – количество агентов на канале j.

При движении агенты стремятся к тому, чтоб максимизировать реальное быстродействие канала и к тому, чтоб граф связи системы соответствовал бы графу потребностей в связи. Возможно задавать и другие критерии оптимальности, соответствующие моделируемой системе. Примером такой задачи оптимизации может служить

$$s(c(ag), i) \to \max, ag \in Ag, \quad (1)$$

$$r(ag_1, ag_2) \le \min\{r_{max}(c(ag_1)), r_{max}(c(ag_2))\}, \quad (2)$$

$$h(coo(ag_1), coo(ag_2)) \le \min\{h_{max}(c(ag_1)), h_{max}(c(ag_2))\}, \quad (3)$$

$$\Gamma(c(ag_1), c(ag_2)) = 1, \quad (4)$$

$$j(c(ag_1)) = j(c(ag_2)), ag_1, ag_2 \in Ag, \quad (5)$$

где $coo(ag)$ – координаты клетки, в которой находится агент ag.

Абстракцией данных, пересылаемых между агентами, являются сообщения. У сообщения есть длина l. Если по каналу i между агентами $ag_1, ag_2 \in Ag$ пересылается лишь одно сообщение длиной l, то время его прибытия составит

$$T = l / \min\{s(c(ag_1), i), s(c(ag_2), i)\}.$$

Если одновременно в одном канале направляются несколько сообщений, то время распределяется между ними пропорционально их важности. Таким образом, может быть поставлена задача минимизации времен доставки всех сообщений, указанных в некотором расписании сообщений.

3. Реализация моделей движения и связи и их взаимодействия в среде «Психоход»

Как указано в свидетельстве о регистрации программы, среда «Психоход» предназначена для имитационного моделирования движения по пересеченной местности, взаимодействия и конфликта агентов разных типов и основана на математической модели клеточного автомата. Программа предоставляет возможность

сбора и обработки статистических данных, задания различных сценариев поведения агентов с помощью скриптового языка Lua. Программное обеспечение написано, в основном, на языке C++14 с использованием библиотек Qt5 и, таким образом, может быть собрано как для Windows, так и для разных видов Unix-совместимых систем.

Диаграмма компонентов UML для разработанной автором программной среды многоагентного моделирования «Психоход» [8] показана на рис. 1. Сценарий конкретного эксперимента, определяющий тип ландшафта, поведения агентов, их вид, иерархию, цели и задачи и т.п. задается, как правило в виде скрипта на языке Lua, загружаемого через встроенный в среду интерпретатор языка Lua или, в простых случаях, с помощью графического интерфейса пользователя.

Ход эксперимента выводится на экран и (или) в текстовый файл в соответствии с настройками. Количество клеточных автоматов, поддерживаемых средой, неограниченно расширяемо, так как все остальные подсистемы среды взаимодействуют с автоматом не напрямую, а через интерфейсный абстрактный клеточный автомат самого общего вида.

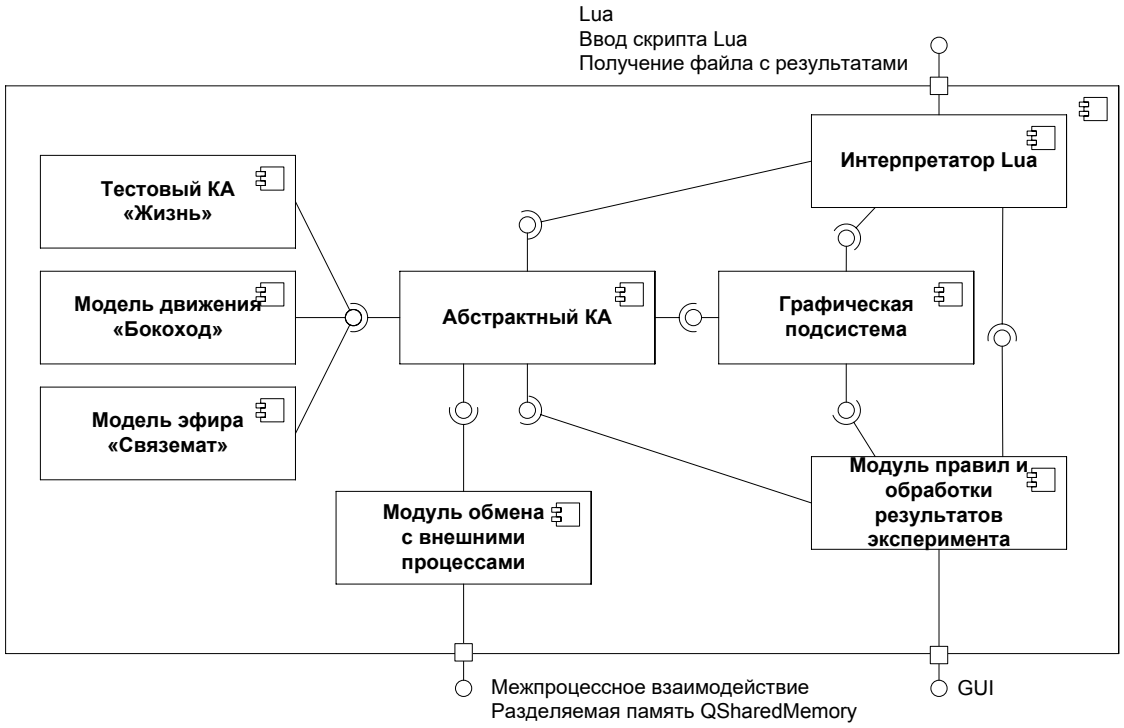


Рис. 1. Диаграмма компонентов среды «Психоход»

В настоящий момент средой поддерживаются автоматы «Жизнь» (Conway's *Game of Life*) Дж. Конвея, для тестовых нужд, «Бокоход» – основной симулятор движения и взаимодействия агентов и «Связемат» – простой симулятор эфира.

Два экземпляра процесса со средой «Психоход» могут соединяться друг с другом (рис. 2) через общую память (автор использует класс QSharedMemory из Qt5).

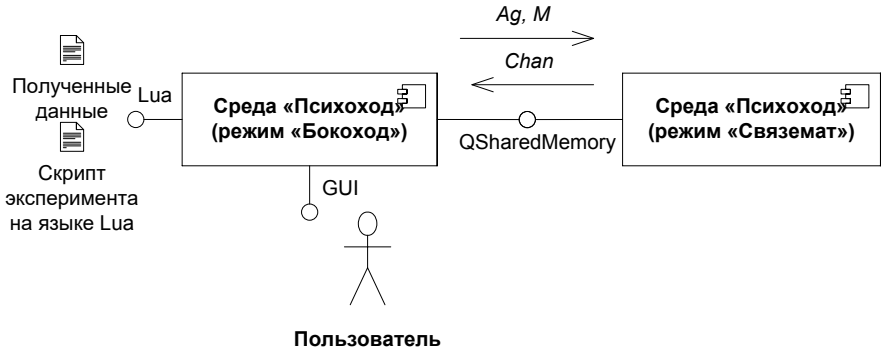


Рис. 2. Взаимодействие симуляторов движения и каналов в составе среды «Психоход»

Это необходимо, чтоб, например, процесс в котором идет симуляция движения агентов по пересеченной местности мог бы передавать процессу, в котором происходит симуляция эфира, список активных агентов $Ag = \{ag_1, \dots, ag_n\}$ и сведения о взаимной видимости агентов M, включающие список координат агентов и матрицу максимальных высот между агентами $hObst$ с компонентами

$$hObst_{ij} = h\left(coo(ag_i), coo\left(ag_j\right)\right),$$

соответствующие ограничениям (2), (3) в задаче (1)-(5), отдавая, в свою очередь, симулятору движения матрицу связности агентов $Chan$, $chan_{ij} = c(ag_i)$, если ag_i находится на канале j, иначе $chan_{ij} = 0$.

4. Описание интерфейсов среды «Психоход»

В режиме симулятора движения окна Психохода выглядят, как показано на рис. 3. Числами в кружках обозначены следующие элементы графического интерфейса:

1. Окно графического отображения симуляции.
2. Меню выбора клеточного автомата и его параметров.
3. Меню редактора ландшафта.
4. Меню редактора ячейки.
5. Кнопка переключения режимов редактирования ячеек.
6. Кнопка вызова меню генерации случайного ландшафта.
7. Кнопка вызова меню запуска изменений ландшафта во время симуляции.
8. Меню выбора агента и отображаемого слоя (вызывается из главного окна).
9. Меню параметров случайного ландшафта.
10. Кнопка загрузки скрипта Lua.
11. Кнопка запуска процесса-симулятора каналов.
12. Кнопка для быстрого тестирования новых (появляющихся в процессе разработки) функций симулятора.
13. Кнопка запуска симуляции.

В режиме симулятора каналов, подключенного к симулятору движения, окна Психохода выглядят, как показано на рис. 4. Кнопки запуска симулятора каналов и меню выбора типа автомата при подключении к симулятору движения блокируются. Вместо генерации случайного ландшафта при нажатии аналогичной кнопки происходит генерация случайных качеств канала. Симулятор движения и симулятор каналов могут быть запущенны и совершенно независимо.

Графическое отображение процесса симуляции может быть отключено для экономии вычислительных ресурсов, в этом случае ввод условий и вывод результатов эксперимента осуществляется исключительно с помощью скриптов на языке Lua.

Отметим, что для постановки вычислительных экспериментов в среде «Психоход» реализовано большое количество алгоритмов генерации случайных «ландшафтов», т.е. наборов проходимостей или высот клеток, отвечающих определенным условиям.

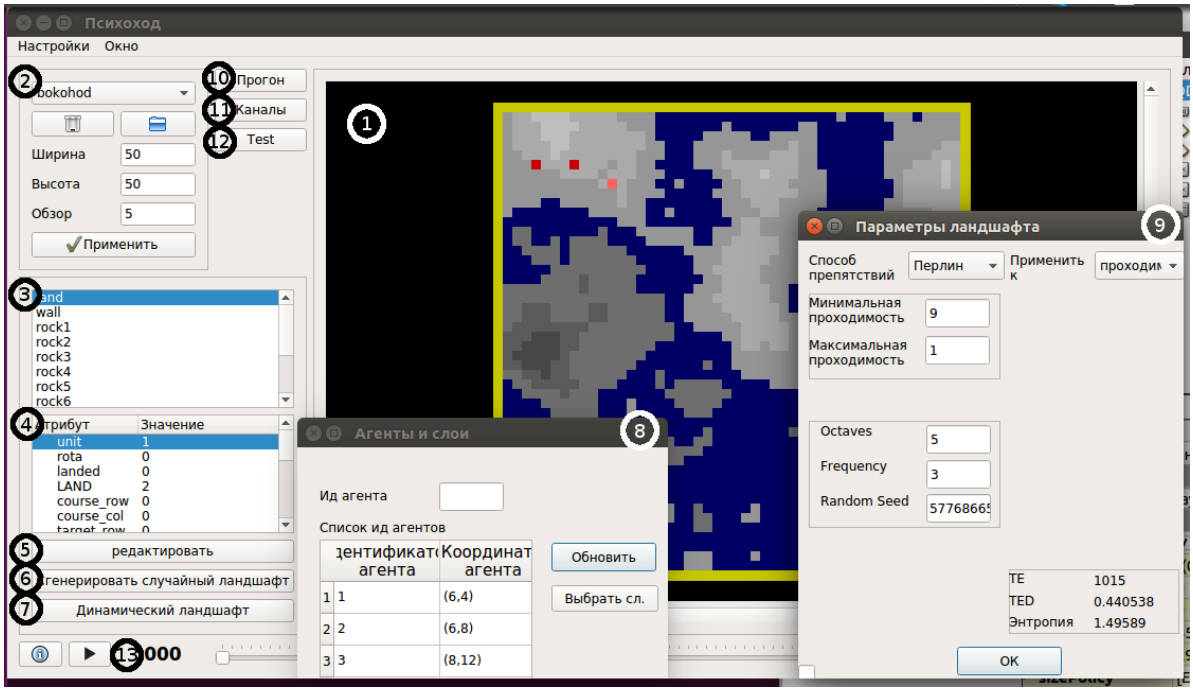


Рис. 3. Окна среды «Психоход» в режиме симулятора движения

Пример такого скрипта, в котором описывается эксперимент по многократному обходу препятствия разного размера с выводом результатов эксперимента в консоль, приведен ниже:

```
1. startRock = 7
2. expCount = 10
3. startRLen = 6
4. finalRLen = 6
5. expCount = 10
6. for rock_length = startRock, 1, -1 do
7.         for route_length = startRLen, finalRLen, 1 do
8.                 for bout = 0, expCount, 1 do
9.                         start_y = math.floor(( LandWidth() - rock_length )/2)
```

```
10.                         start_x = math.floor(( LandHeight() - rock_length )/2)
11.                         land_diff = 8
12.                         for dk = 0, rock_length - 1, 1 do
13.                                 for dl = 0, rock_length - 1, 1 do
14.                                         CreateLand(start_y+dk, start_x+dl, land_diff)
15.                                 end
16.                         end
17.                         cooS1 = start_y + math.floor(rock_length/2)
18.                         cooS2 = start_x - 1
19.                         cooE1 = start_y + math.floor(rock_length/2)
20.                         cooE2 = start_x + rock_length
21.                         cooS= cooS1 .. "," .. cooS2
22.                         cooE= cooE1 .. "," .. cooE2
23.                         SetRouteLength(route_length)
24.                         CreateUnit(1, cooS, cooE, 1)
25.                         MakeYellowFrame()
26.                         ShowProcess(true)
27.                         finished, ticks = Run()
28.                         print(finished/1000, ticks)
29.                         CleanAutomaton()
30.                 end
31.         end
32. end
```

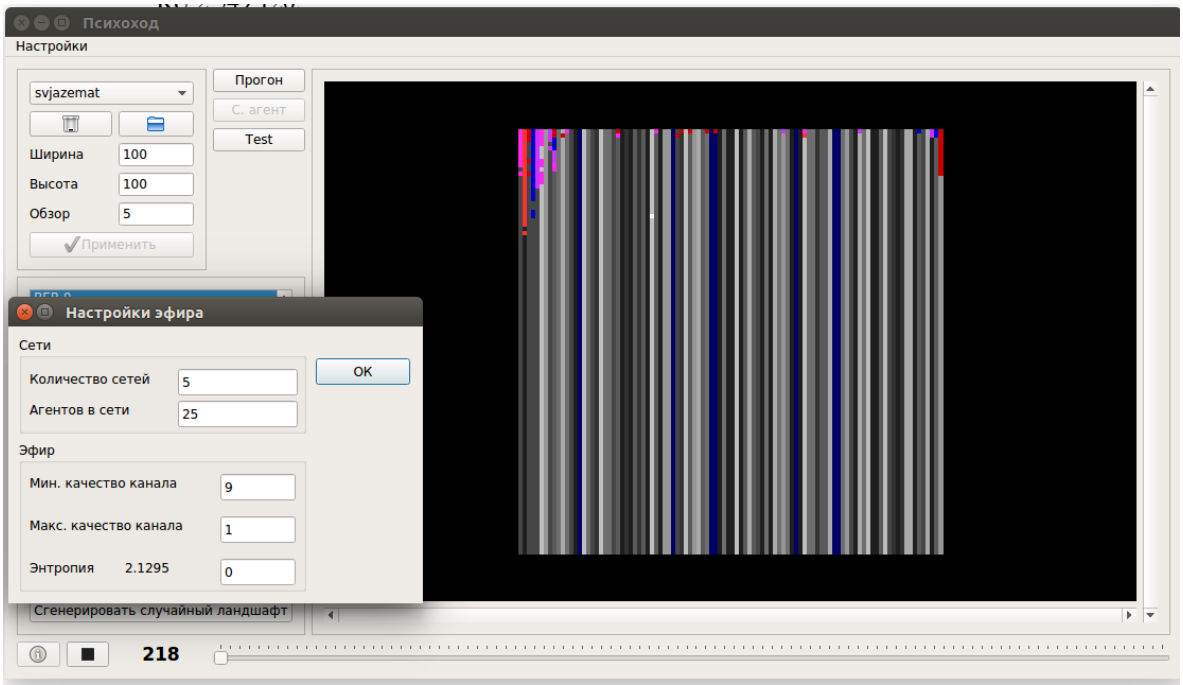


Рис. 4. Окна среды «Психоход» в режиме симулятора каналов

5. Заключение

Описанная в докладе среда моделирования использовалась автором, например, для моделирования описанной в [11] самоорганизации беспроводных *ad hoc* сетей связи агентов без заданных начальных частот по типу модели сегрегации Шеллинга [7]. В

указанной модели агенты, разделенные на несколько групп («сетей»), первоначально случайно разбросанные по различным частотным каналам, последовательно сканировали каналы из Q, и стремились остановиться на канале, где ими обнаруживались агенты, принадлежащие к той же группе и уйти с канала, где находилось слишком много агентов из других групп (точнее, больше чем N_{ag}/α_0). Вероятность обнаружения и различения группы агента считалась равной 100%. Время задержки на канале с номером f (в тактах автомата) составляло

$$t_{wait} = (F_{max}+1)F_{max} + (F_{max}+1)\beta \min\left\{\frac{N_{ag}^f}{N_{ag}}, \frac{N_{ag}^f}{N_f}\right\}.$$

Здесь N_{ag} – количество агентов, принадлежащих к той же группе, что и ag, N_{ag}^f— количество агентов, принадлежащих к той же группе, что и ag, на канале f, N_f – количество агентов на канале f. В качестве результаты были получены, например, характеристики среднего (для 100 экспериментов) времени $\overline{T}$ в тактах полной сегрегации агентов (т.е., иными словами, самоорганизации сетей), показанные на рис. 5 и 6. Кружками обведены точки, соответствующие параметрам, для которых во всех 100 экспериментах самоорганизация была осуществлена успешна, без «зацикливаний».

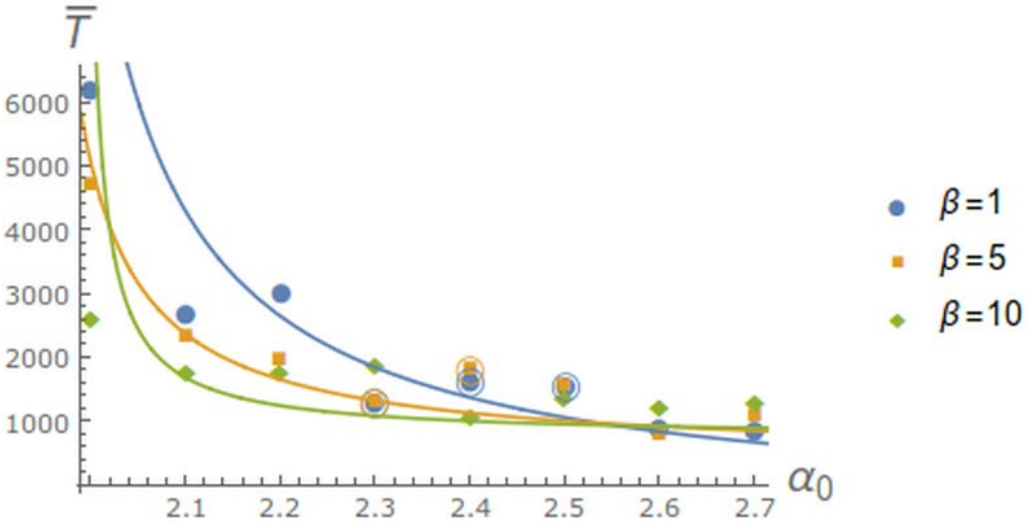


Рис. 5. Среднее время самоорганизации сетей, 5 сетей, 25 агентов в сети

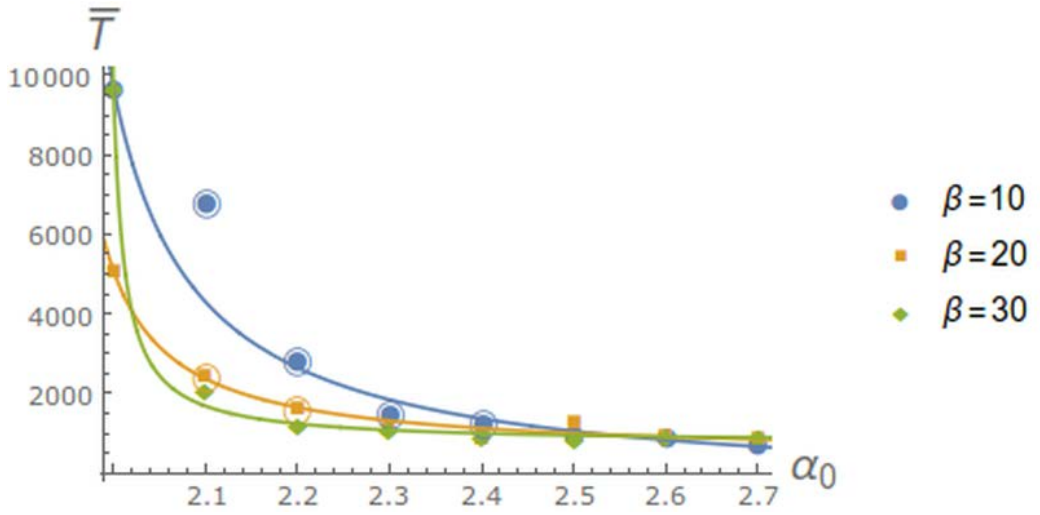


Рис. 6. Среднее время самоорганизации сетей, 5 сетей, 50 агентов в сети

Вышеупомянутый эксперимент был необходим, в свою очередь, для выяснения корректности алгоритмов самоорганизации защищенной сети связи, описанной в патенте [12] и статье [13].

6. Благодарности

Работа поддержана грантом РФФИ 18-07-01240 А.

Литература

1. Кузнецов А.В. Модель совместного движения агентов с трехуровневой иерархией на основе клеточного автомата // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2017. Т. 57. № 2. - С. 339-349.
2. Кузнецов А.В. Упрощенная модель боевых действий на основе клеточного автомата // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2017. № 3. - С. 59-71.
3. Kuznetsov A.V. Model of the motion of agents with memory based on the cellular automaton // International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems, 2018, Vol. 33, Iss. 3. - Pp. 290-306. URL: https://doi.org/10.1080/17445760.2017.1410819
4. Kuznetsov Al.V. Cellular automata-based models of group motion and interaction of agents with memory // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2017) сборник трудов III международной конференции и молодежной школы. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2017. С. 1090-1095.
5. Кузнецов А.В. Организация строя агентов с помощью клеточного автомата // Управление большими системами, 2017. Вып. 70, С.136-167
6. Кузнецов А.В. О движении агентов по местности с препятствиями // Журнал вычислительной математики и математической физики. Т. 58. № 1. - С. 143-157
7. Кузнецов А.В. Многоагентная модель самоорганизации системы связи // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики. Материалы Международной научно-технической конференции. Воронеж: Воронежский государственный университет, 2017. - С. 747-749
8. Кузнецов А.В., Лещев А.С. Программная среда многоагентного моделирования «Психоход» 2017619605 // Пр. для ЭВМ. 28.08.2017
9. Кузнецов А.В. Мера несходства на множестве графов и ее приложения // Вестник ВГУ. Серия: Системный анализ и информационные технологии, 2017 - №1. - С. 125-131

10. Schumann A., Kuznetsov A.V. Foundations of mathematics under neuroscience conditions of lateral inhibition and lateral activation // International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems, 2018, Vol. 33, Iss. 3. - Pp. 237-256. URL: https://doi.org/10.1080/17445760.2018.1439490
11. Кузнецов А.В. Распределение ограниченных ресурсов в системе с устойчивой иерархией (на примере перспективной системы военной связи) // Управление большими системами: сборник трудов, 2017. Вып. 66. – С. 68-93.
12. Кузнецов А.В., Нестеренко А.В., Богатырев М.В., Пустовит В.П. Способ организации защищенной системы связи. Патент на изобретение RU 2644523 , заяв. 02.11.2016, опубл. 12.02.2018.
13. Кузнецов А.В., Жарков С.Н. Настройка беспроводной сети специального назначения по защищенному радиоканалу // Электросвязь, 2016. №1. С. 28-35.

REFERENCES

1. Kuznetsov A.V. A model of the joint motion of agents with a three-level hierarchy based on a cellular automaton // Computational mathematics and mathematical physics, 2017, Vol. 57, No. 2. - Pp. 340-349.
2. Kuznetsov A.V. A simplified combat model based on a cellular automaton // Journal of Computer and Systems Sciences International, 2017, Vol. 56, No. 3. – Pp. 397-409.
3. Kuznetsov A.V. Model of the motion of agents with memory based on the cellular automaton // International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems, 2018, Vol. 33, Iss. 3. - Pp. 290-306. URL: https://doi.org/10.1080/17445760.2017.1410819
4. Kuznetsov A.V. Cellular automata-based model of group motion of agents with memory and related continuous model // International Conference Information Technology and Nanotechnology 2017. CEUR Workshop Proceedings, 2017. Vol. 1904. - Pp. 223-231.
5. Kuznetsov A.V. Organization of an agents' formation through a cellular automaton // Large-Scale Systems Control, 2017. Iss. 70. - Pp.136-167.
6. Kuznetsov A.V. On the Motion of Agents across Terrain with Obstacles // Computational mathematics and mathematical physics, 2017, Vol. 58, No. 1. - Pp. 137-151.
7. Kuznetsov A.V. Multiagent model of self-organization of the communication system // Aktualnye problemy prikladnoi matematiki, informatiki i mekhaniki. Materialy Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii. Voronezh: Voronezhskii gosudarstvennyi universitet, 2017. - Pp. 747-749
8. Kuznetsov A.V., Leshchev A.S. The environment of multi-agent modeling "Psychohod" 2017619605 // Pr. dlia EVM. 28.08.2017
9. Kuznetsov A.V. Dissimilarity measure on the set of graphs and its applications // Vestnik VGU. Seriia: Sistemnyi analiz i informatsionnye tekhnologii, 2017 – No. 1. - Pp. 125-131.
10. Schumann A., Kuznetsov A.V. Foundations of mathematics under neuroscience conditions of lateral inhibition and lateral activation // International Journal of Parallel, Emergent and Distributed Systems, 2018, Vol. 33, Iss. 3. - Pp. 237-256. URL: https://doi.org/10.1080/17445760.2018.1439490
11. Kuznetsov A.V. Allocation of limited resources in a system with a stable hierarchy (on the example of prospective military communications system) // Large-Scale Systems Control, 2017. Iss. 66. – Pp. 68-93.
12. Kuznetsov A.V., Nesterenko A.V., Bogatyrev M.V., Pustovit V.P. Method of protected communication system organization. RU Patent 2,644,523 , stated. 02.11.2016, publ. 12.02.2018.
13. Kuznetsov A.V., Zharkov S.N. A special wireless network configuration over a secure radiochannel //Elektrosvjaz', 2016. No. 1. - Pp. 28-35.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ В ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ

М.Н. Данильченко, К.В. Пядухова, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Проведен анализ математического аппарата искусственных нейронных сетей, предложены решения по его применению для решения задач управления связью и радиоэлектронным подавлением в интегрированной системе.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, искусственный интеллект, архитектура ИНС, алгоритм обратного распространения ошибки.

NEURAL NETWORK MODEL OF CONTROLLING COMMUNICATION AND RADIOELECTRONIC SUPPRESSION IN INTEGRATED SYSTEM

M.N. Danilchenko, K.V. Piadukhova, A.N. Golubinsky

JSC « Concern « Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Annotation. An analyzes of the mathematical apparatus of artificial neural networks, was carried out proposes solutions for its application for solving communication control and electronic suppression problems in integrated system.

Keywords: artificial neural network, artificial intelligence, ANN architecture, back propagation error algorithm.

Стремительное развитие информационных технологий последних лет направлено на увеличение способности автоматизированных систем собирать, обрабатывать, распространять и использовать информацию. Эффект от их применения ярко выражен для систем гражданского назначения, в которых абоненты сети соединены проводными соединениями и её конфигурация неизменна. В автоматизированных системах управления специального назначения (АСУ СН) для обеспечения мобильности её компонентов на различных рельефах местности активно используются радиотехнологии. При этом эффект от применения информационных технологий при отсутствии непрерывного, устойчивого соединения абонентов сети в условиях воздействия как помех своих комплексов радиоэлектронного подавления (РЭП), так и противника будет достигнут в неполной мере. Используемые в современных системах методы решения указанной проблемы связаны со значительными временными интервалами, необходимыми для перестройки рабочей частоты в условиях РЭП источника радиоизлучения (ИРИ), что определяет продолжительные временные интервалы отсутствия управление компонентами системы. Поэтому при переходе к сетецентрической концепции, в связи с повышением требований к непрерывности управления, задача совместного, бесконфликтного функционирования систем управления РЭП и связи АСУ СН является актуальной.

Один из возможных путей решения обозначенной задачи состоит в применении искусственного интеллекта (ИИ). Используемые в настоящее время подходы к математической формализации ИИ базируются на математическом аппарате искусственных нейронных сетей (ИНС), нечеткой логики, генетических (эволюционных) алгоритмах и их гибридных модификациях [1].

В данной работе рассмотрен вопрос применения аппарата ИНС для интеллектуализации задач управления связи и РЭП.

Использование ИНС для решения задачи интеллектуализации системы управления определено следующими преимуществами [2]:

- способность решать задачи при неизвестных закономерностях;
- не критичность к шуму входных параметров;
- адаптация к изменениям окружающей сети;
- потенциально высокое быстродействие работы по сравнению с обычными алгоритмами решения;
- отказоустойчивость при аппаратной реализации ИНС.

Определим перечень исходных данных для задач управления связью и РЭП. При формализации *задачи управления связью* использовались следующие исходные параметры, значения которых приведены в таблице 1:

- x_1 – параметр, характеризующий количество абонентов, с которыми установлена радиосвязь относительно общего количества (b) абонентов сети типа MANET $x_1=\overline{0/b, 1/b, 2/b,...1}$;

- x_2 – параметр, характеризующий состояние канала при организации радиосвязи на рабочей частоте f1 $x_2=\overline{0,1}$ (0 – отсутствие ИРИ на частоте f1; 1 – наличие ИРИ на частоте);

- x_3 - параметр, характеризующий мощность помех, обусловленных всеми ИРИ, шумами и прочими помехами на частоте f1 $x_3 \in [0;1]$ (0 – в случае, когда $P_{помех}=P_{порог}$; 1 – в случае, когда отношение $P_{сигн}/P_{помех}$ принимает критическое значение ($\delta_{кр}$));

- y_1 - выходной параметр, принимающий значения: 0 – не перестраивать рабочую частоту; 1 – перестраивать рабочую частоту.

Для формализации *задачи управления РЭП* использовались параметры:

- $u_{1,j}$, характеризующий критичность функционирования j-го ИРИ $u_1 \in [0;1]$ (0 – не опасен; 1 – опасен);

- $u_{2,j}$, характеризующий возможность подавления j-го ИРИ в зависимости от дальности до него $u_{2,j} \in [0;1]$ (0 – минимальная нормированная дальность до ИРИ; 1 – максимальная нормированная дальность до ИРИ);

- $u_{3,j}$, характеризующий возможность подавления j-го ИРИ альтернативным абонентом $u_{3,j}=\overline{0,1}$ (0 – возможно; 1 – не возможно);

- z_j - выходной параметр, принимающий значения: 0 – осуществлять РЭП; 1 – не осуществлять РЭП.

Применительно к задачам управления связью и РЭП использовались обучающие последовательности, приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Обучающие последовательности для задач управления связью и РЭП

№	*Задача управления связью*				*Задача управления РЭП*			
	x_1	x_2	x_3	y	$u_{1,j}$	$u_{2,j}$	$u_{3,j}$	z_j
1	0	0	0	***1***	0	0	0	***0***
2	0	0	1	***1***	0,25	0	0	***0***
3	0,375	0	0	***1***	0,5	0	0	***0***
4	0,375	0	0,25	***1***	0,5	0,25	0	***0***
5	0,375	0	0,75	***1***	0,5	0,25	1	***0***
6	0,375	0	1	***1***	0,5	0,5	0	***0***
7	0,375	1	0	***1***	0,5	0,5	1	***0***
8	0,375	1	0,5	***1***	0,5	0,75	0	***0***
9	0,375	1	1	***1***	0,5	0,75	1	***0***
10	0,5	0	0	***0***	0,5	1	0	***0***
11	0,5	0	0,25	***0***	0,75	0	0	***1***
12	0,5	0	0,75	***1***	0,75	0,25	0	***1***
13	0,5	0	1	***1***	0,75	0,25	1	***1***
14	0,5	1	0	***1***	0,75	0,75	0	***1***
15	0,5	1	0,25	***1***	0,75	0,75	1	***1***
16	0,5	1	0,5	***1***	0	0	1	***0***
17	0,5	1	0,75	***1***	0	0,25	1	***0***
18	0,5	1	1	***1***	0	0,75	1	***0***
19	0	1	0	***1***	0	1	0	***0***
20	0	1	1	***1***	0	1	1	***0***
21	1	0	0	***0***	1	0	0	***0***
22	1	0	1	***1***	1	0,25	0	***1***
23	1	1	0	***1***	1	0,75	0	***1***
24	1	1	1	***1***	1	1	0	***0***
25					1	0	1	***1***
26					1	0,25	1	***1***
27					1	0,5	1	***1***
28					1	0,75	1	***1***
29					1	1	1	***1***

Вариант интеллектуальной системы для решения задач управления связью и РЭП приведен на рисунке 1.

В качестве ИНС, приведенной на рисунке 1, применялась сеть прямого распространения. Её выбор определен простотой реализации по сравнению с другими вариантами архитектур ИНС при наличии принципиально возможного решения поставленной задачи [3, 4].

Для интеллектуализации задач управления связью и РЭП использовалась трехслойная полносвязная ИНС (два скрытых и выходной слои), типовая структура которой приведена на рисунке 2. Выбор трехслойной модели определен тем, что меньшее количество слоев ИНС не обеспечивает требуемую обучающую способность к обучению (максимальное количество правильных реакций ИНС на входные обучающие вектора).

При описании архитектуры ИНС будем использовать следующее обозначение *(n)-k-l-m*, где n – количество входов; k, l, m – количество нейронов в первом, втором скрытом и выходном слоях ИНС, соответственно.

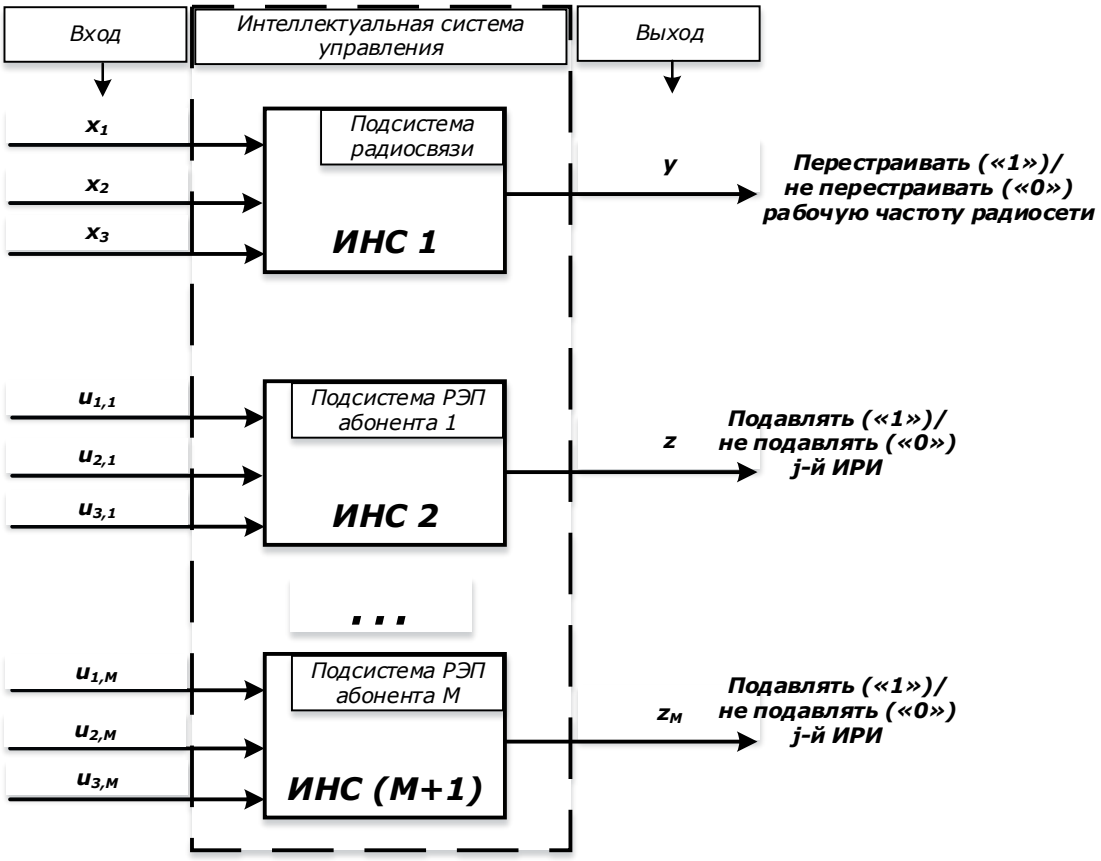


Рис. 1. Вариант интеллектуальной системы управления связью и РЭП.

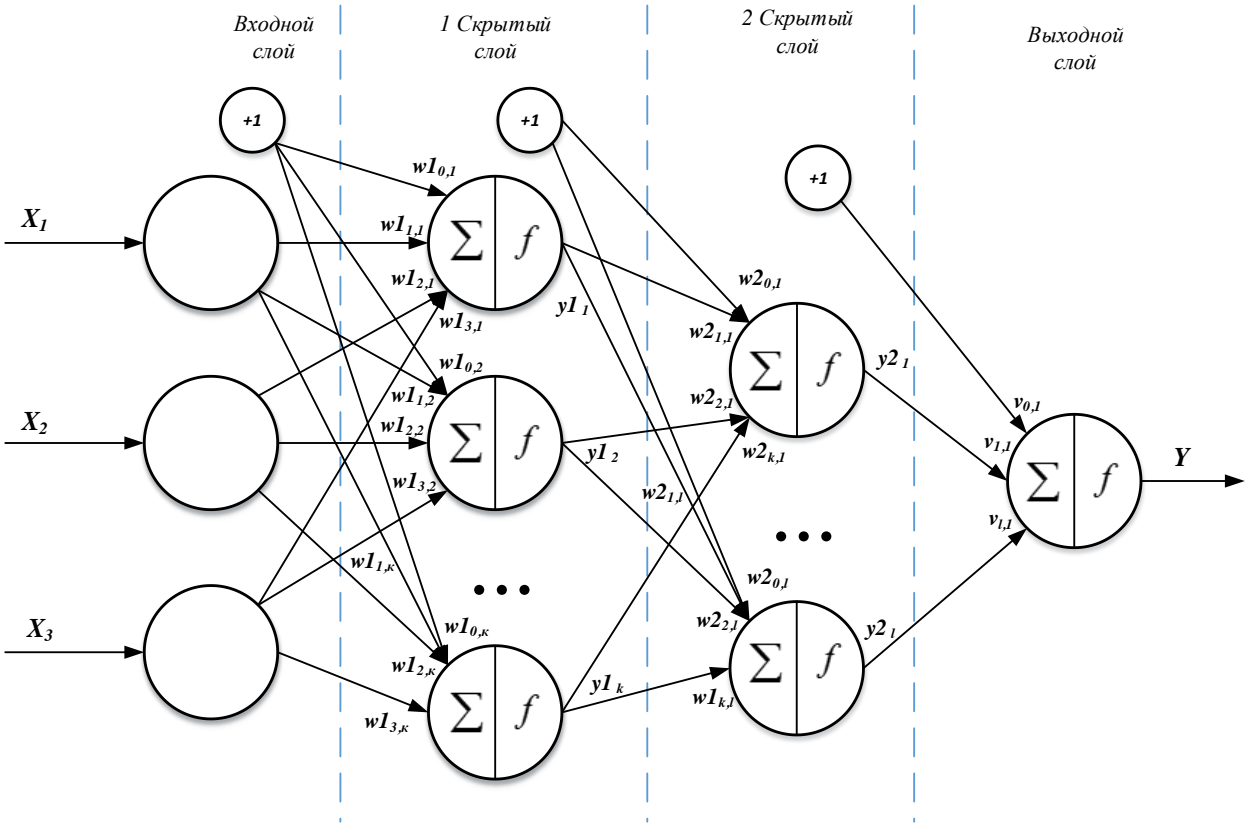


Рис. 2. Общая архитектура трехслойной ИНС.

На рисунке 2 использованы обозначения:

- x_1, x_2, x_3 – значения соответствующих входных параметров;

- $w1_{i,j}$ – весовой коэффициент нейрона первого скрытого слоя, где i – номер входа ИНС, j – номер нейрона в первом слое ИНС;

- $y1_j$ – выходное значение нейрона первого скрытого слоя;

- $w2_{j,p}$ – весовой коэффициент нейрона второго скрытого слоя, где p – номер нейрона во втором скрытом слое ИНС;

- $y2_p$ – выходное значение нейрона второго скрытого слоя;

- $v_{p,1}$ – весовой коэффициент нейрона выходного слоя ИНС;

- Y – выходной параметр ИНС;

- f – функция активации нейрона [5]: сигмоидальная функция $f(x)=1/(1+e^{-\alpha x})$; для выходного слоя дополнительно с целью формирования решения использовалась пороговая функция со смещением 0,5.

Процесс обучения ИНС прямого распространения состоит в вычислении весовых коэффициентов нейронов (весов сети), которые позволяют обеспечить минимальное значение ошибки (разница между полученными и ожидаемыми значениями) на выходе сети после подачи на её вход вектора обучающих параметров (обучающей выборки) [5].

На практике для обучения ИНС, как правило, используются методы градиентного спуска первого и второго порядков [6], последние из которых характеризуются значительной математической сложностью и, как следствие, существенным увеличением объема вычислений, что определило их ограниченную применимость на практике.

В предлагаемом варианте нейронной сети использовался алгоритм обучения с учителем, реализуемый посредством классического алгоритма обратного распространения ошибки, который в силу своего широкого распространения подробно описан в известной литературе [3-5]. Заметим, что величина корректировки весов выходного нейрона определяется выражением:

$$v_{p,1} = v_{p,1} + \eta \cdot \delta\, y2_p, \tag{1}$$

где $\delta=(y_i-Y)\cdot Y\cdot(1-Y)$. Корректировка весов нейронов второго скрытого слоя:

$$w2_{i,p} = w2_{i,p} + \eta \cdot \delta \cdot y2_p \cdot (1-y2_p) \cdot y1_j \cdot v_{p+1,1}, \tag{2}$$

далее корректируются веса нейронов первого скрытого слоя:

$$w1_{i,j} = w1_{i,j} + \eta \cdot \delta \cdot y2_p \cdot (1-y2_p) \cdot y1_j \cdot (1- y1_j) \cdot x_i \cdot w2_{i+1,p}. \tag{3}$$

Основными параметрами, определяющими эффективность обучения ИНС, являются скорость (η) и количество эпох (λ) обучения, требуемых для расчета весовых коэффициентов нейронов, обеспечивающих заданное значение ошибки.

Для выполнения сравнительного анализа используемых архитектур, математическая модель ИНС, обучаемой с использование алгоритма обратного распространения ошибки, была реализована при последовательном режиме обучения. Его выбор определен меньшим объемом внутреннего хранилища для каждой синаптической связи. В свою очередь пакетный режим обеспечивает более точную

оценку вектора градиента, а также облегчает возможность распараллеливания вычислений [5], что особенно явно проявляется на больших обучающих выборках.

В рамках проведенного исследования для задач управления связью и РЭП был так же реализован модифицированный метод градиентного спуска путем введения дополнительного слагаемого (константы момента) при расчете значений корректируемых весов нейронов сети – *обобщенное дельта-правило* [5]. Использование константы момента позволяет предотвратить нежелательную остановку алгоритма в локальном минимуме на поверхности ошибок [5].

В результате компьютерного моделирования установлено, что эффективно решить *задачу управления связью* позволяет ИНС архитектуры (3)-3-2-1, зависимость значения ошибки сети от эпохи обучения приведена на рисунке 3. Обучение указанной ИНС проводилось в течении $\lambda=2000$ эпох со скоростью $\eta=1$. В результате относительная итоговая ошибка достигла значения $E=6\times10^{-4}$, что обеспечило разницу более *32 дБ* между начальным (E_0) (до обучения) и конечным значением ошибки (E_p) (после обучения). При этом, как показано на рисунке 3, использование константы момента в алгоритме обратного распространения ошибки обеспечивает итоговый выигрыш более *24 дБ* по сравнению с классическим методом «градиентного спуска», позволяя ИНС безошибочно формировать правильные решения по заданным обучающим последовательностям.

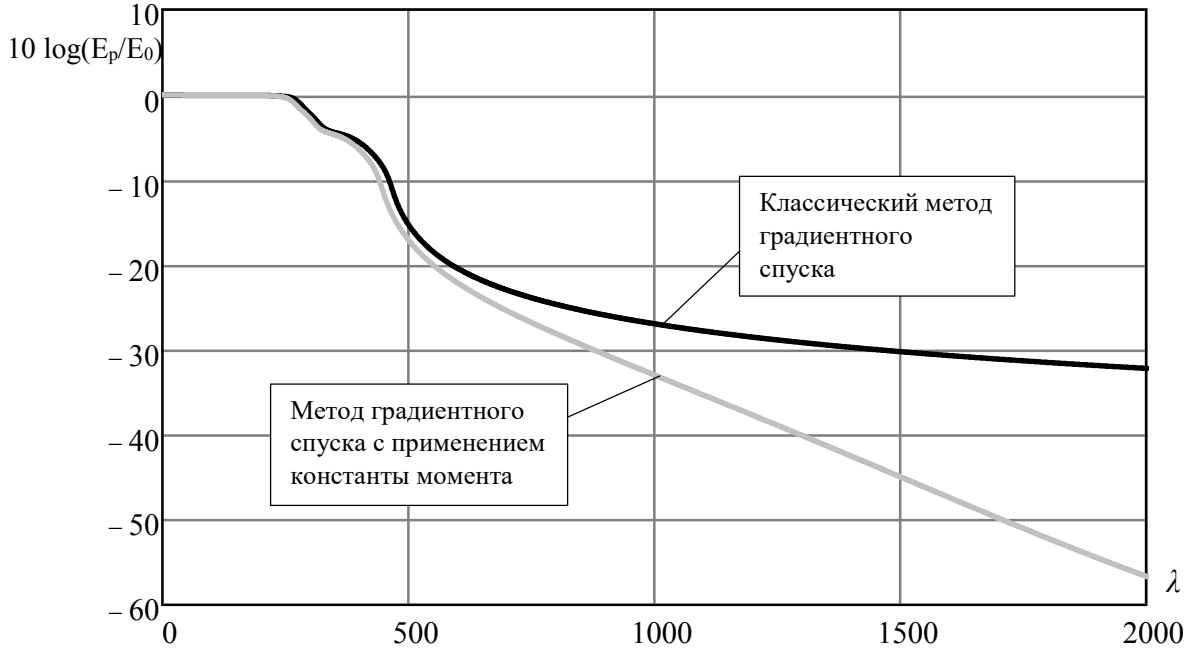


Рис. 3. Зависимости относительной ошибки ИНС (3)-3-2-1 от эпохи обучения для методов градиентного спуска и его модификации с константой момента.

При решении *задачи управления РЭП* в ходе моделирования было установлено, что эффективное решение рассматриваемой задачи позволяет обеспечить ИНС с архитектурой (3)-15-8-1. Обучение ИНС проводилось в течение $\lambda=2000$ эпох со скоростью $\eta=1$, обеспечив относительную итоговую ошибку сети $E=6{,}8\times10^{-4}$, что составило разницу между начальным и конечным значением ошибки сети более *34 дБ*.

Итоговый выигрыш метода градиентного спуска с использованием константы момента составил более *18 дБ*.

Исследование модификаций алгоритма обратного распространения ошибки (RMSProp, ADAM и др [6]) для обучения рассматриваемых в статье ИНС не позволили достичь результатов классического алгоритма и его модификации с использованием обобщенного дельта-правила. Такой результат связан с ориентированием указанных модификаций на большие обучающие выборки (порядка нескольких тысяч обучающих векторов) с использованием пакетного метода обучения.

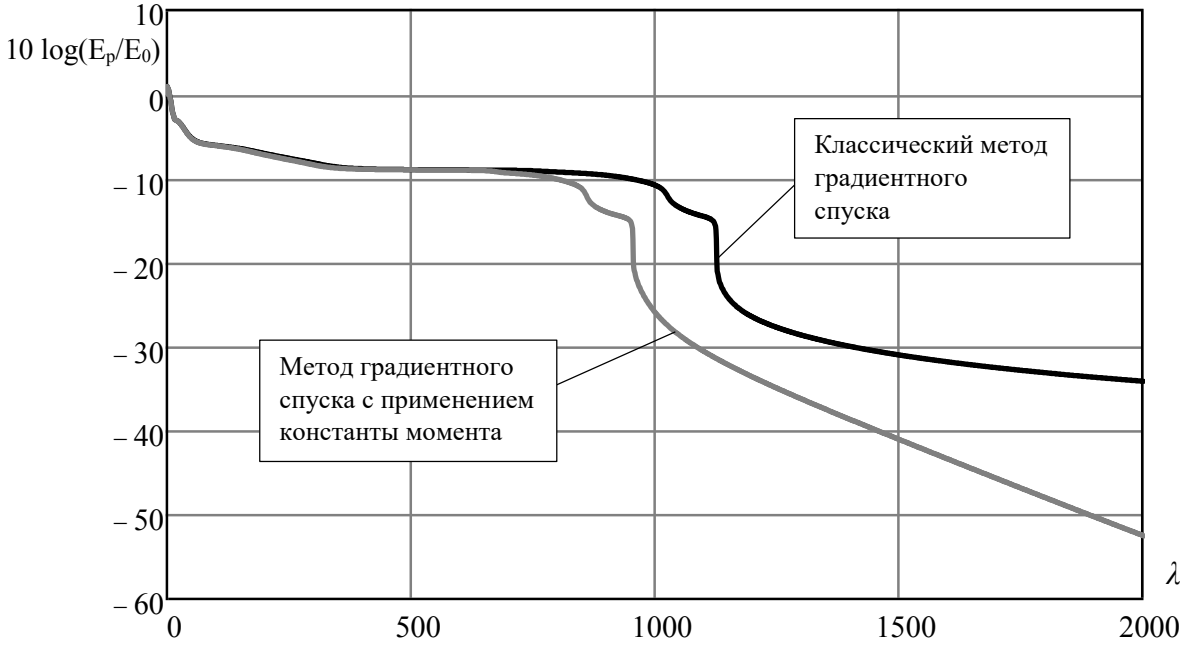


Рис. 4. Зависимости относительной ошибки ИНС (3)-15-8-1 от эпохи обучения для методов градиентного спуска и его модификации с константой момента.

Заключение

Таким образом, результаты проведенных исследований подтвердили состоятельность аппарата искусственных нейронных сетей для интеллектуализации задач управления связью и РЭП. При этом на примере рассмотренных задач была установлена необходимость усложнения архитектуры ИНС по мере увеличения разброса значений входных параметров для обеспечения её эффективного обучения. Усложнение архитектуры ИНС, в свою очередь, влечет увеличение объемов необходимых вычислений при обучении, что характеризуется увеличением времени.

Используемые в статье метод градиентного спуска и его модификация, позволили получить итоговое относительное значение ошибки на уровне 10^{-4} для задачи управления связью (ИНС (3)-3-2-1) за 2000 эпох обучения. Для достижения аналогичного значения ошибки при решении задачи управления РЭП, вследствие увеличения разброса значений входных параметров, потребовалось усложнение архитектуры ИНС до (3)-15-8-1, что определило увеличение времени вычислений. В свою очередь эффект от введения

константы момента для расчета величины корректировок весовых коэффициентов нейронов сети уменьшается по мере усложнения её архитектуры.

В ходе дальнейших исследований целесообразно рассмотреть ИНС (комитет ИНС), объединяющую в себе решение задач управления связью и РЭП, с последующей разработкой алгоритмов выбора частоты и синхронизации абонентов в сети.

Литература

1. Рутковская Д., Пильминьский М., Рутковский А. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 384 с.
2. Макаров И.Н., Лохин В.М. Интеллектуальные системы автоматического управления. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. – 576 с.
3. Бодянский Е.В., Руденко О.Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применение. Харьков: Телеком, 2004. – 369 с.
4. Комашинский В.И., Смирнов Д.А. Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 230 с.
5. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. – 1104 с.
6. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. М.: ДКМ Пресс, 2017. – 652 с.

References

1. Rutkovskaya, D., Pilminskiy, M., Rutkovsky, A. Neironnie seti, geneticheskie algoritme i nechetkie sestemi. M.: Goriachaya liniya – Telekom, 2013. – 384p.
2. Makarov, I.N., Lohin, V.M. Intellektualnie sisteme avtomaticheskogo upravlenia. M.: FIZMATLIT, 2001. – 576p.
3. Bodiansky, E.V., Rudenko, O.G. Iskusstvennie neironnie seti: architectura, obuchenie, primenenie. Harkov: Telekom, 2004. – 369 p.
4. Komashinsky, V.I., Smirnov, D.A. Neironnie seti i ih primenenie v sistemah upravlenya i svyazi. M.: Goryachaya liniya – Telekom, 2002. – 230 p.
5. Haykin, S. Neironnie seti: polniy kurs. M.: OOO “I. D. Vilyams”, 2006. -1104 p.
6. Gudfellou, Y., Bendgio, I., Kurvill, A. Glubokoe obuchenie. M.: DKM Press, 2017. – 652 p.

О ПРИМЕНЕНИИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЛОЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ И ПРОЦЕССАМИ

Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрено применение технологии искусственных нейронных сетей для реализации систем интеллектуального автоматического управления. Проведён сравнительный анализ различных схем нейроуправления, а также алгоритмов и методов обучения искусственных нейронных сетей.

Ключевые слова: системы управления, искусственный интеллект, искусственные нейронные сети, нейроконтроллер, сложные объекты.

ON APPLICATION OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS FOR MANAGING COMPLICATED OBJECTS AND PROCESSES

N. M. Ryabkov, A. N. Golubinskiy

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The application of technologies of artificial control systems is considered. A comparative analysis of various schemes of neural control, as well as algorithms and methods of training artificial neural networks, has been carried out.

Keywords: control systems, artificial intelligence, artificial neural networks, neural controller, complex objects.

В настоящее время для управления различными объектами широко применяются так называемые пропорционально-интегрально-дифференциальные (ПИД) контроллеры. Однако, при наличии нелинейности в процессе управления, использование таких контроллеров, как и других классических методов, не обеспечивает требуемого качества регулирования [1, 7].

Для решения указанной проблемы всё большее применение находят интеллектуальные системы управления, главной особенностью которых является адаптивность (способность вырабатывать новые управляющие воздействия в зависимости от изменяющейся обстановки) и возможность работы в условиях нелинейности, неопределённости и нестационарности. Учитывая тенденции повсеместного внедрения в промышленность систем управления сложными объектами (например, мобильными робототехническими комплексами), целесообразно совершенствование алгоритмов и методов управления на базе интеллектуальных систем, основанных на таких технологиях, как искусственные нейронные сети, нечёткая логика, генетические алгоритмы и др.

Согласно [1], основными чертами сложного объекта управления являются:

1) отсутствие математического описания;

2) недетерминированность (стохастичность) сложного объекта, обусловленная источниками случайных помех в объекте, сложностью объекта, наличием всякого рода второстепенных процессов;

3) нестационарность, которая проявляется в дрейфе характеристик объекта, т.е. эволюции объекта во времени.

Целью данной работы является анализ различных архитектур построения и алгоритмов обучения искусственных нейронных сетей (ИНС), а также анализ различных схем нейроуправления для синтеза нейроконтроллера, обеспечивающего наиболее эффективное управление сложными объектами, и его сравнение с традиционным ПИД-контроллером.

Технология ИНС широко применяется при реализации интеллектуальных систем управления. Это связано, в первую очередь, с обучаемостью, высоким быстродействием ИНС, а также их надёжностью за счёт распараллеливания входной информации [2].

Ввиду своей наибольшей эффективности в условиях нелинейности, неопределённости и нестационарности, ИНС могут быть применены для решения следующих слабо формализуемых задач:

1) интеллектуальное управление информационными потоками в инфокоммуникационных системах [3];

2) стабилизация вооружения транспортных средств, находящихся в движении [4];

3) управление мобильными робототехническими комплексами [5];

4) решение задач радиолокации [6]:

- формирование диаграммы направленности для фазированных антенных решёток;
- первичная (спектральная) обработка;
- обнаружение целей;
- вторичная (траекторная) обработка;
- распознавание целей и ситуаций;
- анализ и прогнозирование обстановки.

Важной задачей при синтезе нейроконтроллера является выбор наиболее эффективной схемы нейроуправления.

Согласно экспериментальным данным, приведённым в [7], одной из наиболее эффективных схем нейронного управления является схема с эмулятором и контроллером (рис. 1) .

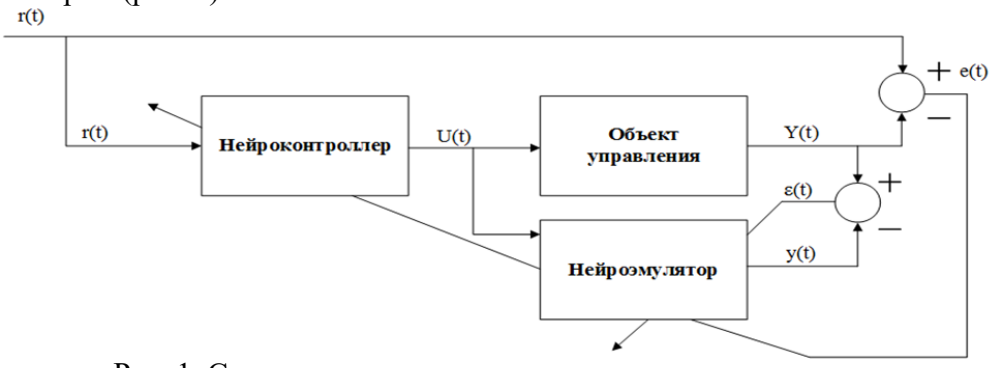


Рис. 1. Схема управления с эмулятором и контроллером.

В приведённой схеме: r(t) – входной сигнал схемы управления; U(t) – выходной сигнал нейроконтроллера; Y(t) – выходной сигнал объекта управления; y(t) – выходной сигнал нейроэмулятора; ε(t) – ошибка, используемая для обучения ИНС эмулятора; e(t) – ошибка, используемая для обучения ИНС контроллера. При этом нейроэмулятор, являющийся устройством, копирующим функции объекта управления, обучается на обычной, а нейроконтроллер – на инверсной модели объекта управления [7]. Нейроконтроллер может обучаться непосредственно на основе обратного распространения ошибки через нейроэмулятор, после чего осуществляет управление объектом.

Кроме выбора наиболее эффективной схемы нейроуправления, важным является вопрос выбора архитектуры нейронной сети, которая чаще всего определяется задачей, которую должна решать данная сеть. Соответственно, для решения простых задач может применяться однослойный персептрон, а для решения более сложных задач – такие ИНС, как многослойный персептрон, рекуррентные сети, свёрточные ИНС и другие варианты ИНС. Число нейронов в сети, как правило, определяется эмпирически и зависит от необходимой точности вычислений. Количество входов сети определяется входными данными, а выходов – соответственно, желаемыми выходными данными. На практике для решения задач управления, как правило, используются двухслойные ИНС [2], которые состоят из одного скрытого и одного выходного слоя нейронов (рис. 2).

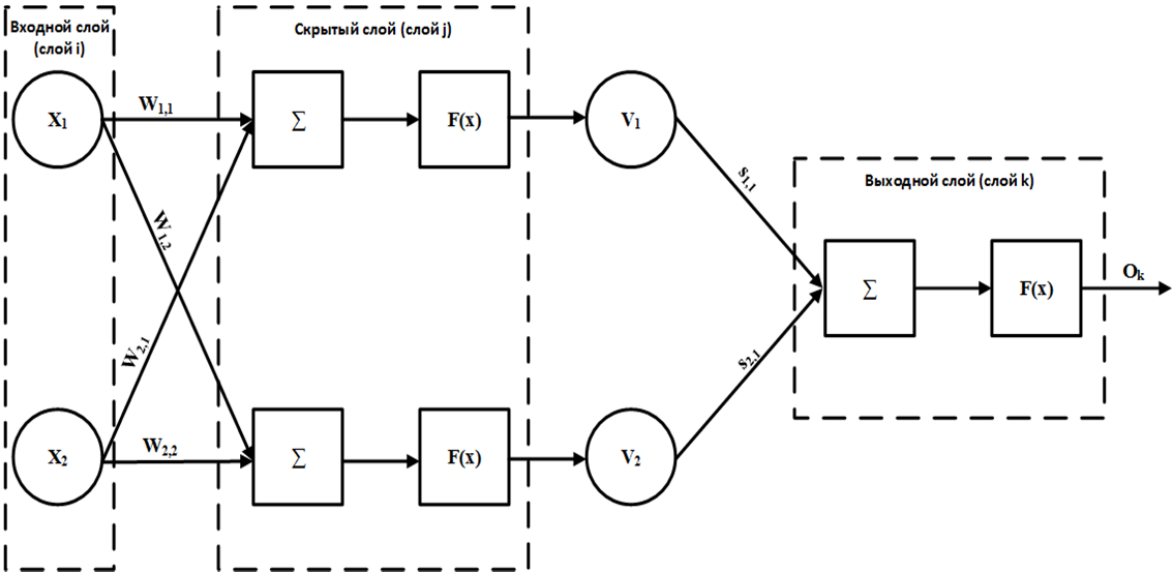


Рис. 2. Сеть прямого распространения с одним скрытым и одним выходным слоем.

Данная архитектура ИНС, при относительной простоте реализации, обеспечивает достаточно точную аппроксимацию нелинейных функций, что обуславливает целесообразность её использования при реализации нейроконтроллеров [2].

Существует множество методов обучения и оптимизации скорости обучения искусственных нейронных сетей [8, 9], среди которых наиболее часто используемым на практике является метод обратного распространения ошибки, что обусловлено простотой его реализации и эффективностью функционирования. Рассмотрим алгоритм

обучения ИНС по методу обратного распространения ошибки. При обучении по данному методу сигнал распространения ошибки между выходным и скрытым слоями для схемы, приведённой на рисунке 2, выражается следующим образом [7]:

$$\delta_k = \tau_k - O_k, \quad (1)$$

где τ_k – желаемый выход, а O_k – действительный выходной сигнал ИНС. Между скрытым и входным слоем сигнал обратного распространения ошибки имеет вид [7]:

$$\delta_j = f'_k(V) \sum_k \delta_k s. \quad (2)$$

Веса связей между входным и скрытым слоями корректируются в соответствии с выражением [7]:

$$\Delta w(t+1) = \eta \delta_j O_i + \alpha \Delta w(t) + \beta \Delta w(t-1), \quad (3)$$

а веса связей между скрытым и выходным слоями корректируются аналогично [7]:

$$\Delta s(t+1) = \eta \delta_k V + \alpha \Delta s(t) + \beta \Delta s(t-1), \quad (4)$$

где O_i и V – выходные сигналы входного и скрытого слоёв, η – скорость обучения, α и β – коэффициенты мгновенного значения и ускорения соответственно.

Несмотря на очевидные преимущества рассматриваемого метода, он требует оптимизации по скорости, в связи с чем применяются методы оптимизации скорости обучения ИНС [8 – 10]:

– первого порядка:

1) алгоритм AdaGrad;
2) алгоритм RMSProp;
3) алгоритм Adam.

– второго порядка:

1) алгоритм Левенберга-Марквардта;
2) метод сопряжённых градиентов;
3) алгоритм BFGS.

Следует отметить, что методы оптимизации скорости обучения второго порядка показывают более высокую скорость по сравнению с методами первого порядка, однако, ввиду сложности математической реализации (необходимость вычисления гессиана) требуют значительных вычислительных затрат. В методах первого порядка не требуется вычисление гессиана, что позволяет, используя современные алгоритмы оптимизации (AdaGrad, RMSProp, Adam и т.д.) достигать высокой скорости обучения ИНС при меньших вычислительных затратах. В данной работе будет рассмотрено применение алгоритма Левенберга-Марквардта для обучения ИНС.

В качестве примера использования ИНС для синтеза интеллектуальной системы управления рассмотрим реализованную в модуле Simulink пакета Matlab [11] модель управления движением (или звеном) робота. Управление на основе эталонной модели, которая задаёт желаемую траекторию движения (или перемещения звена) робота, осуществляется посредством нейронных сетей, реализующих контроллер (регулятор) и эмулятор (модель объекта управления).

Архитектуры ИНС, используемых в системе управления звеном робота, представлены на рис. 3.

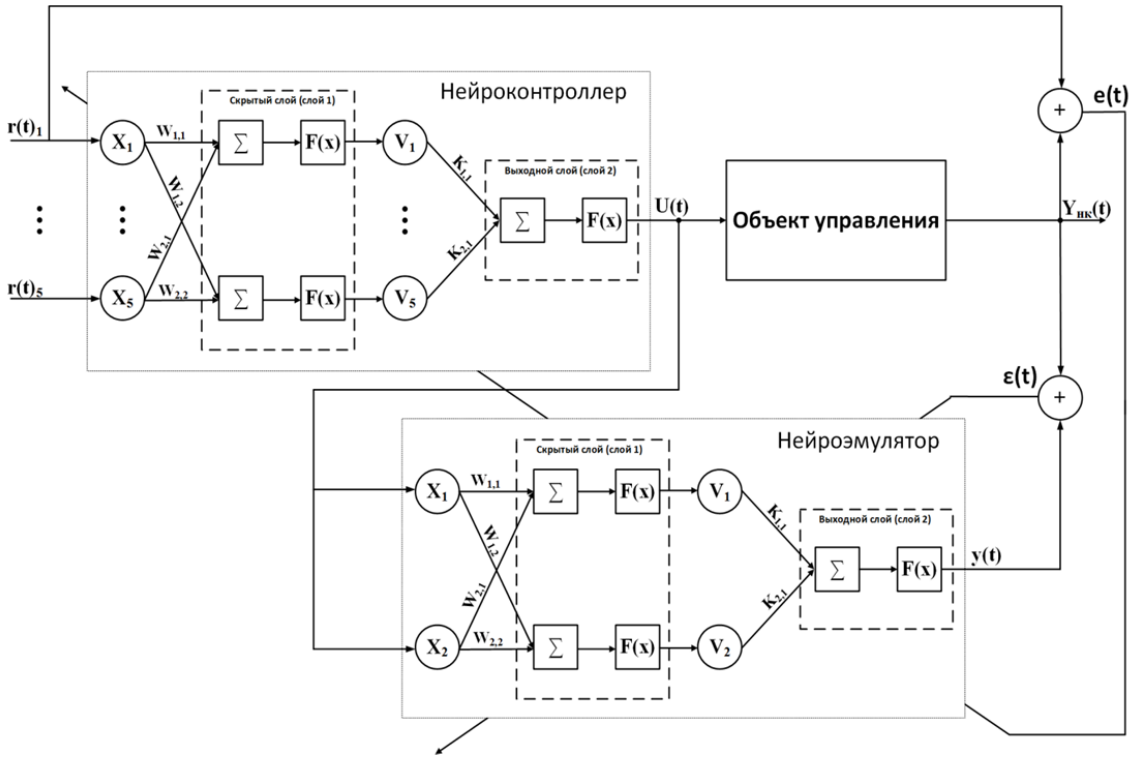


Рис. 3. Архитектуры ИНС, используемых в системе управления звеном робота.

В приведённой схеме r(t) – входные сигналы (уставки с соответствующими задержками [11]); U(t) – выходной сигнал нейроконтроллера; $Y_{нк}(t)$ – выходной сигнал объекта управления; y(t) – выходной сигнал нейроэмулятора; ε(t) – ошибка, используемая для обучения ИНС эмулятора; e(t) – ошибка, используемая для обучения ИНС контроллера. В рассматриваемой архитектуре ИНС контроллера имеет 5 входов и 1 выход и состоит из 2 слоёв; ИНС эмулятора имеет 2 входа и 1 выход и также состоит из 2 слоёв.

Количество нейронов в скрытом слое для ИНС выбиралось эмпирически – проводилось обучение нейроэмулятора и нейроконтроллера с разным количеством нейронов в скрытом слое с применением алгоритма обучения Левенберга-Марквардта, который обеспечивал наибольшую скорость обучения и не требовал значительных вычислительных затрат в рамках решаемой задачи. Зависимости среднеквадратических ошибок E(S) от количества эпох обучения S показаны на рисунках 4 и 5, из графиков на данных рисунках видно, что для нейроэмулятора наиболее быстро и качественно (ошибка менее 10^{-10}) обучилась ИНС с 11 нейронами в скрытом слое, а для нейроконтроллера – ИНС с 10 нейронами в скрытом слое (ошибка 10^{-5}). Соответственно, для нейроэмулятора была выбрана архитектура (2)-11-1 (2 входа, 11 нейронов в скрытом слое, 1 выход), а для нейроконтроллера – архитектура (5)-10-1 (5 входов, 10 нейронов в скрытом слое, 1 выход).

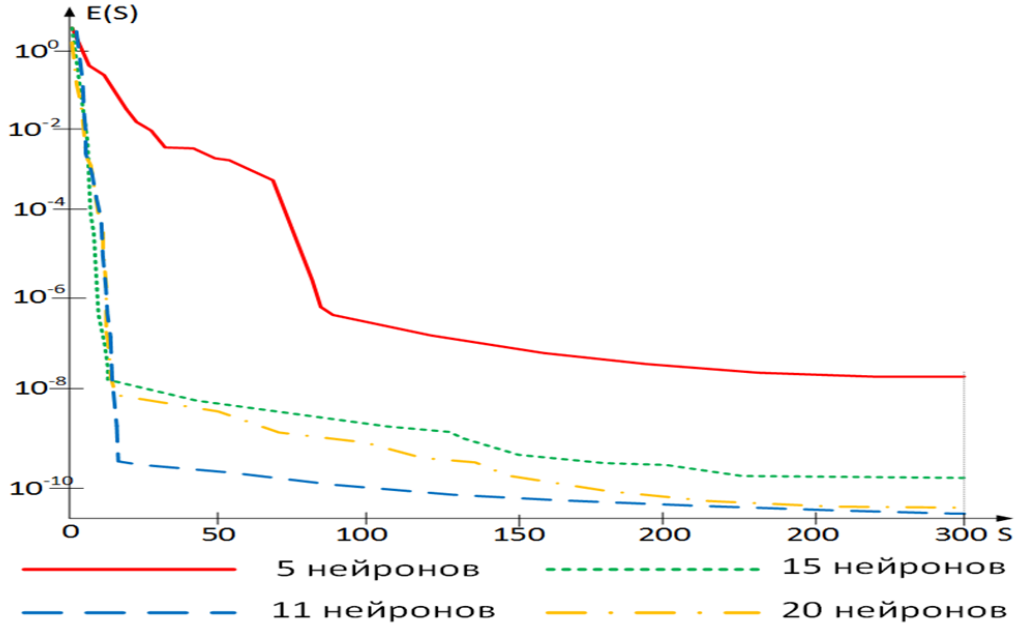


Рис. 4. Процесс обучения нейроэмулятора при разном количестве нейронов в скрытом слое двухслойной ИНС.

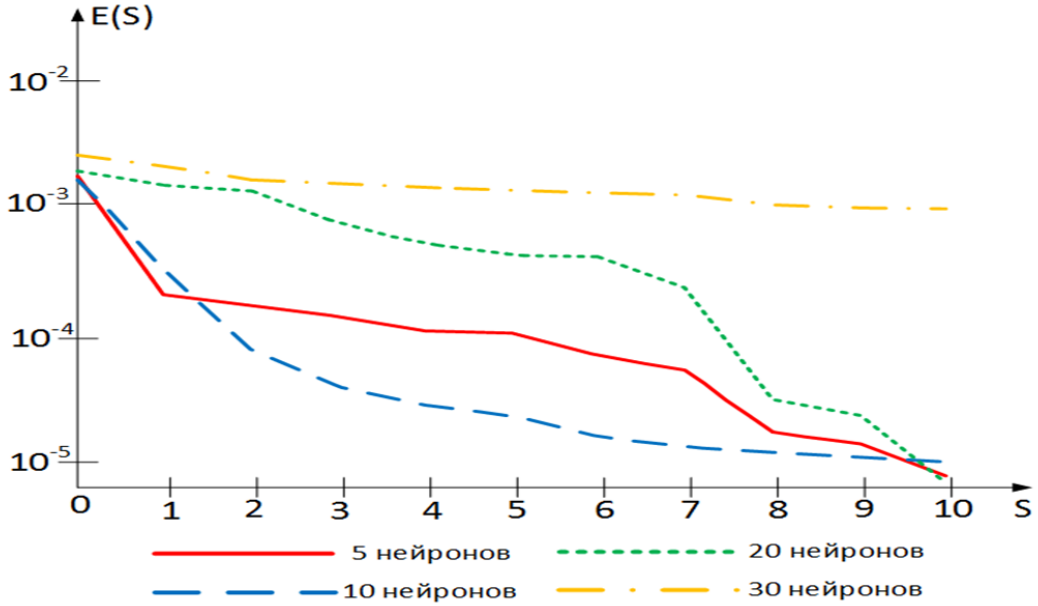


Рис. 5. Процесс обучения нейроконтроллера при разном количестве нейронов в скрытом слое двухслойной ИНС.

После обучения нейронных сетей проведено моделирование в модуле Simulink и получены графики эталонного сигнала и выхода объекта управления, которые показаны на рисунке 6. Для сравнения на рисунках 7 и 8 приведены функциональная схема ПИД-контроллера и графики эталонного сигнала и выхода объекта управления для ПИД-контроллера, соответственно.

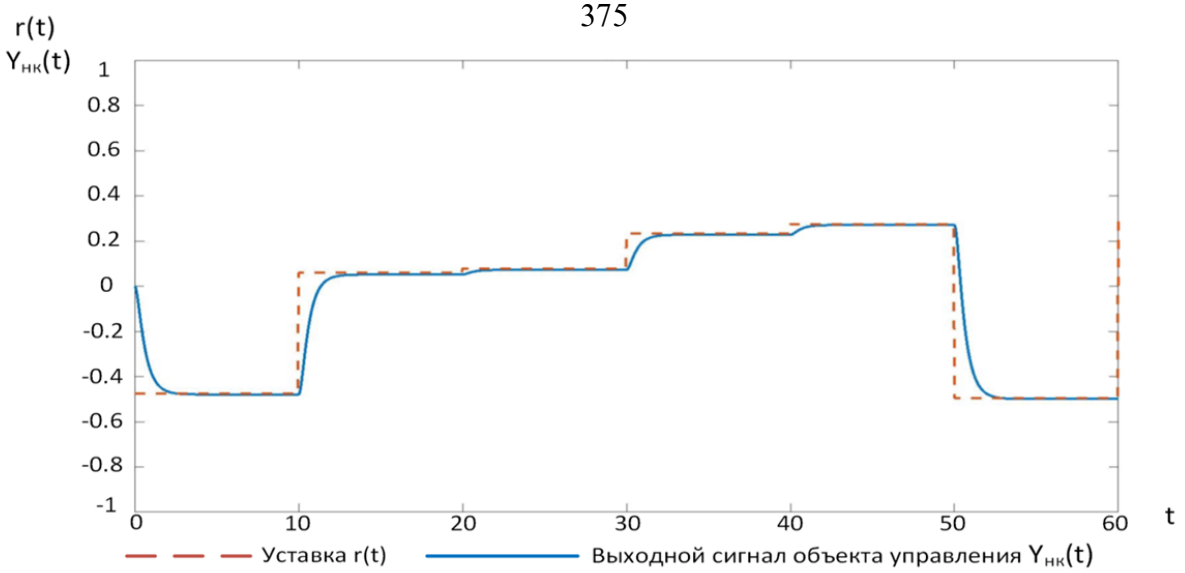


Рис. 6. График эталонного сигнала и выхода объекта управления для нейроконтроллера.

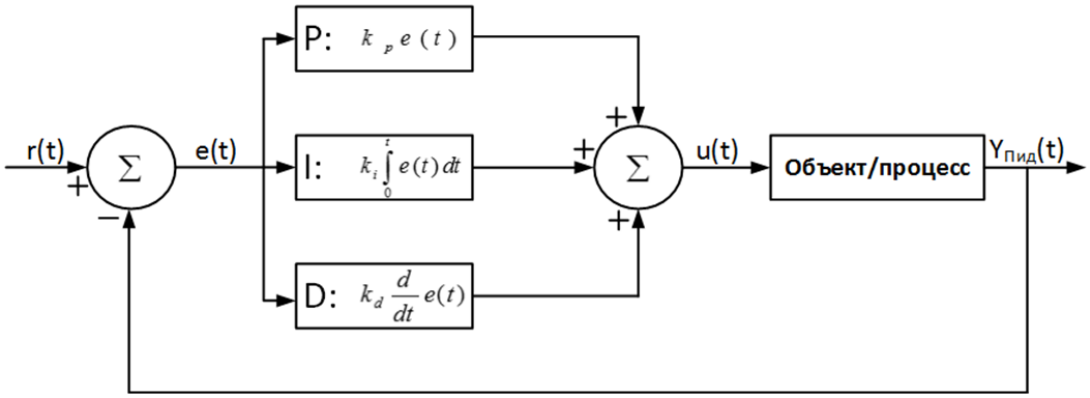


Рис. 7. Функциональная схема ПИД-контроллера.

Сигнал управления u(t) рассчитывается в соответствии с выражением (5):

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t)dt + k_d \frac{d}{dt} e(t), \quad (5)$$

где k_p, k_i, k_d – коэффициенты усиления пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих регулятора, соответственно; e(t) – ошибка регулирования, которая рассчитывается как разность между уставкой (опорным сигналом) r(t) и выходным сигналом объекта управления $Y_{пид}(t)$:

$$e(t) = r(t) - Y_{пид}(t). \quad (6)$$

После автоматической настройки параметров ПИД-контроллера, выполненной с помощью встроенного интерфейса модуля Simulink, исходя из оценки качества регулирования [12], были выбраны следующие ПИД-коэффициенты: k_p = 41,29; k_i = 60,13; k_d = 6,54 (начальные значения: 1; 1; 0).

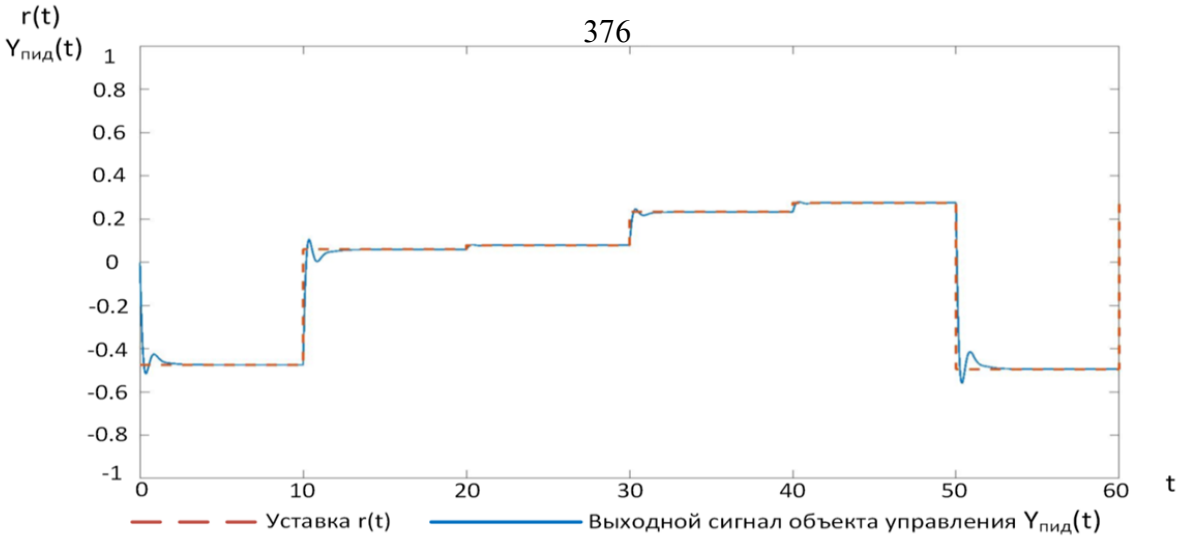


Рис. 8. График эталонного сигнала и выхода объекта управления для ПИД-контроллера.

Согласно теории автоматического управления, основными критериями оценки качества регулирования являются [12]:

1) скорость регулирования (время уменьшения ошибки регулирования до заданной величины);

2) точность, равная установившейся ошибке;

3) отсутствие колебаний, в том числе затухающих.

По скорости регулирования ПИД-контроллер и нейроконтроллер показывают схожие результаты (в пределах 3 с), по пункту 2 более эффективна система управления с ПИД-контроллером, по пункту 3 более эффективна система управления с нейроконтроллером, реакция которой на ступенчатые воздействия со случайной амплитудой носит монотонный характер, отрабатывается точно и без колебательных процессов. Опасность колебательных процессов обусловлена тем, что при определённых обстоятельствах система может перейти в состояние незатухающих автоколебаний, что может привести к её неработоспособности [12]. Отсутствие колебаний в системе управления с нейроконтроллером свидетельствует о хорошем качестве регулятора с эталонной моделью для управления звеном робота-манипулятора и его преимуществе по сравнению с традиционным ПИД-контроллером.

Заключение

Таким образом, свойства искусственных нейронных сетей позволяют использовать их для синтеза систем интеллектуального управления сложными объектами [13]. Использование ИНС позволит повысить качество регулирования по сравнению с традиционными методами.

Литература

1. Усков А.А., Кузьмин А.В. Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечёткая логика. - М.: Горячая Линия - Телеком, 2004. - 143 с.
2. Макаров И.М., Лохин В.М. Интеллектуальные системы автоматического управления. - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. - 576 с.
3. Нечаев Ю.Б., Дергачев Ю.А. Применение нейронных сетей в задачах управления маршрутизацией // Вестник Воронежского государственного университета, 2009, № 1. - С. 42 - 45.

4. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Разработка и исследование нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин // електротехніка і електромеханіка, 2008, №2. - С. 31 - 34.
5. Pandey A., Kumar S., Pandey K. K, Parhi D. 2016. Mobile robot navigation in unknown static environments using ANFIS controller // Perspectives in Science, Volume 8, September, Pages 421 - 423.
6. Татузов А.Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. - М.: Радиотехника, 2009. - 432 с.
7. Омату С., Халид М., Юсоф Р. Нейроуправление и его приложения. - М.: ИПРЖР, 2000. - 272 с.
8. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. - М.: Дмк-Пресс, 2017. - 652 с.
9. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. - 1104 с.
10. Goodfellow, I.J., Vinyals, O., and Saxe, A. M. (2015). Qualitatively characterizing neural network optimization problems. In International Conference on Learninig Representations.
11. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6. - М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. - 496 с.
12. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. - СПб.: Профессия, 2003. - 752 с.
13. Wenjie Si; Xunde Dong; Feifei Yang. 2018. Decentralized adaptive neural control for high-order interconnected stochastic nonlinear time-delay systems with unknown system dynamics// Neural Networks, Volume 99, March, Pages 123 - 133.

REFERENCES

1. Uskov A.A., Kuz'min A.V. Intellektual'nye tekhnologii upravleniya. Iskusstvennye neyronnye seti i nechetkaya logika. - M.: Goryachaya Liniya - Telekom, 2004. - 143 s.
2. Makarov I.M., Lohin V.M. Intellektual'nyye sistemy avtomaticheskogo upravleniya. - M.: FIZMATLIT, 2001. - 576 s.
3. Nechayev U.B., Dergachev U.A. Primeneniye neyronnykh setey v zadachakh upravleniya marshrutizatsiyey // Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta, 2009, № 1. - S. 42 - 45.
4. Kuznetsov B.I., Vasilets T. E., Varfolomeyev A.A. Razrabotka i issledovaniye neyrosetevoy sistemy navedeniya i stabilizatsii vooruzheniya legkobronirovannykh mashin // yelektrotekhnika i yelektromekhanika, 2008, №2. - S. 31 - 34.
5. Pandey A., Kumar S., Pandey K. K, Parhi D. 2016. Mobile robot navigation in unknown static environments using ANFIS controller // Perspectives in Science, Volume 8, September, Pages 421 - 423.
6. Tatuzov A.L. Neyronnye seti v zadachakh radiolokatsii. - M.: Radiotekhnika, 2009. - 432 s.
7. Omatu S., Khalid M., Yusof R. Neyroupravlenie i ego prilozheniya. - M.: IPRZHR, 2000. - 272 s.
8. Goodfellow I., Bengio Y., Courville A. Glubokoe obuchenie. - M.: Dmk-Press, 2017. - 652 s.
9. Haykin S. Neyronnye seti: polnyy kurs. - M.: Izdatel'skiy dom «Vil'yams», 2006. - 1104 s.
10. Goodfellow, I.J., Vinyals, O., and Saxe, A. M. (2015). Qualitatively characterizing neural network optimization problems. In International Conference on Learninig Representations.
11. Medvedev V.S., Potemkin V.G. Neyronnye seti. MATLAB 6. - M.: DIALOG-MIFI, 2002. - 496 s.
12. Besekerskiy V.A., Popov E.P. Teoriya sistem avtomaticheskogo upravleniya. - SPb.: Professiya, 2003. - 752 s.
13. Wenjie Si; Xunde Dong; Feifei Yang. 2018. Decentralized adaptive neural control for high-order interconnected stochastic nonlinear time-delay systems with unknown system dynamics// Neural Networks, Volume 99, March, Pages 123 - 133.

ОЦЕНКА ДИНАМИКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ КОНФЛИКТА

С. А. Житенёв, А. А. Ерыгин, А. Н. Голубинский

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

Аннотация. Разработан комплекс моделей оценки динамики показателей функционирования инфокоммуникационных систем (ИКС) в условиях конфликта, позволяющий отразить конфликтный, динамичный, иерархический характер функционирования ИКС и базироваться на проведении оценок целевых показателей на единой количественной основе.

Ключевые слова: инфокоммуникационные системы, динамика показателей функционирования, конфликт.

THE EVALUATION OF THE DYNAMIC OF PERFORMANCE INDICATORS OF INFOCOMMUNICATION SYSTEMS IN CONFLICT

S. A. Zhitenev, A. A. Erygin, A. N. Golubinsky

Joint stock company «Concern «Sozvezdie» (JSC «Concern «Sozvezdie»), Voronezh, Russia

Abstract. The complex of models for assessing the dynamics of indicators of the functioning of infocommunication systems (ICS) in conflict has been developed, which makes it possible to reflect the conflictual, dynamic, hierarchical character of functioning of ICS and is based on assessments of target indicators on the uniform quantitative basis.

Keywords: infocommunication systems, dynamics of performance indicators, conflict.

В современных конфликтах различных типов успех одной из сторон во многом определяется эффективным управлением силами и средствами, которое на сегодняшний день является таким же важным фактором, как количество и качество сил и средств сторон. Организационно-технической основой процесса управления является система управления, важнейший компонент которой – инфокоммуникационная система (ИКС). Тенденции последних десятилетий в области инфокоммуникационных технологий, развитие сетецентрических принципов управления свидетельствуют о повышении требований, которые предъявляются к функционированию ИКС в условиях конфликта. Кроме того непрерывное развитие инфокоммуникационных технологий приводит к большому многообразию возможных вариантов построения ИКС, целесообразность которых необходимо выбирать путем балансирования показателей приращения эффективности, получаемой за счет создания и внедрения перспективной ИКС и затрат всех видов ресурсов.

Существующие модели и методы оценки динамики показателей функционирования ИКС не позволяют проводить комплексную оценку эффективности функционирования ИКС в условиях конфликта. В настоящее время достаточно хорошо развиты разрозненные модели и методы оценки частных показателей ИКС, характеризующих лишь некоторые частные случаи функционирования ИКС, причем, как правило, в статической постановке. Известны методы многокритериальной

оптимизации, однако большинство из них базируется на определении обобщенного показателя эффективности ИКС путем различного вида сверток частных показателей с использованием коэффициентов, полученных экспертным путем, что является крайне трудоемкой задачей.

Таким образом, возникает противоречие, с одной стороны возрастание требований, предъявляемых к функционированию ИКС в условиях конфликта, с другой – отсутствие комплексов моделей оценки динамики показателей функционирования ИКС в условиях конфликта, позволяющих отразить конфликтный, динамичный, иерархический характер функционирования ИКС и базироваться на проведении оценок целевых показателей на единой количественной основе. Указанные обстоятельства определяют актуальность настоящей работы.

Целью работы является разработка комплекса моделей оценки динамики показателей функционирования ИКС в условиях конфликта.

Сложность оценки динамики целевых показателей функционирования ИКС в условиях конфликта требуют для их адекватного отражения в моделях гибкости и универсальности последних. Эти свойства неизбежно приходят в противоречие с общностью и обоснованностью результатов моделирования [1]. Поэтому при решении данной задачи неизбежно использование комплексов моделей, в которых «выход» одной является «входом» для другой. Совокупность подобных моделей может рассматриваться в виде иерархии. Причем более низким уровням соответствует более высокая степень детализации описания моделируемых систем [2, 3]. На каждом уровне иерархии разрабатывается свой набор возможных моделей, совокупность которых может рассматриваться как своеобразный конструктор, пользуясь элементами которого исследователь собирает инструмент для решения поставленной перед ним задачи [4]. Таким образом, возможно как адаптированное использование тех или иных известных моделей, так и разработка на каждом уровне специфических моделей, учитывающих особенности объекта моделирования.

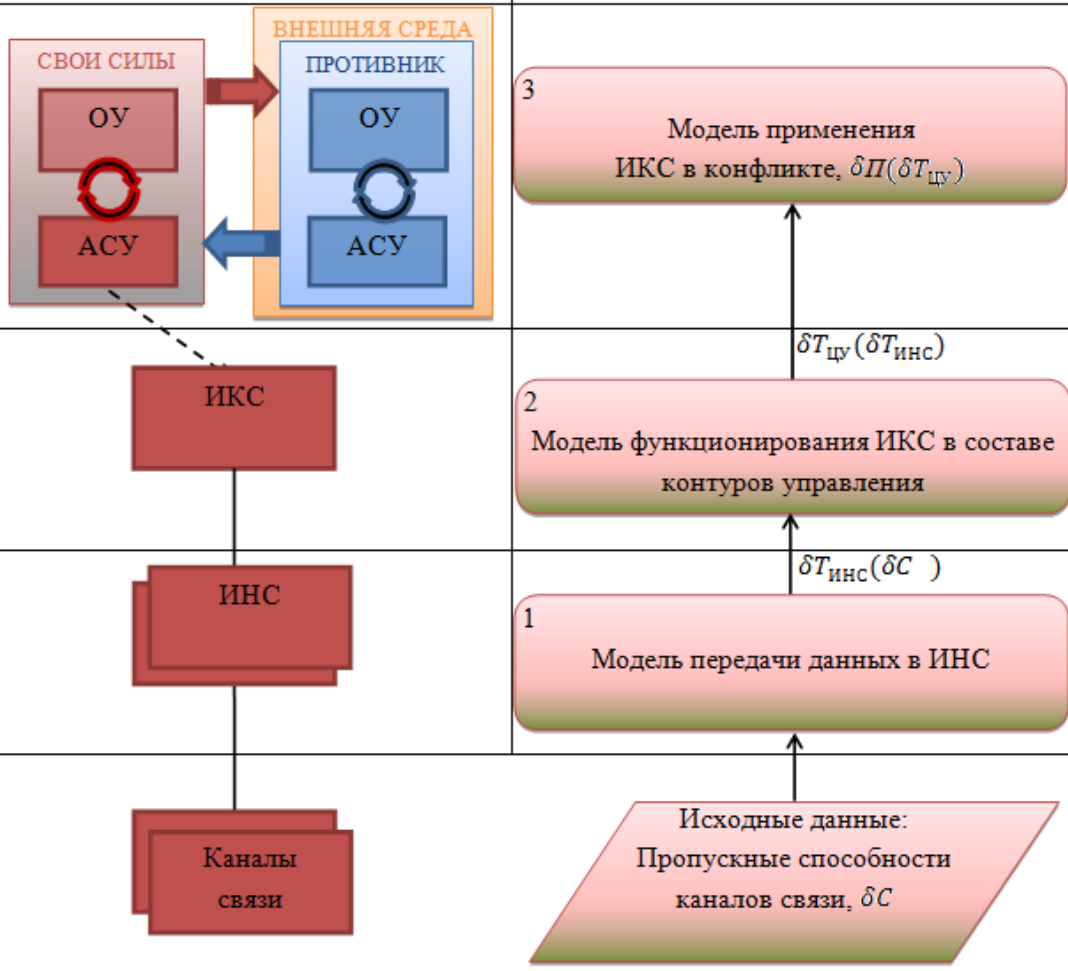
Предлагаемый для реализации комплекс моделей оценки динамики показателей функционирования ИКС в условиях конфликта включает в себя следующую иерархию моделей, которые в соответствии с общепринятым подходом [2 - 6] распределены по трем уровням функционирования ИКС в условиях конфликта и увязаны по входам-выходам (таблица 1):

1. Микроуровень («Компоненты») – «Информационные процессы». На микроуровне моделируются процессы информационного обмена данными между должностными лицами (ДЛ). Реализуется модель передачи данных на информационных направлениях связи (ИНС) между ДЛ основным результатом, которой является оценка влияния изменения пропускных способностей каналов связи на время передачи данных в ИНС.

2. Мезоуровень («Система») – «Процессы управления». На мезоуровне моделируются циклы (контуры) управления силами и средствами, формируемые в процессе конфликтного взаимодействия сторон с применением ИКС.

Таблица 1 – Комплекс моделей оценки динамики показателей функционирования ИКС в условиях конфликта

Уровень функционирования	Реализуемые модели	Основные результаты
3. Макроуровень («Надсистема», «Метасистема») – «Процессы конфликтного взаимодействия»	3 Модель применения ИКС в конфликте, $\delta П(\delta T_{\text{ЦУ}})$	3. Оценка влияния изменения длительности цикла управления на результат конфликтного взаимодействия (ущерб (потери) сторон)
2. Мезоуровень («Система») – «Процессы управления»	$\delta T_{\text{ЦУ}}(\delta T_{\text{ИНС}})$ 2 Модель функционирования ИКС в составе контуров управления	2. Оценка влияния изменения времени передачи данных в ИНС на длительность цикла управления силами и средствами
1. Микроуровень («Компоненты») – «Информационные процессы»	$\delta T_{\text{ИНС}}(\delta C\ )$ 1 Модель передачи данных в ИНС	1. Оценка влияния изменения пропускных способностей каналов связи на время передачи данных в ИНС



Реализуется модель функционирования ИКС в составе контуров управления основным результатом, которой является оценка влияния изменения времени передачи данных в ИНС на длительность цикла управления силами и средствами.

3. Макроуровень («Надсистема», «Метасистема») – «Процессы конфликтного взаимодействия». На макроуровне моделируется процесс конфликтного взаимодействия сторон. Реализуется модель применения ИКС в конфликте основным результатом, которой является оценка влияния изменения длительности цикла управления на результат конфликтного взаимодействия (ущерб (потери) сторон).

Проведена апробация входящих в разработанный комплекс моделей, подтверждающих правильность выбранных методов моделирования, их реализуемость и пригодность для дальнейшего использования.

Для апробации модели передачи данных в ИНС был рассмотрен следующий пример. Пусть в результате решения некоторой задачи управления ДЛ-отправителю необходимо передать при помощи ИКС ДЛ-получателю сообщение размером 2,2 Мбайт. Исходное сообщение разбивается на пакеты по 1300 байт и отправляется с интервалом между отправкой пакетов 1 мс. Предположим, что для заданных условий ИНС состоит из 10 ретрансляционных узлов связи и 11 каналов связи (рисунок 1), при этом ИНС работает в недогруженном режиме и очереди в маршрутизаторах практически отсутствуют.

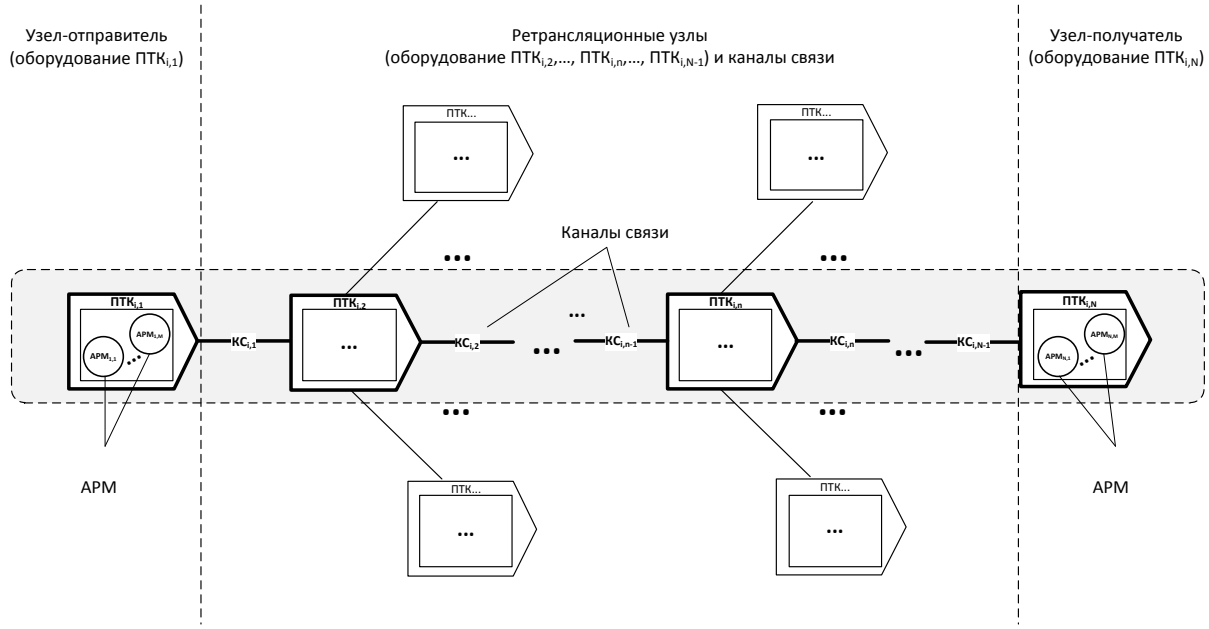


Рис. 1 – Концептуальная модель i-го ИНС в ИКС.

Также будем полагать, что узел-отправитель находится от узла-получателя на расстоянии 10 км. Длина служебной части составляет 200 байт, т.е. доля служебной части пакета по отношению к общей длине, составляет порядка 10 %, задержка коммутации в каждом ретрансляционном узле связи составляет 2 мс.

Изменение (относительное уменьшение) среднего времени передачи данных $\delta T_{ИНС\ i}$ между ДЛ по результатам решения задач управления за счет увеличения

пропускных способностей каналов связи $C_1,...,C_{N-1}$ можно определить следующим образом:

$$\delta T_{ИНС\ i} = \frac{T_{ИНС\ i} - T'_{ИНС\ i}}{T_{ИНС\ i}} = \frac{H_i}{H'_i}\delta H_i\ , \qquad (1)$$

где $T_{ИНС\ i} = V_i\ /H_i$, $T_{ИНС\ i} = V_i\ /H'_i$ – среднее время передачи информации в i-м ИНС для существующей технологии и при условии применения перспективной технологии соответственно; V_i – средний объем информации, передаваемой в i-м ИНС; $H_i = H_i\left(C_1,...,C_{N-1}\right)$, $H'_i = H'_i\left(C'_1,...,C'_{N-1}\right)$ – средняя скорость передачи информации в i-м ИНС для существующей технологии и при условии применения перспективной технологии соответственно; $\delta H_i = \delta H_i\left(C_1,...,C_{N-1};C'_1,...,C'_{N-1}\right) = \left(H'_i - H_i\right)/H_i$ – относительное увеличение средней скорости передачи информации в i-м ИНС.

Для данного примера было проведено моделирование процесса передачи данных в ИНС. На рисунке 2 представлены зависимости относительного уменьшения среднего времени передачи данных в ИНС $\delta T_{ИНС}$ от относительного увеличения пропускных способностей каналов связи δC.

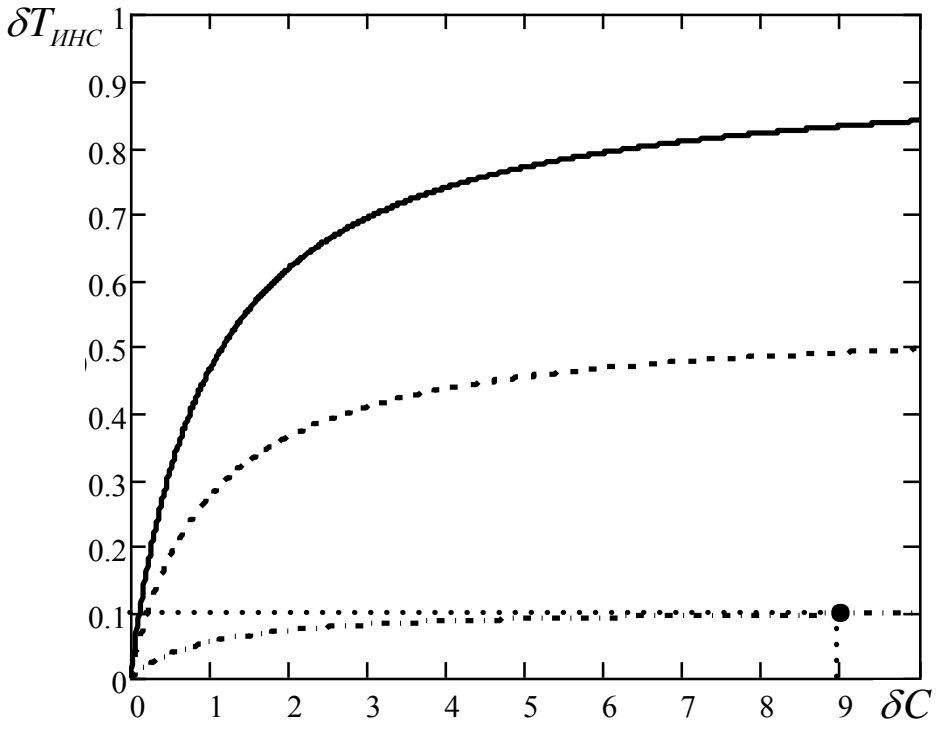


Рис. 2. – Зависимость относительного уменьшения среднего времени передачи данных в ИНС $\delta T_{ИНС}$ от относительного увеличения пропускных способностей каналов связи δC при различных номинальных пропускных способностях каналов связи.

1 Мбит/с 10 Мбит/с 100 Мбит/с

Из рисунка 2 видно, что для номинальной пропускной способности каналов связи 100 Мбит/с при ее относительном увеличении в 10 раз (что соответствует 1 Гбит/с, т.е. $\delta C = 9$) относительное снижение среднего времени передачи информации между ДЛ составит всего примерно 10%. Данные обстоятельство указывает на значимость оценки целесообразности увеличения пропускной способности канала связи с точки зрения повышения эффективности работы ИКС.

Заключение

Применение разработанного комплекса моделей оценки динамики показателей функционирования ИКС в условиях конфликта позволит повысить качество, сократить время и затраты на проектирование ИКС при одновременном увеличении сроков ее эффективного использования.

Перспективами развития полученных результатов могут быть дальнейшие исследования ИКС в целях оценки эффективности их функционирования в условиях конфликта.

Литература

1. Новиков А.М., Новиков Д.А. Методология. – М.: Синтег, 2007. – 668 с.
2. Бусленко Н.П. Моделирование сложных систем. – М.: Наука, 1968. – 356 с.
3. Месарович М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. – М.: Мир, 1973. – 344 с.
4. Новиков, Д.А. Иерархические модели военных действий / Управление большими системами. – Вып. 37. – М.: ИПУ РАН, 2012. – С. 25 – 62.
5. Савин Г.И. Системное моделирование сложных процессов. – М.: ФАЗИС: ВЦ РАН, 2000. – 276 с.
6. Эффективность систем военной связи и методы ее оценки. Боговик А.В., Игнатов В.В. – СПб.: ВАС, 2006.

References

1. Novikov A.M., Novikov D.A. Metodologiya. – M.: Sinteg, 2007. – 668 s.
2. Buslenko N.P. Modelirovanie slozhnyh sistem. – M.: Nauka, 1968. – 356 s.
3. Mesarovich M., Mako D., Takahara I. Teoriya ierarhicheskih mnogourovnevyh sistem. – M.: Mir, 1973. – 344 s.
4. Novikov, D.A. Ierarhicheskie modeli voennyh dejstvij / Upravlenie bol'shimi sistemami. – Vyp. 37. – M.: IPU RAN, 2012. – S. 25 – 62.
5. Savin G.I. Sistemnoe modelirovanie slozhnyh processov. – M.: FAZIS: VC RAN, 2000. – 276 s.
6. EHffektivnost' sistem voennoj svyazi i metody ee ocenki. Bogovik A.V., Ignatov V.V. – SPb.: VAS, 2006.

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДОВ МОДУЛЯЦИЙ

Ю. А. Аверьянова, А. А. Строцев

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»), г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Построен обобщенный алгоритм применения искусственных нейронных сетей для определения видов модуляции сигналов. Приведен пример структуры работы алгоритма с нейронными сетями.

Ключевые слова: искусственные нейронные сети; вид модуляций; БПФ; вейвлет-преобразование.

THE ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS APPLICATION OF IDENTIFICATION MODULATION FORMATS

Yu. A. Averyanova, A. A. Strotsev

FSUE «Rostov-on-Don scientifically research institute of a radio communication» (FSUE «RNIIRS»), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The generalized algorithm for the application of artificial neural networks of identification modulation formats is constructed. An example of the structure of algorithm working with neural networks is given.

Keywords: artificial neural network; modulation format; FFT; wavelet transform.

1. Введение

Нейронные сети применяются в качестве интеллектуальных методов анализа данных в различных задачах обработки сигнала, например, в задачах определения направления на источник излучения [1], или в задачах распознавания видов модуляции радиосигналов, в нахождении информативных признаков распознавания и построения базы знаний (логических правил, деревьев решений) по результатам анализа этих признаков [2]. Существует множество возможных решений для определения видов модуляции (манипуляции) сигналов без применения искусственных нейронных сетей (ИНС), таким образом, можно обобщить и скомбинировать методы определения видов манипуляций с применением ИНС.

Цель работы: обобщение возможных реализаций применения искусственных нейронных сетей для распознавания видов модуляций.

Решаемая задача: построение обобщённого алгоритма применения искусственных нейронных сетей для распознавания видов модуляций.

2. Постановка задачи

В общем случае задача определения вида модуляции сводится к двухэтапной процедуре: предварительная обработка сигнала, включающая в себя оценки несущей частоты, длительности информационного символа, мощности сигнала и т.д., и выбор алгоритма классификации. Существуют следующие методы определения видов

модуляции: метод максимального правдоподобия (вероятностный), имеющий высокую вычислительную сложность; по характерным свойствам сигнала; статистические (по значениям кумулянтов) [2,3,4]; с использованием искусственной нейронной сети (ИНС) – на основе самоорганизующихся карт Конохена для распознавания вида модуляции по форме фазового созвездия [5] или многослойного персептрона [2,4]; генетические алгоритмы. Остановимся на применении нейросетевого алгоритма на основе многослойного персептрона.

В частности, в [2] представлен алгоритм нейросетевого распознавания видов модуляции многослойным персептроном, основанный на применении только статистических признаков:

Этап 1. Исходя из заданного набора требуемых к распознаванию видов модуляции $T=(T_1,T_2,...,T_n)$ (n – количество видов модуляции) проводится анализ информативных признаков $C=(C_1,C_2,...,C_m)$ (m – количество информативных признаков), с использованием которых возможно распознавание этих видов модуляции.

Этап 2. Проводится анализ ограничений $V=(V_1,V_2,...,V_k)$ (k – количество ограничений) на решение задачи, обусловленных средой распространения сигнала и параметров приемо-передающей аппаратуры: наличие помех, предельных отношений сигнал/шум (ОСШ), качества синхронизации и т.д.

Этап 3. С учетом полученных ограничений V проводится анализ применимости выбранных признаков распознавания C, т.е. $(C_1,C_2,...,C_m)\xrightarrow{V}(C_1,C_2,...,C_l), m\geq l$ (l – количество признаков с учетом ограничений).

Этап 4. С учетом количества признаков распознавания l и видов модуляций n формируется ИНС $H=(l,n,\{Ns\},\{Tr\})$, где l — количество входов ИНС, соответствующих количеству признаков распознавания; n — количество выходов ИНС, соответствующих количеству распознаваемых видов модуляции; *{Ns}* — параметры нейронов сети (количество слоев, количество нейронов в каждом слое, вид функции активации и т.д.); *{Tr}* — параметры обучения ИНС (алгоритм обучения, максимальное количество циклов обучения, критерий остановки обучения и т.д.).

Этап 5. Проводится обучение ИНС. По результатам обучения возможна корректировка параметров *{Ns}* и *{Tr}*. По результатам обучения и корректировки формируется итоговая ИНС для распознавания видов модуляции.

Известный алгоритм опирается на выбор статистических признаков (кумулянтов высокого порядка). Однако современное развитие нейросетевых технологий и аппаратуры для них позволяют существенно увеличить количество информационных признаков, которыми могут также выступать всевозможные характерные свойства сигнала после различных преобразований, таких как быстрое преобразование Фурье (БПФ), вейвлет-преобразование [6,7]. При такой постановке задачи увеличится количество вычислений, необходимых для работы ИНС. Для ускорений вычислений возможно использовать аппаратно-программный комплекс CUDA (Compute Unified Device Architecture) [8], позволяющий использовать процессоры видеокарт как ускорители в расчетах.

Поэтому известный алгоритм может быть усовершенствован в части увеличения типов используемых для распознавания признаков.

3. Обобщённый алгоритм применения искусственных нейронных сетей для распознавания видов модуляции

Обобщённый алгоритм нейросетевого распознавания многослойным персептроном можно представить в следующей последовательности действий:

1. Анализ информативных признаков $P^{(m)} = \left\{P_1^{(m)}, P_2^{(m)}, \ldots, P_{k_m}^{(m)}\right\}, m = \overline{1, M}$ и формирование M групп признаков, необходимых для распознавания видов модуляций $T = \{T_1, T_2, \ldots, T_n\}$. Выбор информационных признаков $P^{(m)}, m = \overline{1, M}$ формируется в зависимости от предварительной обработки сигнала с учетом:

– ограничений, обусловленных внешней средой, параметрами аппаратуры и т.д.;

– алгоритма классификации вида модуляции.

2. Формирование M ИНС первого уровня:

$$N_m^{(1)} = \left(k_m, n, \{Np_m\}, \{Nt_m\}\right), m = \overline{1, M},$$

где k_m – количество входов ИНС, соответствующие количеству признаков в группе; m – номер группы признаков, характерный для m-ой ИНС первого уровня; n – количество выходов ИНС; $\{Np_m\}$ – параметры нейронов m-ой ИНС первого уровня (количество слоев, количество нейронов в каждом слое, вид функции активации и т.д.); $\{Nt_m\}$ – параметры обучения m-ой ИНС первого уровня (алгоритм обучения, максимальное количество циклов обучения, критерий остановки обучения и т.д.).

3. Обучение M ИНС первого уровня. По результатам обучения возможна корректировка параметров $\{Np_m\}$ и $\{Nt_m\}$. По результатам обучения и корректировки формируются итоговые ИНС первого уровня для распознавания требуемых значений из множества T.

4. Формирование ИНС второго уровня принятия решения:

$$N^{(2)} = \left(n, 1, \{Np\}, \{Nt\}\right),$$

где n – количество входов ИНС, соответствующие количеству определяемых видов модуляций; количество выходов ИНС – один вид из множества модуляций T; $\{Np\}$ – параметры нейронов ИНС второго уровня (количество слоев, количество нейронов в каждом слое, вид функции активации и т.д.); $\{Nt\}$ – параметры обучения ИНС второго уровня (алгоритм обучения, максимальное количество циклов обучения, критерий остановки обучения и т.д.).

5. Обучение ИНС второго уровня. По результатам обучения возможна корректировка параметров $\{Np\}$ и $\{Nt\}$. По результатам обучения и корректировки формируются итоговая ИНС второго уровня, выходом которой является найденный вид модуляции из множества T.

Для обеспечения работы алгоритма (рис.1) на вход блока формирования групп признаков подается оцифрованный квадратурный сигнал:

$$s_i = I_i + jQ_i, i = \overline{1,I},$$

где i – номера цифровых отсчетов, I – количество цифровых отсчетов. Выходом блока формирования групп признаков могут быть:

– амплитудный спектр, полученный после БПФ;

– фазовый спектр, полученный после БПФ;

– спектр мощности, полученный после БПФ;

– кепстральный спектр, полученный после БПФ;

– частотно-временной спектр, полученный после вейвлет-преобразования;

– по форме фазового созвездия;

– кумулянты высоких порядков.

На вход m-ой ИНС первого уровня поступает m-ая группа признаков $P^{(m)}$, на выходе сети – оценки вероятности видов модуляций сигнала из множества T. Эти оценки поступают на вход ИНС второго уровня, которая принимает решение о виде модуляции.

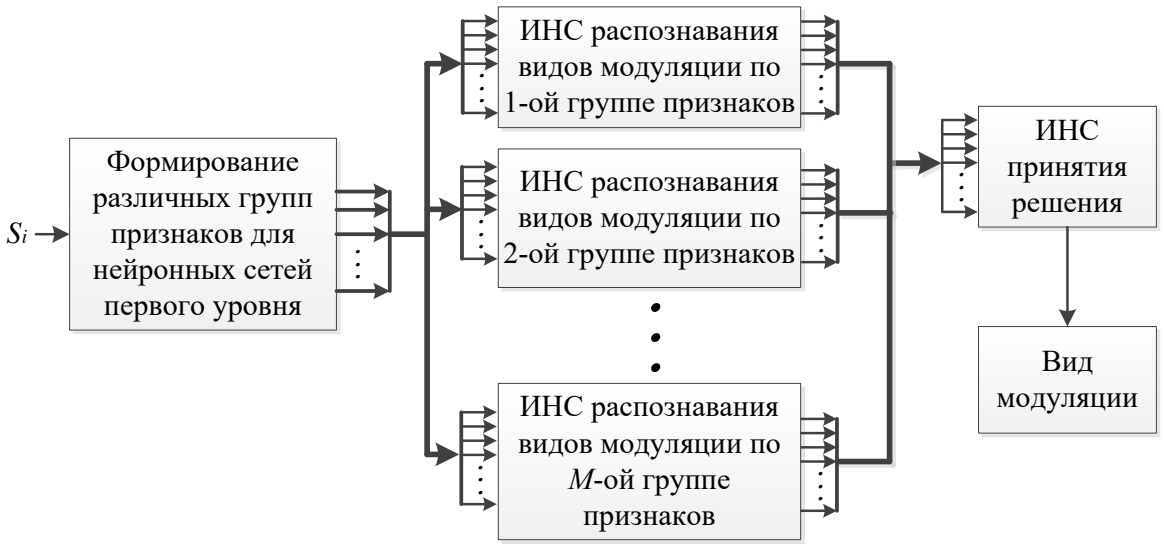


Рис. 1. Схема работы ИНС для определения вида модуляции.

4. Пример построения ИНС, реализующей распознавание видов модуляции

Пусть входными данными для обобщенного алгоритма будет оцифрованный квадратурный сигнал $s_i, i = \overline{1,I}$. Формирование признаков будет проводиться по трем ($M=3$) группам: по значениям кумулянтов C_{20}, C_{22}, C_{40} (обозначения соответствуют введенным в [2]); по амплитудному спектру, полученному после БПФ; по частотно-временному спектру, полученному после вейвлет-преобразования. Таким образом, количество признаков в первой группе $k_1 = 3$; во второй группе – $k_2 = I$, и в третьей – $k_3 = I$. Для распознавания выбраны 6 видов модуляций: FSK-2, ASK, PSK-2, PSK-4, PSK-8, QAM-16 ($n=6$).

Количество нейронов во входном слое m-ой ИНС первого уровня — соответствует количеству подготовленных информативных признаков k_m, в скрытом слое – в

зависимости от количества информативных признаков, в выходном – n, функция активации – сигмоидная [9]. Количество нейронов во входном слое ИНС второго уровня – соответствует количеству видов модуляций n, в скрытом слое – удвоенному количеству видов модуляций, в выходном – 1, функция активации – сигмоидная.

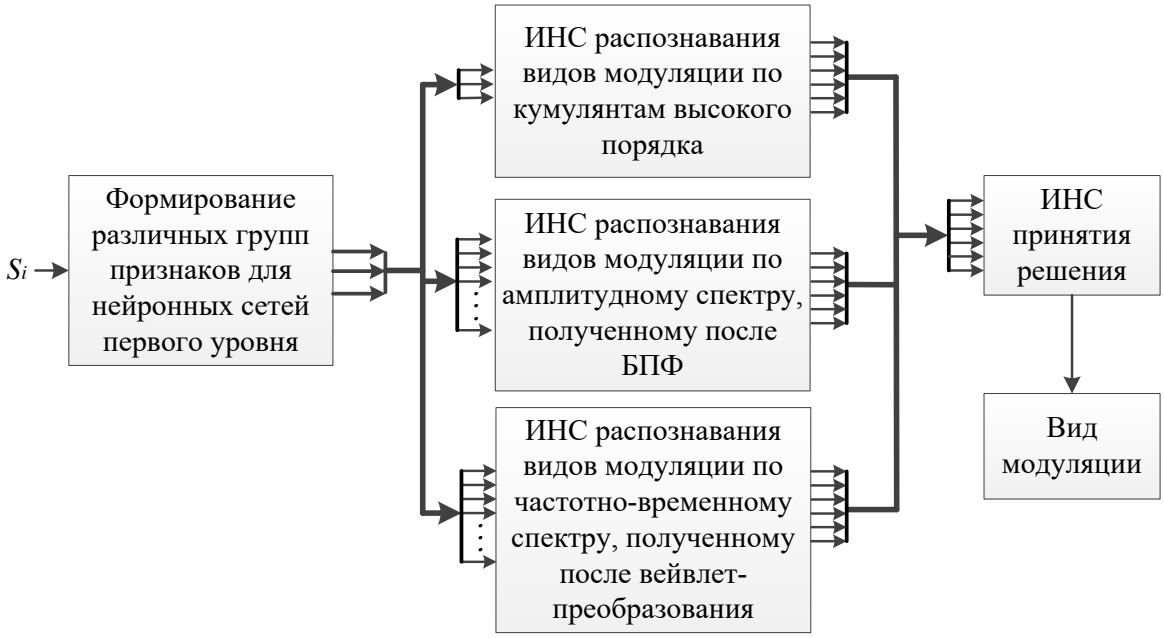


Рис. 2. Пример схемы работы ИНС при определении вида модуляции.

5. Заключение

Построенный алгоритм позволил обобщить возможные реализации применения искусственных нейронных сетей для распознавания видов модуляции. Был рассмотрен пример, в котором в качестве групп признаков были выбраны: кумулянты высокого порядка, амплитудный спектр и частотно-временной спектр. В дальнейших работах планируется провести численное моделирование предложенной идеи для каждой возможной группы признаков, а также их совместной оценки вида модуляции при использовании двухуровневых нейронных сетей. Планируется проведение исследований по применению алгоритма для определения основных видов модуляций с целью проверки его универсальности.

Литература

1. Аверьянова Ю. А., Строцев А. А. Двухэтапный алгоритм работы пеленгатора с применением искусственной нейронной сети. // XX-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение», М.: ИПУ РАН, 28-30 марта 2018 г.
2. Аджемов С.С., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей. // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия, 2015, № 1 - С. 23-28.

3. Нагорнюк А.А., Писарчук А.А. Оптимизация набора кумулянтов для распознавания типа фазового созвездия сигналов с цифровой линейной модуляцией // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України, 2014, № 1(14) – С.147-151
4. Аджемов С.С., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей. // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия, 2015, № 6 - С. 19-27.
5. Аджемов С.С., Стогов А.А., Терешонок М.В., Чиров Д.С., Иванкович М.В. Алгоритм распознавания вида цифровой модуляции сигнала по форме фазового созвездия с использованием самоорганизующихся карт Кохонена // Т-СОММ: Телекоммуникации и транспорт. 2011. № 11. С. 4-6.
6. Макаров К.С. Методы распознавания модуляции // Цифровая Обработка Сигналов 2014, № 1 – С.29-35
7. Prakasam P., Madheswaran M. M-ary shift keying modulation scheme identification algorithm using wavelet transform and higher order statistical moment // Jornal of applied sciences, 2008. № 1. P. 112-119
8. Изотов П.Ю., Суханов С.В., Головашкин Д.Л. Технология реализации нейросетевого алгоритма в среде CUDA на примере распознавания рукописных цифр // Компьютерная оптика, 2010 г., том 34, № 2. – С.243-251
9. Хайкин, С. Нейронные сети: полный курс, 2-е изд., испр.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.

REFERENCES

1. Averyanova Yu. A., Strotsev A. A. Two-stage algorithm of work of a direction finder with application of simulated neuronic network.//XX International conference "Digital Processing of Signals and Its Application", M.: To YIP RAHN, on March 28-30, 2018.
2. Adzhemov S.S., Tereshonok M.V., Chirov D.S. The Discernment of types of digital modulation of radio signals with use of neuronic networks.//VMU. Series 3. Physics. Astronomy, 2015, No. 1 – p. 23-28.
3. Nagornyuk A.A., Pisarchuk A.A. Optimization of a set of cumulants for a discernment like the phase constellation of signals with digital linear modulation//Science i a tekhnika Povitryanikh Sil Zbroynikh Sil Ukraina, 2014, No. 1(14) – p. 147-151
4. Adzhemov S.S., Tereshonok M.V., Chirov D.S. The Discernment of types of digital modulation of radio signals with use of neuronic networks.//VMU. Series 3. Physics. Astronomy, 2015, No. 6 – p. 19-27.
5. Adzhemov S.S., Stacks A.A., Tereshonok M.V., Chirov D.S., Ivankovic M.V. Algoritm of a discernment of a type of digital modulation of a signal in a form of the phase constellation with use of the self-organized cards Kokhonena//T-COMM: Telecommunications and transport. 2011. No. 11. p. 4-6.
6. Makarov K.S. Modulation discernment methods//Digital Processing of Signals 2014, No. 1 – p. 29-35
7. Prakasam P., Madheswaran M. M-ary shift keying modulation scheme identification algorithm using wavelet transform and higher order statistical moment//Jornal of applied sciences, 2008. No. 1. p. 112-119
8. Izotov P. Yu., Sukhanov S.V., Golovashkin D.L. Technology of realization of a neural network algorithm in the environment of CUDA on the example of a discernment of hand-written figures//Computer optics, 2010, volume 34, No. 2. – p. 243-251
9. Haykin, Simon. Neuronic networks: a comprehensive foundationthe, 2nd prod.: The lane with English – M.: LLC I. D. Williams, 2006. – 1104 P.: ooze. – Paral. Tit. English.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБУЧЕНИЯ ПО ПРЕЦЕДЕНТАМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ МОДУЛЯЦИИ

А. И. Косяк[1], А. М. Деркач[1]

[1]МОУ «Институт инженерной физики» (МОУ «ИИФ РФ»), Серпухов, Россия

Аннотация. В статье приводится описание модификации одного из известных методов распознавания фазовой модуляции на основе применения методов обучения по прецедентам и сравнительный анализ результата модификации с исходным модифицируемым методом.

Ключевые слова: автоматическое распознавания модуляции, фазовая модуляция, обучение по прецедентам.

APPLICATION OF METHODS OF TRAINING ON PRECEDENTS FOR SOLVING THE TASK OF RECOGNITION OF MODULATION

A. I. Kosyak[1], A. M. Derkach [1]

[1] MOU "Institute of Engineering Physics" (MIU "IIF RF"), Serpukhov, Russia

Abstract. The article describes the modification of one of the known methods of modulation recognition based on the use of training methods based on use cases and a comparative analysis of the modification result with the original modifiable method

Keywords: automatic recognition of modulation, phase modulation, learning by use of precedents.

1. Введение

Автоматическое распознавание модуляции (AMC – automatic modulation classification) находит широкое применение, как в гражданской, так и в военной сфере. Данные алгоритмы решают задачу распознавания как цифровой, так и аналоговой модуляции, они являются итеративными, многоэтапными с наличием разветвлений на промежуточных этапах.

Существует большой набор широко распространенных алгоритмов AMC, эффективность которых представлена на рисунке ниже.

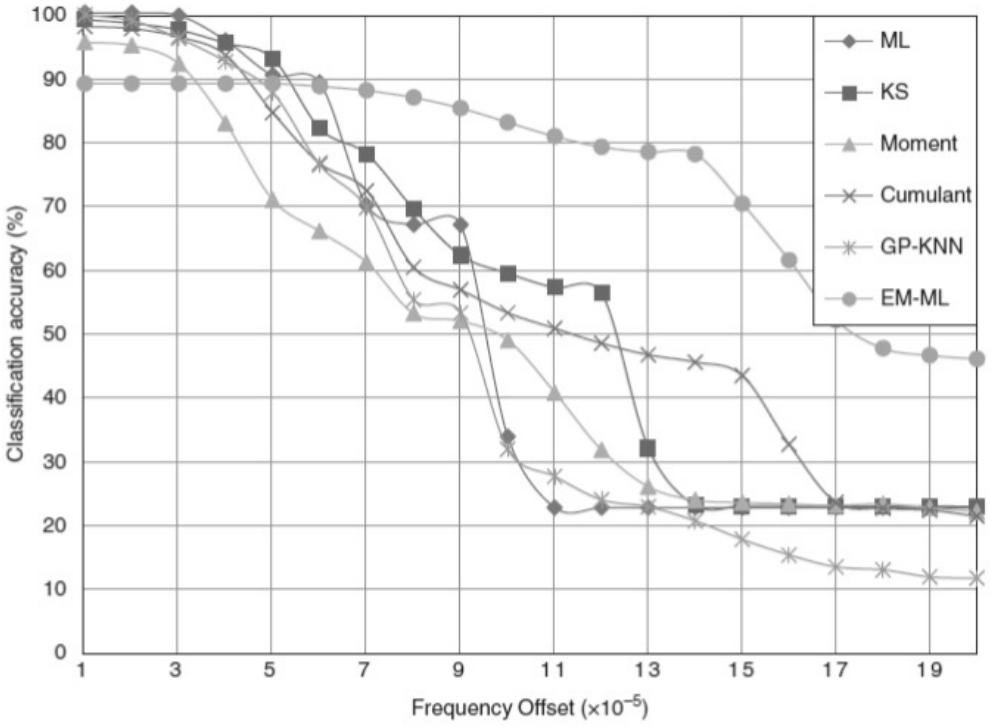


Figure 8.29 Average classification accuracy of each classifier with frequency offset. (*See insert for color representation of the figure.*)

Рис. 1. Эффективность общеизвестных алгоритмов АМС [3]

Из графика представленного выше видно, что применимость данных алгоритмов в условиях расстройки по несущей частоте весьма ограничена.

К отдельному виду алгоритмов АМС можно отнести «слепые» алгоритмы, в которых задача АМС решается в условиях отсутствия какой-либо априорной информации, позволяющей провести точную подстройку по несущей частоте, символьную синхронизацию, оценку параметров формирующего фильтра, компенсацию межсимвольных искажений и т.д.

Одним из таких алгоритмов является алгоритм, представленный в работе [1], предназначенный для определения кратности фазовой манипуляции (M=2,4,8) и основанный на степенном преобразовании анализируемого сигнала.

2. Исходный алгоритм (СП.1)

Этапы исходного алгоритма [1]:

1. Расчет спектра степенного преобразования исходного сигнала Y_n, где n – степень степенного преобразования исходного сигнала, равная кратности фазовой манипуляции M.
2. Определение максимальной спектральной составляющей $S_{max}=max(S(w))$ в спектре Y_n;

3. Определение второй максимальной составляющей $S_{max1}=max(S(w))$, которая меньше по своему значению первой, но больше всех остальных;
4. Расчет статистики S

$$S = \frac{S_{\max} - S_{\max 1}}{S_{\max}} \quad (1)$$

и сравнение с порогом $S_0=0,4$.

5. Применение решающего правила: если порог превышен, выносится решение о присутствии в спектре реализации Y_n регулярной составляющей $(N=n)$; иначе – осуществление преобразования (1) для других значений кратности n и повторение шагов алгоритма.

В работе [2] проведен анализ данного алгоритма, показаны его достоинство - устойчивость к частотному рассогласованию, что особенно актуально при решении задачи «слепого» АМС и недостаток - отсутствие 100% надежности решения задачи даже в условиях большого значения SNR.

3. Модификация алгоритма №1 (сп.2)

Так же в работе [2] предложена модификация алгоритма. Модификация состояла в изменении алгоритма и решающего правила:

- расчет статистики S проводить для каждой кратности фазовой манипуляции $n=M$;
- принимать решение о кратности модуляции по критерию максимума относительно статистики S.

Сравнительный анализ исходного алгоритма и предложенного способа представлен в таблице ниже.

Таблица 1. Сравнительный анализ исходного и модифицированного способа определения кратности фазовой манипуляции

SNR (ДБ)	9	10	11	12	13	14	15	16	17
сп.1	0,9904	0,9962	0,9982	0,9980	0,9983	1	0,9990	0,9990	0,9980
сп.2	0,9911	0,9993	1	1	1	1	1	1	1

Значения в ячейках таблицы – вероятность распознавания кратности фазовой манипуляции. Как видно из представленной таблицы, предложенная модификация позволила повысить уровень 100% надежности распознавания до 11 Дб.

4. Предлагаемая модификация алгоритма №2

Для проведения дальнейшей модификации алгоритма обратим внимание на вид спектральной плотности мощности степенного преобразования сигналов, где M – кратность фазовой манипуляции искомого анализируемого сигнала, n = 2 степень степенного преобразования.

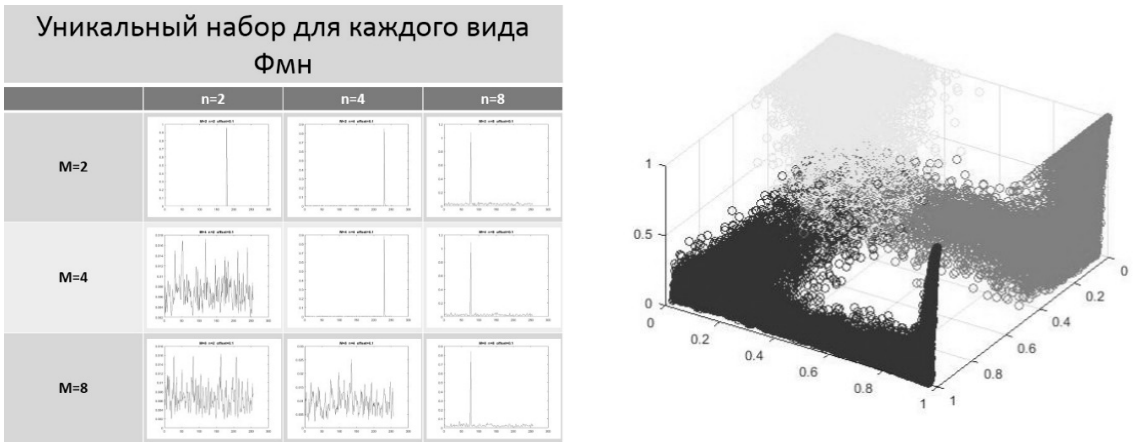


Рис. 2. Признаковое пространство Фмн сигналов

Из представленного рисунка видно, что для каждого вида манипуляции характерен свой набор видов спектральной плотности мощности сигнала. Ну а что если рассмотреть задачу АМС как решение задачи обучения по прецедентам в признаковом пространстве статистики S? Вид сформированного признакового пространства представлен на рисунке 2 справа. Каждой кратности степенного преобразования поставлен в соответствие свой цвет. Области «смешивания» признакового пространства соответствует высокий уровень SNR.

В качестве основы предложенной модификации возьмем стандартные алгоритмы машинного обучения, а именно алгоритмы:

- k-ближайших соседей (knn);
- метод опорных векторов с линейным ядром (svm-line);
- метод опорных векторов с радиальным ядром (svm-rbf);
- метод опорных векторов с полиномиальным ядром (svm-poly);

Оценку эффективности классификаторов будем проводить по отложенной выборке.

Исходными данными для формирования обучающей и контрольной выборки были:

- рассматриваемый пул видов модуляции: «Фмн 2,4,8»;
- входной сигнал: «грубая» комплексная огибающая;
- диапазон значений SNR: -10:25Дб;
- длина сообщения: 1024 символа;
- сдвиг по несущей: 0.1 относительно символьной скорости;
- число испытаний: 1000;
- критерий сравнения методов: минимальное значение SNR при 100%-ой вероятности определения кратности манипуляции.

Оценка эффективности предложенных методов представлена на рисунке ниже.

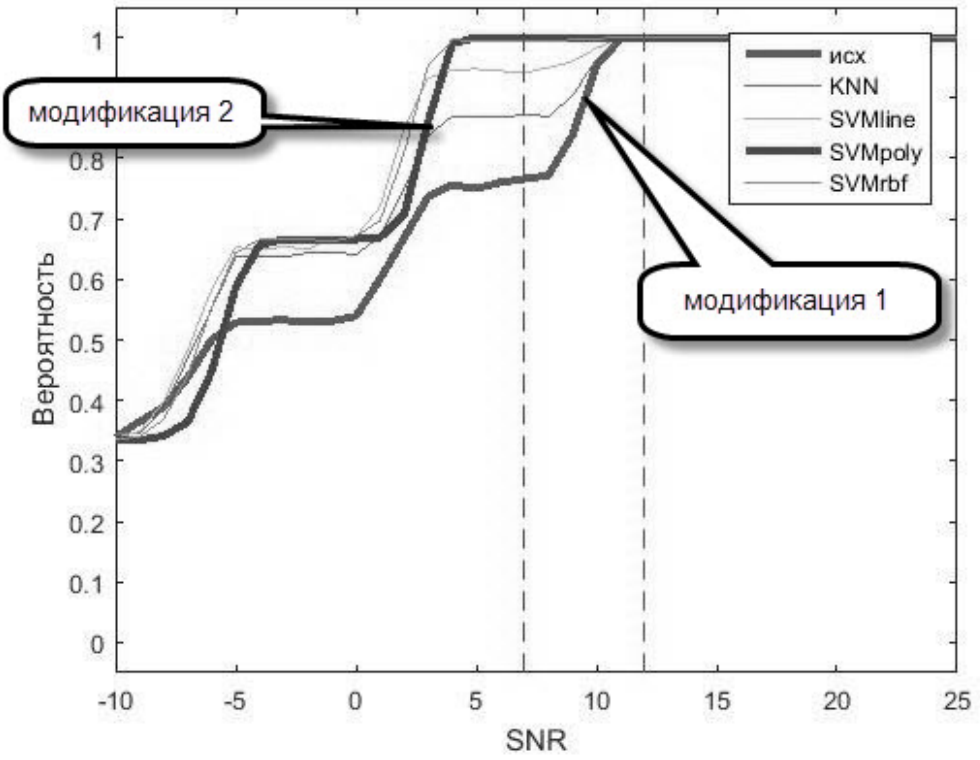


Рис. 2. Сравнительная характеристика рассматриваемых алгоритмов

5. Заключение

По вертикальной оси графика отложена вероятность определения (распознавания) кратности модуляции.

Из графика представленного выше видно, что наиболее эффективным является метод, основанный на классификаторе опорных векторов с полиномиальным ядром. Приращение в эффективности предложенного метода относительно модификации 1 [2] составляет 5 Дб.

Направление дальнейших исследований:

- оценка применимости предложенного метода для решения задачи АМС относи-тельно других видов квадратурной модуляции (КАМ с различными уровнями);
- оценка эффективности предложенного метода относительно ошибки первого рода (в условиях наличия в анализируемом множестве сигналов без модуляции);
- обучение и оценка эффективности для каждого уровня SNR в отдельности (оценка применимости к АМС в условиях наличия механизма оценки SNR).

Литература

1. Борисов В.А., Воробьев М.Ю. Определение вида манипуляции АФМ сигнала // Радиотехнические тетради. - 1998. - №14.
2. Косяк А.И., Шиманов С.Н., Кривоного А.Н. Определение кратности фазовой модуляции посредством нелинейного преобразования сигнала – модификация 1. Труды XXXVI

Всероссийской научно-технической конференции: «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», Серпухов, 2017 г., С. 21-25
3. Zhu, Zhechen. Automatic modulation classification : principles, algorithms, and applications / Zhechen Zhu and Asoke K. Nandi.

REFERENCES

1. Borisov V.A., Vorobiev M.Yu. Determination of the type of manipulation of the AFM signal // Radio engineering notebooks. - 1998. - №14.
2. Kosyak A.I., Shimanov S.N., Krivonogo A.N. Determination of the multiplicity of phase modulation by means of nonlinear transformation of the signal - modification 1. Proceedings of the XXXVI All-Russian Scientific and Technical Conference: «Problems of efficiency and safety of functioning of complex technical and information systems», Serpuhov, 2017 г., С. 21-25
3. Zhu, Zhechen. Automatic modulation classification : principles, algorithms, and applications / Zhechen Zhu and Asoke K. Nandi.

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ МЕТЕОСТАНЦИИ

С.А. Камынин[1], Д.В. Журавлев[1]

[1]Воронежский Государственный Технический Университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация.В работе была произведена регистрация и передача метеопараметров на смартфон под управлением android с помощью беспроводной протокола связи Bluetooth. Представлена реализация программного обеспечения контроллера ATmega328 на базеАрдуино на языке объектно-ориентированного программирования C++, применены возможности фреймворка Апп Инвертор.

Ключевые слова: Ардуино; C++; метеостанция; андроид;

DEVELOPMENT OF A DIGITAL WEATHER STATION

S.A. Kamynin[1], D.V. Zhuravlev[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. In the work, the meteorological parameters were registered and transmitted to a smartphone running android using the Bluetooth wireless communication protocol. The implementation of ATmega328 controller software based on the Arduino framework in the language of object-oriented programming with C ++ is presented, the capabilities of the App Invertor framework are AppInvertor

Keywords: Arduino; C ++; weather station; android;

1. Введение

Современный мир 21 века – это удивительный экспонат, прошедший многие этапы эволюции, в результате которых был приобретен навык развития и видоизменения с небывалыми скоростями. Количество информации, приходящейся на фонд человеческого сознания, достигает непостижимых объемов, и уже ниодин из живущих на земле индивидов не способен овладеть ею. В связи с этим, актуальными становятся проблемы сбора, обработки и передачи информации. Оптимальное их решение, позволитсэкономить ресурс человеческоговремени, а также облегчит рутинный труд, заключающийся в выполнении однообразных действий.

2. Основные технические характеристики применяемых датчиков

На этапе планирования и разработки системы был произведен обзор доступных средств обнаружения того или иного метеопараметра, в результате которого удалось определиться с необходимымоборудованием,позволяющим реализовать поставленную задачу

В качестве регистрируемых параметров были выбраны: влажность, температура, освещенность, атмосферное давление, высота над уровнем моря, а также наличия присутствие живого существа в пределах 5 м от данного устройства.

В ходе работы были применены средства представленные ниже:

- Датчик освещенности TEMPT600
- Датчик температуры и влажности DHT11

- Датчик давления BMP280 [1]
- Датчик присутствия HC-SR501
- Bluetooth модуль HC-05 [3]
- Arduino Uno R3

3. Сборка станции

Была произведена сборка всех модулей в единое целое. Таблица подключения датчиков к модулю обработки и управления представлена ниже.

Таблица 1. Подключения датчиков

Название датчиков	Пины Arduino Uno									
	GND	+5B	A0	+3.3B	4	7	A4	A5	11	10
TEMPT6000	GND	+5B	SIG	-	-	-	-	-	-	-
DHT-11	4	1	-	-	2	-	-	-	-	-
HC-SR502	GND	+5B	-	-	-	OUT	-	-	-	-
BMP280	GND	+5B	-	CSB	-	-	SDA	SCL	-	-
HC-05	GND	+5B	-	-	-	-	-	-	TXD	RXD

Итоги подключения всех датчиков приведены ниже

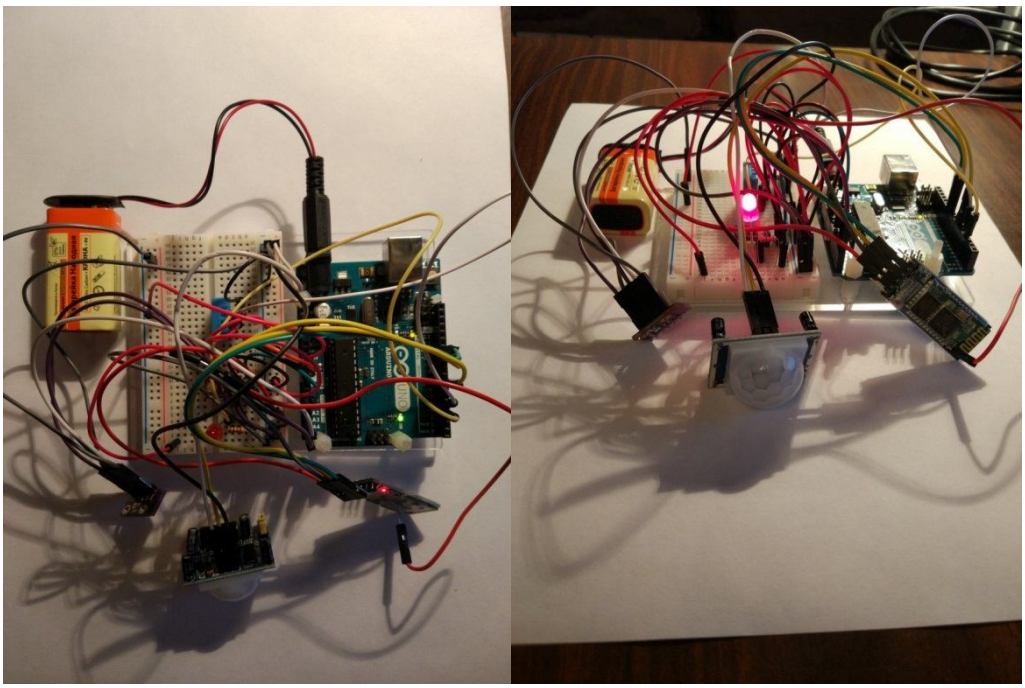


Рис. 1. – Полная сборка метеостанции

Данная метеостанция показа без учета корпуса, т.к. он может варьироваться в зависимости от конкретного применения системы и целей поставленных задач.

4. Программная реализация проекта

Для управляющего микроконтроллера была реализована программа на языке С++в среде разработки ArduinoIDE [2], позволяющая пересылать снятые с датчиков параметры через Bluetoothна смартфон под управлением Android. Для лучшего восприятия и понимания, весь код был прокомментирован и разбит на блоки

```
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Блок Датчика Освещенности
#define Pin_Osveshhennosti A0
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//БлокДатчикаПрисутствия
#define signal_prisutstviya 7
#define svetodiod_obnaruzheniya 3
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
////////////////////////////////////////
//Блокнастройки Bluetooth
// подключениебиблиотекивиртуального COM порта
#include <SoftwareSerial.h>
#include <Time.h>
//Подключаем выход TX на плате Arduino
int gRxPin = 10;
//Подключаем выход RX на плате Arduino
int gTxPin = 11;
//Инициализация порта
SoftwareSerial BTSerial(gRxPin, gTxPin);
////////////////////////////////////////
//////////////////////////////////////////////////////////
//БЛОК ДАТЧИКА Давления и высоты над уровнем моря
#include <Wire.h>
#include <SPI.h>
#include <Adafruit_Sensor.h>
#include <Adafruit_BMP280.h>
//  работаем по шине I2C
Adafruit_BMP280 bme;
//////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////////////////////////////////////////
//БЛОК ДАТЧИКА Влажности
#include <TroykaDHT.h>
// создаём объект класса DHT
// передаём номер пина к которому подключён датчик и тип датчика
```

```
// типы сенсоров: DHT11, DHT21, DHT22
DHT dht(4, DHT11);
////////////////////////////////////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////
//Блок объявления переменных управления в программе
// переменная для принятия управляющей цифры со смартфона
int prinyatoe_chislo;
// переменная для хранения управляющей цифры со смартфона
int vibor_datchika;
////////////////////////////////////////////////////////
void setup() {
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//БлокДатчикаПрисутствия
//инициализациясветодиода
pinMode(svetodiod_obnaruzheniya, OUTPUT);
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Блок для на стройки Bluethooth
// устанавливаем скорость передачи данных для последовательного порта,
// созданного  библиотекой SoftwareSerial
// 38400 - для метода №1, 9600 - для метода №2
BTSerial.begin(38400);
  Serial.begin(9600);
  delay(500);
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Блок для на стройки TEMP6000 - датчика освещенности
pinMode(Pin_Osveshhennosti, INPUT);
//////////////////////////////////////////////////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////
//БЛОК ДАТЧИКА ВЛАЖНОСТИ
dht.begin();
////////////////////////////////////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////
//БЛОК ДАТЧИКА Давления и высоты над уровнем моря
if (!bme.begin(0x76))
{
  Serial.println("Не удалось найти действующий датчик BMP280, проверьте
подключение!");
  while (1);
}
////////////////////////////////////////////////////////
```

```
}
void loop()
{
  // проверка условия возврата количество непрочитанных байт (символов),
  // принятых через программный последовательный порт.
  // Непрочитанные данные накапливаются во входном последовательном буфере.
if (BTSerial.available())
  {
    prinyatoe_chislo = BTSerial.read();
     Serial.write(prinyatoe_chislo);
    switch(prinyatoe_chislo)
    {
      case '1':
        vibor_datchika = 1;
        digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
        break;
      case '2':
        vibor_datchika = 2;
        digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
        break;
      case '3':
        vibor_datchika = 3;
        digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
        break;
      case '4':
        vibor_datchika = 4;
        digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
        break;
      case '5':
        vibor_datchika = 5;
        break;
      case '6':
        vibor_datchika = 6;
        digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
        break;
    }
  }
   ////////////////////////////////////////////////////
  //БЛОКУРОВНЯОСВЕЩЕННОСТИ
  if (vibor_datchika == 1)
  {
   // считываемуровеньосвещённости.
```

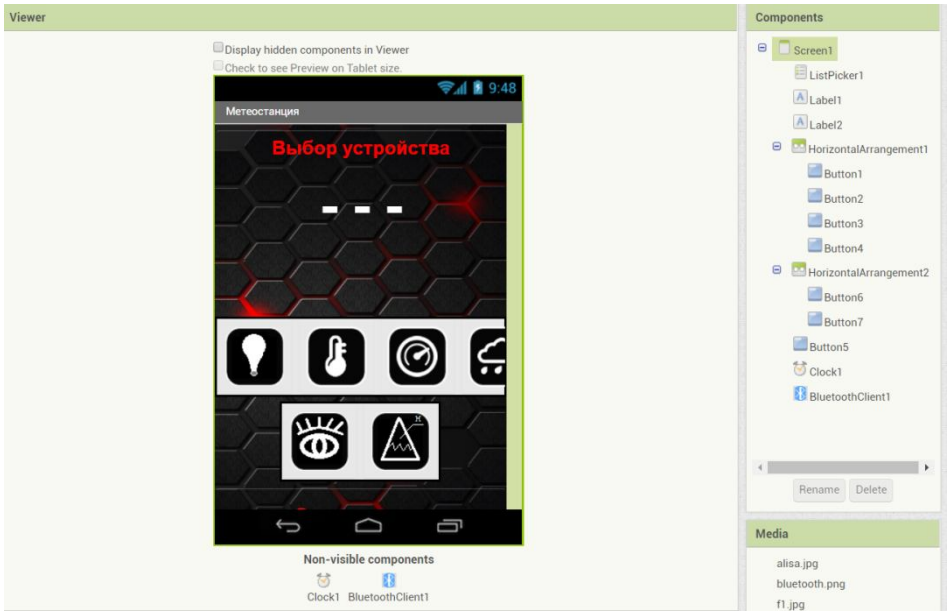
```
  int light_value = analogRead(Pin_Osveshhennosti);
  // пересчетвлюксы
  float light = light_value * 0.0976;
  BTSerial.println((int)round(light));
  Serial.println((int)round(light));
  delay(1000);
 }
 ////////////////////////////////////////////////////
 ////////////////////////////////////////////////////
 //БЛОКДАТЧИКАВЛАЖНОСТИ
 if (vibor_datchika == 2)
{
// считывание данных с датчика
   dht.read();
   // проверяем состояние данных
   if(dht.getState()== DHT_OK)
{
     // всё OK
     BTSerial.println((int)round(dht.getHumidity()));
     Serial.println((int)round(dht.getHumidity()));
     delay(1000);
   }
 }
 ////////////////////////////////////////////////////
   ////////////////////////////////////////////////////
 //БЛОКДАТЧИКАТЕМПЕРАТУРЫ
  if (vibor_datchika==3)
{
// считывание данных с датчика
     dht.read();
     // проверяем состояние данных
     if(dht.getState()== DHT_OK)
{
     // всё OK
     BTSerial.println((int)round(dht.getTemperatureC()));
     Serial.println((int)round(dht.getTemperatureC()));
     delay(2000);
     }
  }
  ////////////////////////////////////////////////////
```

```
  ////////////////////////////////////////////////////
  //БЛОКДАТЧИКАДавления
  if (vibor_datchika==4)
  {
    BTSerial.println((long)round(bme.readPressure()));
    Serial.println((long)round(bme.readPressure()));
delay(1000);
  }
  ////////////////////////////////////////////////////
  ////////////////////////////////////////////////////
  //БЛОК ДАТЧИКА Высоты над уровнем моря
  if (vibor_datchika==6)
  {
    //Корректировка высоты для данной геолокациии
BTSerial.println((int)round(bme.readAltitude(1013.25)));
Serial.println((int)round(bme.readAltitude(1013.25)));
delay(1000);
  }
  ////////////////////////////////////////////////////
  ////////////////////////////////////////////////////
  //БЛОК ДАТЧИКА Обнаружения движения
  if (vibor_datchika==5)
  {
    //Считываем пороговое значение с порта 7
if(digitalRead(signal_prisutstviya))
   {
     //Сигналсдатчикадвижения
     BTSerial.println("Yes");
     Serial.println("Yes");
     //зажиганиеконтрольногосветодиода
     digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, HIGH);
     delay(1000);
    }
    else
    {
     //Нетсигнала
     BTSerial.println("No");
Serial.println("No");
//гашение контрольного светодиода
digitalWrite(svetodiod_obnaruzheniya, LOW);
     delay(1000);
}
```

```
  }
  ////////////////////////////////////////////////////
}
```

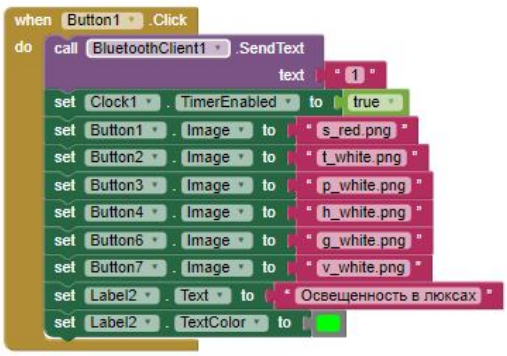
Также была разработана программа приема и отображения данных, принятых от метеостанции, на экране смартфоне под управлением Android в среде AppInvertor [5]. Добавлены комментарии и алгоритмы работы данного приложения.

Первоначально была собрана общая функциональная схема приложения, основываясь на стандартных элементах управления

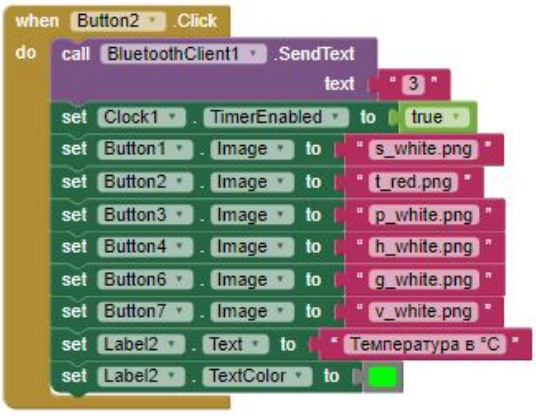


Далее для каждого структурного элемента был записан алгоритм его обработки с помощью встроенного языка программирования.

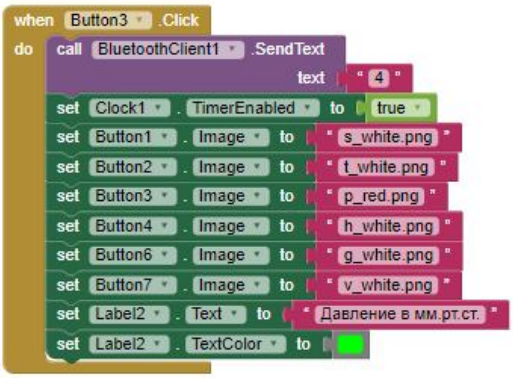
1) Кнопка “1”



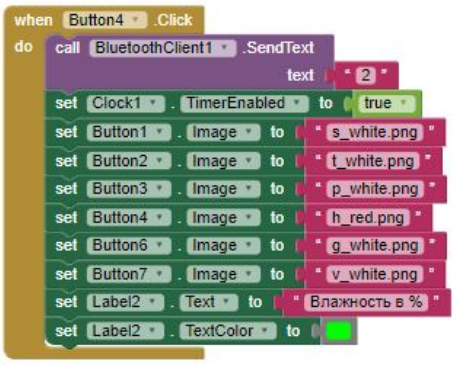
2) Кнопка “2”



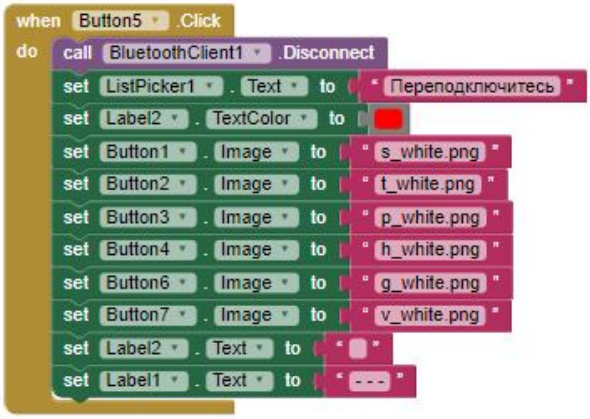
3) Кнопка “3”



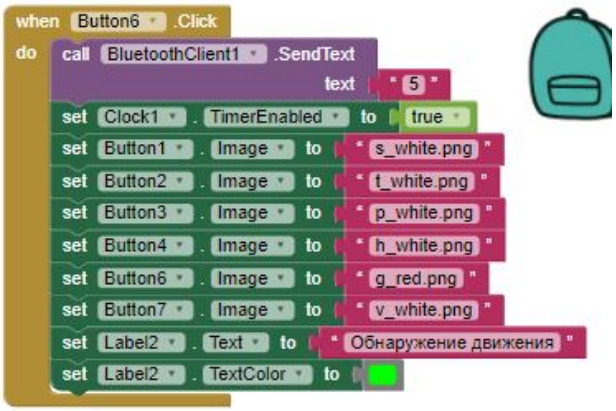
4) Кнопка “4”



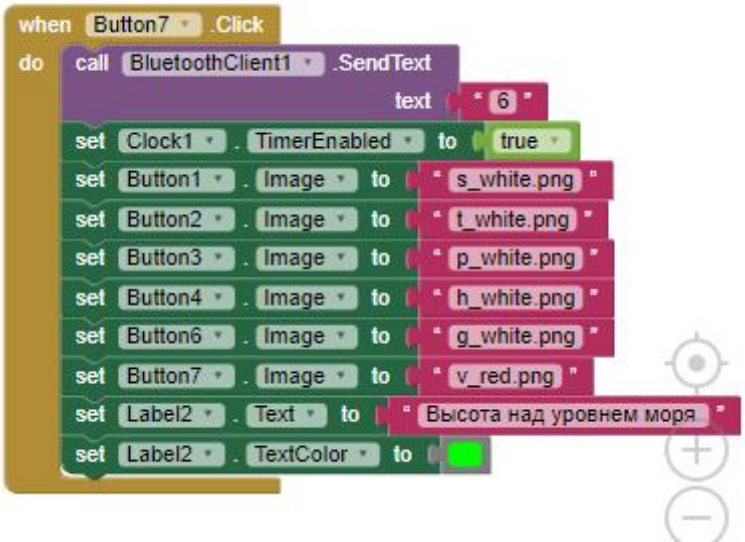
5) Кнопка “5”



6) Кнопка “6”



7) Кнопка “7”



Алгоритм для кнопок с 1 по 7:

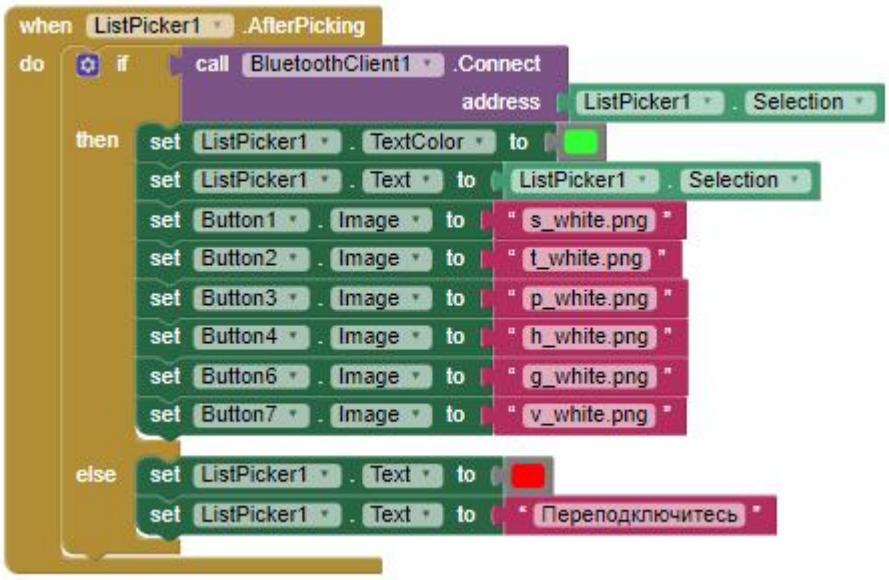
- При нажатии на клавишу, она переходит в активное состояние
- Запускается таймер
- Посылается информация запуска необходимого датчика
- Все остальные переходят в состояние по умолчанию
- В Label 2 отображается информация о системе измерения информации поступающей с датчика
- При нажатии на выпадающий список в нем отображаются доступные Bluetooth устройства, из которых мы выбираем метеостанцию

8) Выбор Bluetoothиз списка доступных

Алгоритм работы:

- При нажатии на выпадающий список в нем отображаются доступные Bluetoothустройства, из которых мы вбираем метеостанцию

9) Начальная инициализация экрана и кнопок поле выбора устройства



Алгоритм работы:

- После присоединения к выбранному Bluetooth устройству, мы устанавливаем все кнопки в выключенное положение
- Если подключения не произошло, выводится текст о необходимости пере-подключения.

10) Обработка таймера при включении

Алгоритм работы:

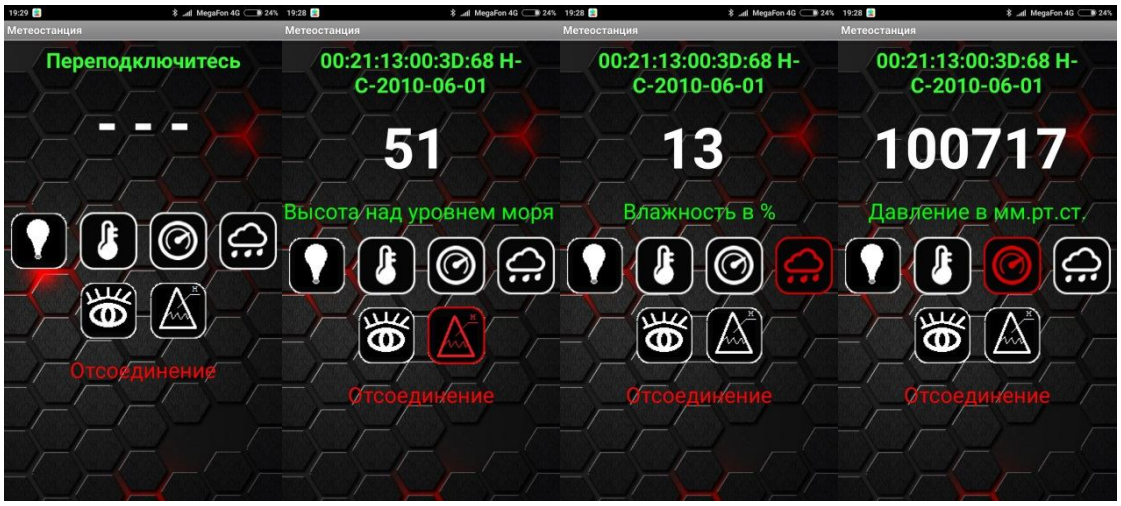
- При включении приложения переводим таймер в режим выключено

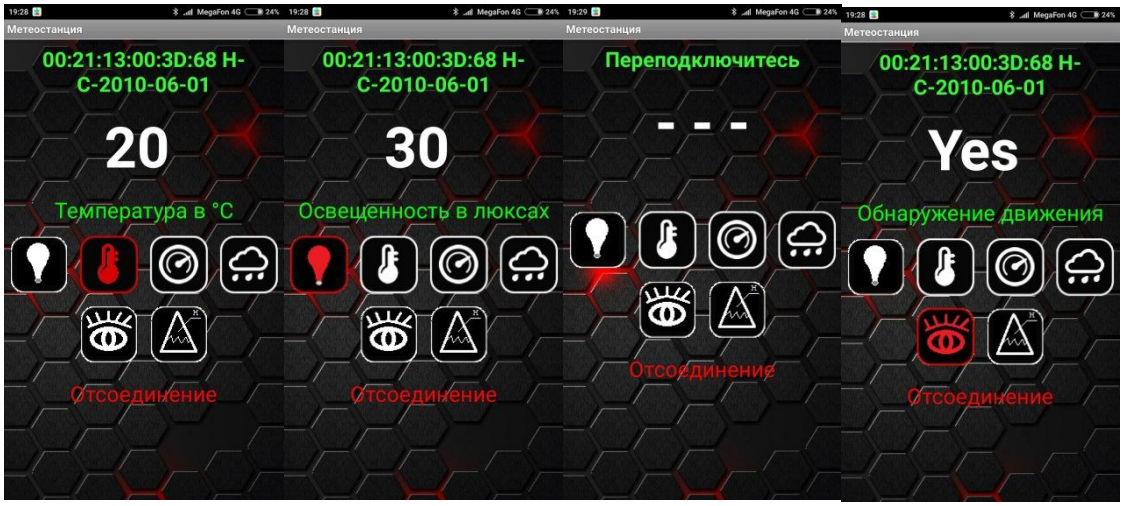
11) Обработка таймера при срабатывании таймера

Алгоритм работы:

- При срабатывании таймера проверяется условии подключения смартфона к станции.
- При положительном ответе, сравниваем кол-во передаваемых байтов с 0
- Если больше 0, то записываем передаваемое значение в Label 1 .

Результаты работы приложения приведены ниже





5. Заключение

В ходе проведения работы была разработана автоматизированная цифровая метеостанция, позволяющая реализовать быстрый и качественный сбор информации и передачу её на смартфон под управлениемandroid. На мой взгляд, применение данного оборудования может стать незаменимым спутником таких сфер как: медицина и военно-промышленный комплекс. Данную разработку можно считать актуальной, т.к. она позволяет решать проблему учета и регистрации погоды, при минимальных затратах человеческого труда, что соответствует задачам современной эпохи.

Литература

1. Brian W.E. Arduino Programming. Notebook.California, San Francisco. 2007 – 40 с.
2. Петин В.А. Проекты с использованием Arduino. СПб.:БХВ-Петербург. 2014 - 401 с
3. Гололобов В.Н. С чего начинаются роботы? СПб.: Наука и Техника СПб. 2018 -368 с.
4. Соммер У. Программирование микроконтроллерных плат Arduino. СПб.:БХВ-Петербург. 2012 - 256 с.
5. Винницкий Ю. Scratch и Arduino для юных программистов и конструкторов / Винницкий Ю., Григорьев А. СПб.: БХВ-Петербург. 2018 - 176 с

References

1. Brian W.E. Arduino Programming. Notebook. California, San Francisco. 2007 - 40 c.
2. Petin V.A. Projects using Arduino. St. Petersburg: BHV-Petersburg. 2014 - 401 s
3. Gololobov V.N. Where do robots begin? SPb .: Science and Technology of St. Petersburg. 2018 - 368 pp.
4. Sommer U. Programming of microcontroller boards Arduino. St. Petersburg: BHV-Petersburg. 2012 - 256 with.
5. Vinnytsky Yu Scratch and Arduino for young programmers and designers / Vinnitsky Yu., Grigoriev A. St. Petersburg: BHV-Petersburg. 2018 - 176 s

СИСТЕМА СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ОПЕРАТОРОВ РЕНТГЕНОТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИНТРОСКОПОВ

Д. А. Козлов[1], Ан. К. Волков[1], Ал. К. Волков[1]

[1]Ульяновский институт гражданской авиации имени Главного маршала авиации Б.П. Бугаева (ФГБОУ ВО УИ ГА), Ульяновск, Россия

Аннотация. В условиях не снижающейся террористической угрозы применения взрывных устройств на объектах гражданской авиации и воздушных судах проблема повышения уровня обеспечения авиационной безопасности (АБ) стоит в ряду первостепенных задач. Аспекты человеческого фактора, связанные с деятельностью операторов рентгенотелевизионных интроскопов (РТИ), имеют первостепенное значение для надежного функционирования систем досмотра в аэропортах. В связи с этим, актуальной является задача повышения эффективности подготовки и объективности оценки качества деятельности операторов РТИ. Целью данного исследования является разработка предложений по применению сетевых технологий и ситуационных центров в практике обеспечения АБ. Предложена система сетевого управления подготовкой и мониторинга деятельности операторов РТИ, состоящая из ситуационного центра АБ с центральным сервером и базой данных. Разработано устройство сетевого контроля деятельности операторов РТИ, которое позволяет осуществлять независимый контроль и их целенаправленную подготовку.

Ключевые слова: авиационная безопасность, оператор рентгенотелевизионного интроскопа, профессиональная подготовка, сетевые технологии, ситуационный центр.

THE SYSTEM NETWORK CONTROL THE ACTIVITIES OF OPERATORS OF X-RAY SYSTEMS

D. A. Kozlov[1], An. K. Volkov[1], Al. K. Volkov[2]

[1]Ulyanovsk Civil Aviation Institute (UCAI), Ulyanovsk, Russian Federation

Abstract. In the context of the ongoing terrorist threat of the use of explosive devices at civil aviation facilities and aircraft, the issue of increasing the level of aviation security (AS) is among the top priorities. Aspects of the human factor related to the activities of operators of x-ray systems (RTI) are of paramount importance for the reliable operation of screening systems at airports. In this regard, the urgent task is to improve the efficiency of training and objectivity of assessing the quality of activities of RTI operators. The purpose of this study is to develop proposals for the use of network technologies and situation centers in the practice of AS. The system of network management of preparation and monitoring of activity of operators of RTI consisting of the situation center AS with the central server and database is offered. The device of network control of activity of operators of RTI which allows to carry out independent control and their purposeful preparation is developed.

Keywords: aviation security, operator of x-ray systems, professional training, network technologies, situation center.

1. Введение

Возросший уровень потенциальных угроз в адрес гражданской авиации требует постоянного совершенствования методов и средств обеспечения АБ. Одним из главных элементов системы обеспечения АБ является процесс проведения досмотра пассажиров, их ручной клади и багажа. Досмотр осуществляется специально подготовленными

сотрудниками службы авиационной безопасности с применение РТИ. В связи с этим человеческий фактор имеет важное значение, как для функционирования системы досмотра, так и для обеспечения безопасности аэропорта в целом. Одной из основных проблем, которые способствуют негативному проявлению человеческого фактора при обеспечении АБ, является недостаточная эффективность подготовки и объективность контроля качества деятельности операторов РТИ на объектах воздушного транспорта в реальном режиме времени. Также необходимо отметить, что в настоящее время в практике обеспечения АБ отсутствует возможность применения современных сетевых технологий, что затрудняет реализацию механизмов своевременного реагирования на новые угрозы, организацию централизованного руководства и координацию деятельности систем досмотра в различных аэропортах.

Таким образом, актуальной является задача расширения области применения современных сетевых технологий на процессы обеспечения АБ. В настоящее время за рубежом в практику обеспечения АБ активно внедряются современные сетевые технологии и единые ситуационные центры, в связи с чем, необходимо провести анализ возможности адаптации зарубежного опыта применительно к условиям Российской Федерации.

2. Анализ зарубежного опыта применения сетевых технологий в практике обеспечения авиационной безопасности

Первый этап применения сетевых технологий в практике обеспечения АБ за рубежом был связан с созданием в конце 2005 единого центра управления подготовкой операторов РТИ. Для достижения данной цели был специально разработан компьютерный тренажер «X-Ray Tutor CBT», который применяется более чем в 500 аэропортах по всему миру, включая Европу. Разработанная сетевая система, включает в себя ситуационный центр с центральным сервером «XRT Server Tools» и базой данных, объединенным единой сетью с несколькими десятками аэропортов, в которых установлены тренажеры «X-Ray Tutor CBT» [1]. Результатов контроля деятельности операторов РТИ передаются в центральную базу данных. Специализированный сервер «XRT Server Tools» позволяет осуществлять централизованное управление и мониторинг деятельности операторов РТИ. Специальный модуль управления библиотекой изображений обеспечивает возможность круглосуточно распространять среди подключенных к серверу тренажеров новых рентгеновских изображений. Это позволяет проводить обучение и оценку компетентности операторов по обнаружению самых последних объектов угроз, путем информации, переданной из разведывательных и полицейских источников. Однако данная сетевая система не обладает возможностью организации непрерывного обучения и мониторинга деятельности операторов РТИ непосредственно на рабочем месте, так как данная система не объединена с технологией проецирования изображений опасных предметов (ПИОП).

Технология ПИОП – это «технология, которая позволяет проецировать фиктивные предметы, запрещенные к перевозке, на рентгеновское изображение реального багажа пассажира после их сканирования на досмотровом оборудовании» [2].

Стандартная конфигурация сетевой системы ПИОП состоит из рентгеновского оборудования, коммутатора, центрального сервера и автоматизированного рабочего места (АРМ), на котором установлено специальное программное обеспечение. Данная система также интегрируется с автоматизированной обучающей системой (АОС).

В качестве недостатков представленной системы можно отметить следующее:

– предполагается автономное использование данной системы на базе конкретного авиапредприятия, что не позволяет реализовать всесторонний контроль деятельности операторов РТИ на базе сетевого взаимодействия между надзорными органами государства в области АБ и авиапредприятиями;

– существующая библиотека рентгеновских изображений ПИОП может содержать изображения, которые не отвечают требованиям надзорных органов Российской Федерации в области АБ;

– согласно рекомендуемой практике Международной организации гражданской авиации контроль эксплуатационных параметров технологии ПИОП должны осуществлять надзорные органы государства в области АБ, а службы АБ авиапредприятий не могли бы вносить изменения в них.

Следующим этапом развития сетевых технологий в Европе явилась реализация с 2012 года Евросоюзом исследовательского проекта «Автоматическое сравнение рентгеновских изображений при сканировании грузов» («Automated Comparison of X-ray Images for cargo scanning», ACXIS) [3]. Основной целью данного проекта является повышение эффективности процедур досмотра грузов на таможенных и пограничных пунктах. Для достижения этой цели были предложены и в настоящее время реализуются следующие решения [4]:

– создание единого центра с независимой базой данных рентгеновских изображений незаконных грузов, а также технологии сетевого обмена информацией между субъектами обеспечения АБ;

– разработка алгоритмов и процедур унификации рентгеновских изображений, полученных с различного досмотрового оборудования;

– разработка специального тренажера в целях подготовки и сертификации таможенных и пограничных служб;

– разработка алгоритмов автоматической идентификации потенциально опасных и незаконных грузов.

Применение сетевых технологий в практике обеспечения АБ позволяет: во-первых, повысить подготовленность операторов РТИ по обнаружению запрещенных предметов; во-вторых, разработать алгоритмы автоматического распознавания опасных и незаконных грузов на основе методов машинного обучения. В связи с этим, важной задачей проекта «ACXIS» – это «разработка специальных систем автоматического распознавания изображений для облегчения и улучшения обнаружения как законных, так и незаконных грузов в контейнерах и грузовиках» [5]. Внедрение технологии интеллектуального распознавания рентгеновских изображений позволит автоматически анализировать снимки грузов сразу после сканирования и одновременно просматривать их операторами РТИ.

На основании проведенного анализа зарубежного опыта можно сделать вывод, что один из путей повышения эффективности мер обеспечения АБ в Российской Федерации, заключается в применении современных сетевых технологий и создании единых ситуационных центров.

3. Система сетевого контроля деятельности операторов РТИ

В данной работе предлагается следующая система сетевого контроля деятельности операторов РТИ, схема которой представлена на рисунке 1.

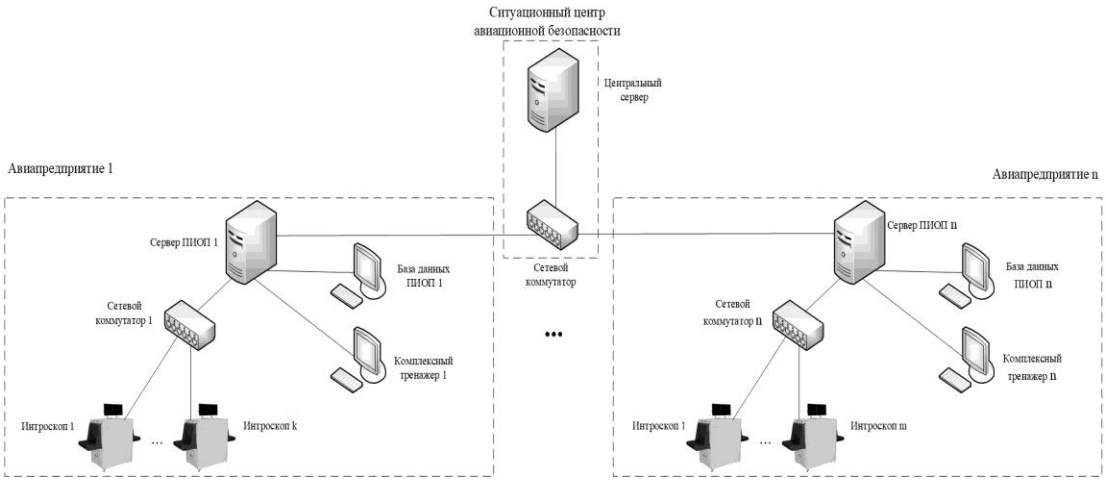


Рис. 1. Схема системы сетевого контроля деятельности операторов РТИ

Предложенная система состоит из двух уровней: уровень авиапредприятия и уровень ситуационного центра АБ.

На уровне авиапредприятия сетевая система ПИОП интегрирована с АОС, что позволяет организовать два режима работы: адаптивный и тестовый. В адаптивном режиме, предъявление рентгеновских изображений начинается с легких уровней сложности. Последующее увеличение трудности рентгеновских изображений связано с влиянием факторов усложнения «закладок» запрещенных предметов и результатами индивидуальных характеристик обнаружения конкретным оператором РТИ. Целью данного режима является поддержание бдительности операторов РТИ во время выполнения ими профессиональных задач, а также адаптацию обучения к индивидуальным потребностям оператора. В режиме тестирования всем операторам предъявляется конкретное рентгеновское изображение, содержащее запрещенный предмет. Задачей данного режима является обеспечение объективной и стандартизированной оценки индивидуальной подготовленности операторов по обнаружению определенных предметов. Центральный сервер системы получает посредством сети результаты деятельности операторов, а затем направляет их на АРМ и сервер с АОС. На АРМ происходить первичный анализ данных ПИОП. На сервере с АОС решается задача оптимизации выбора рентгеновских изображений, которые

соответствуют потребностям конкретного оператора в целях адаптации подготовки, формируются отчеты контроля деятельности операторов, рассчитываются показатели уровня компетентности. Вследствие этого, в следующей период работы на рентгеновском оборудовании благодаря организованной системе оператору будет представлен блок тестовых изображений, который соответствуют текущему уровню его потребностей.

На уровне ситуационного центра АБ основными составляющими являются база данных и устройство сетевого контроля деятельности операторов досмотровой техники, структурная схема которого показана на рисунке 2.

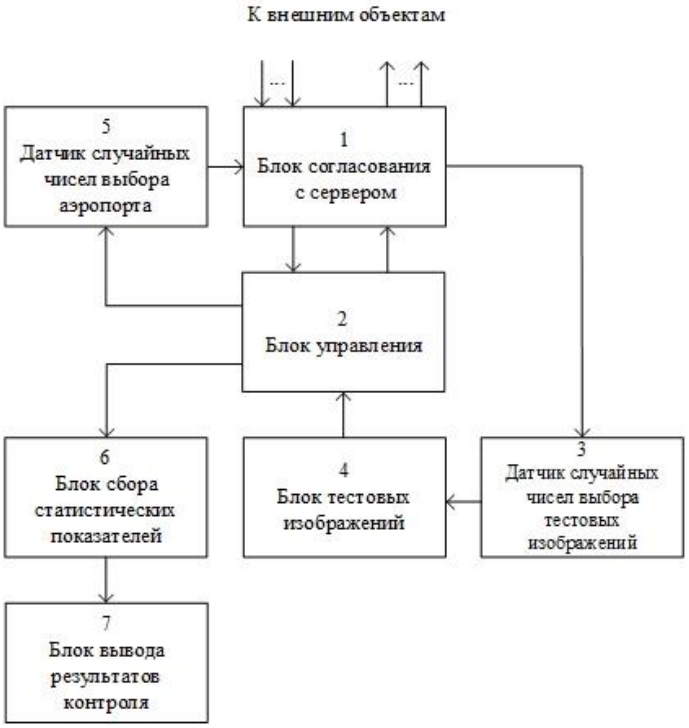


Рис. 2. Схема устройства сетевого контроля деятельности операторов РТИ

Разработанное устройство содержит блок согласования с сервером, внешние выходы и входы которого посредством сетевых технологий подключены к серверам системы ПИОП авиапредприятий, первый выход, которого подключен к одному входу блока управления, при этом первый выход этого блока подключен к первому входу блока согласования с сервером. Также дополнительно введены датчик случайных чисел выбора тестовых изображений, блок тестовых изображений, датчик случайных чисел выбора аэропорта, блок сбора статистических показателей и выводы результатов контроля. При этом второй выход блока согласования с сервером через датчик случайных чисел выбора тестовых изображений и блока тестовых изображений подключен к другому входу блока управления, тогда как второй выход блока управления через случайных чисел выбора аэропорта подключен ко второму входу блока согласования с сервером. Третий выход блока управления через блок сбора статистических показателей подключен к блоку вывода результатов контроля.

Принцип работы данного устройства заключается в следующем: через второй выход блока 2 управления и датчик 5 случайного числа выбора аэропорта подается команда на блок 1 согласования с сервером о случайном выборе периферийного аэропорта, одновременно с этим через первый выход блока 2 управления и второй выход блока 1 согласования с сервером на датчик 3 случайного числа выбора тестовых изображений подается команда на блок 4 тестовых изображений о выборе конкретного изображения, которое через другой вход блока 2 управления и его первый выход подается на первый вход блока 1 согласования с сервером, а после чего в выбранный случайным образом аэропорт, подключенный через один из внешних выходов блока 1 согласования с сервером, при этом соответствующий вход этого блока получает ответ оператора РТИ, который через третий выход блока 2 управления попадает в блок 6 сбора статистических показателей и по запросу отображается в блоке 7 вывода результатов контроля.

Важной элементом при функционировании ситуационного центра АБ является база данных рентгеновских изображений багажа и ручной клади, содержащие запрещенные к провозу вещества и предметы. Актуальная база данных имеет важное значение как при реализации подготовки операторов РТИ, так и при внедрении алгоритмов распознавания образов угроз на основе методов машинного обучения. В качестве способов комплектования такой базы данных можно рассмотреть следующие подходы. Первый подход предполагает применение реальных рентгеновских изображений, предоставленных службами АБ различных аэропортов. Однако количество изображений запрещенных предметов, полученных из текущего опыта, остается ограниченным и при этом сбор данных характеризуется значительными временными и ресурсными затратами. Второй способ позволяет преодолеть рассмотренные ограничения. Подход предполагает создание рентгеновских изображений опасных предметов посредством виртуального моделирования. Суть данного подхода заключается в использовании технологии 3D моделирования объектов и программного обеспечения моделирования неразрушающего контроля «CIVA».

4. Заключение

В статье проведен анализ практики и обобщение передового международного опыта организации АБ с применением современных сетевых технологий. Предлагаются подходы к решению вопроса о повышении эффективности подготовки и объективности оценки деятельности операторов РТИ посредством внедрения в практику обеспечение АБ современных сетевых технологий и ситуационных центров.

В работе предложено внедрить систему сетевого контроля деятельности операторов РТИ, состоящую из ситуационного центра АБ с центральным сервером и базой данных, объединенным посредством сетевых технологий с серверами систем ПИОП аэропортов. Разработано устройство сетевого контроля деятельности операторов РТИ, которое позволяет осуществлять независимый и объективный мониторинг деятельности операторов. Предложены способы комплектования базы данных рентгеновских изображений. В качестве перспективных направлений дальнейших

исследований человеческого фактора в области обеспечения АБ можно отметить следующее: применение технологии регистрации движения глаз, а также внедрение механизмов психофизиологического мониторинга состояния оператора РТИ [6].

Литература

1. Schwaninger A. Reacting to the terror threat. Analyzing, controlling and adapting to the meet new threats. // Airport, 2006, Vol. 5. – Pp. 30-31.
2. Hofer F. Using threat image projection data for assessing individual screener performance / Hofer F., Schwaninger A. // Safety and Security Engineering, 2005, Vol. 82. – Pp. 417-426.
3. Visser W. Automated comparison of x-ray images for cargo scanning / Visser W., Schwaninger A., Hardmeir D., Flisch A., Costin M., Viene C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Marciano A., Koomen G., Slegt M., Cesare Canonica A. // IEEE International Carnahan Conference on Security Technology Proceedings, 2016, Vol. 50. pp. – 268-276.
4. Kolokytha S. Creating a reference database for cargo inspection X-ray images using high energy CT of cargo mock-ups / Kolokytha S., Flisch A., Lüthi T., Plamondon M., Hartmann S., Vasser W., Schwaninger A., Hardmeier D., Costin M., Vienne C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Canonica A., Rochat E., Koomen G., Slegt M. // IEEE Instrumentation and measurement society, 2016. – Pp. 249-254.
5. Kolokytha S. Improving customs' border control by creating a references database of cargo inspection X-ray images / Kolokytha S., Flisch A., Lüthi T., Plamondon M., Schwaninger A., Vasser W., Hardmeier D., Costin M., Vienne C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Gadi N., Maitrejean S., Marciano A., Canonica A., Rochat E., Koomen G., Slegt M. // Technology and Engineering Systems Journal, 2017, Vol. 2, No. 3. – Pp. 60-66.
6. Волков А. К. Применение системы регистрации движения глаз для оценки окуломоторных параметров зрительного поиска опасных предметов операторами досмотра. // Транспорт России: проблемы и перспективы – 2017: Материалы международной научно-практической конференции. – Санкт-Петербург: Институт проблем транспорта им. Н.С. Соломенко Российской академии наук, 2017. – С. 359-363.

References

1. Schwaninger, A. Reacting to the terror threat. Analysing, controlling and adapting to the meet new threats. // Airport, 2006, Vol. 5. – Pp. 30-31.
2. Hofer, F. Using threat image projection data for assessing individual screener performance / Hofer F., Schwaninger A. // Safety and Security Engineering, 2005, Vol. 82. – Pp. 417-426.
3. Visser, W. Automated comparison of x-ray images for cargo scanning / Visser W., Schwaninger A., Hardmeir D., Flisch A., Costin M., Viene C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Marciano A., Koomen G., Slegt M., Cesare Canonica A. // IEEE International Carnahan Conference on Security Technology Proceedings, 2016, Vol. 50. pp. – 268-276.
4. Kolokytha, S. Creating a reference database for cargo inspection X-ray images using high energy CT of cargo mock-ups / Kolokytha S., Flisch A., Lüthi T., Plamondon M., Hartmann S., Vasser W., Schwaninger A., Hardmeier D., Costin M., Vienne C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Canonica A., Rochat E., Koomen G., Slegt M. // IEEE Instrumentation and measurement society, 2016. – Pp. 249-254.
5. Kolokytha, S. Improving customs' border control by creating a references database of cargo inspection X-ray images / Kolokytha S., Flisch A., Lüthi T., Plamondon M., Schwaninger A., Vasser W., Hardmeier D., Costin M., Vienne C., Sukowski F., Hassler U., Dorion I., Gadi N., Maitrejean S., Marciano A., Canonica A., Rochat E., Koomen G., Slegt M. // Technology and Engineering Systems Journal, 2017, Vol. 2, No. 3. – Pp. 60-66.
6. Volkov, A.K. The application of the system of eye movements' registration to assess oculomotor parameters of visual search of dangerous items by aviation security screeners. // Transport of Russia: problems and prospects – 2017: Proceedings of international scientific-practical conference. – Saint Petersburg: Solomenko Institute of Transport Problems of the Russian Academy of Sciences, 2017. – Pp. 359-363.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ, ДОПУСКАЮЩИХ ХАОТИЧЕСКОЕ ПОВЕДЕНИЕ, ПОСРЕДСТВОМ АВТОТРАНСФОРМАЦИИ ХАОТИЧЕСКОГО ПОВЕДЕНИЯ В ГИСТЕРЕЗИСНОЕ

А.В. Мержвинский[1], Б.М. Попов[1]

[1]АО Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Для систем с памятью, допускающих хаотическое поведение и являющихся подсистемами более сложной системы (надсистемы), предложен способ стабилизации их функциональных характеристик посредством автотрансформации хаотического поведения в поведение гистерезисное. Такая трансформация базируется на автоматическом изменении структуры системы, придающем ей логистическую гибкость, способность опережающей адаптации к вариациям потребностей надсистемы.

Ключевые слова: системы управления реального времени, системы связи.

STABILIZATION OF FUNCTIONAL CHARACTERISTICS OF SYSTEMS ALLOVING CHAOTIC BEHAVIOR BY MEANS OF AUTOTRANSFORMATION OF CHAOTIC BEHAVIOR INTO HYSTERESIS

A.V. Meržvinskij[1], B.M. Popov[1]

[1]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronež, Russia

Abstract. For systems with memory that tolerate chaotic behavior and that are subsystems of a more complex system (super), a way to stabilize their functional characteristics by Autotransform Chaotic behavior in the behaviour of the hysteresis. Such transformation is based on automatic change of structure of system giving it logistical flexibility, ability of ahead adaptation to variations of super needs.

Keywords: real time control systems, communication systems.

1. Введение

Действие предлагаемого способа стабилизации характеристик рассматривается применительно к системе связи, реализующей организацию и предоставление услуг связи для транспортных объектов системы управления, функционирующей в режиме реального времени. В этом режиме предоставление связных ресурсов должно не просто соответствовать ритму событий в системе управления, а производиться с реактивностью, превосходящей темп этих событий. Это обстоятельство неизбежно требует превентивной организации производства связных ресурсов во избежание задержки их предоставления, ведущей к сбою системы управления.

2. Стабилизация функциональных характеристик

В идеальном варианте предоставление услуг связи для системы управления, функционирующей в режиме реального времени, должно осуществляться мгновенно, без временной задержки на реализацию процесса подготовки требуемого сетевого соединения. В некоторых системах управления с детерминированным числом объектов

управления для этого применяется стратегия с предварительным распределением и закреплением каналов связи за транспортными объектами системы управления. При столь жёсткой организации системы связи система управления получает канал связи мгновенно, и предоставление услуг связи здесь является по сути вневремённым (безынерционным). Однако эта стратегия слишком ресурсоёмка, уязвима в плане живучести и, по понятным причинам, не может быть распространена на системы с переменным составом и большим числом объектов управления, охваченных сетью связи. Причём такой сетью, которая в общем случае не является полносвязной. Далее будет показано, что при учёте принципов построения и характера совместного функционирования систем управления и сетей связи представляется возможным нахождение иной стратегии, обеспечивающей непрерывное поддержание системы связи в алертном состоянии (high degree of alert). Иначе говоря, в состоянии готовности к незамедлительному соединению любых транспортных объектов системы управления.

В классическом системном анализе выделяют четыре типа поведения системы: броуновское – когда каждый элемент системы ведет себя непредсказуемо, хаотически; лапласовское – детерминированное поведение, когда, зная текущее поведение каждого элемента, можно описать все прошлое и все будущее системы, чему соответствует наш пример с закреплением каналов; марковское − когда поведение системы зависит от предыдущего состояния, но не зависит от предпредыдущего, иначе говоря, при фиксированном настоящем будущее независимо от прошлого. Для марковских цепей разработан мощный математический аппарат, но применение этого аппарата к сетям связи, где процессы идут асинхронно и настоящее не фиксируется, неуместно.

Но есть самое сложное поведение – дарвиновское, которое связано с так называемой гистерезисной преемственностью. Состояние системы зависит здесь от предыдущего состояние системы, но от него оно зависит меньше, чем от более ранних состояний (предшествующих предыдущему). Это поведение называется дарвиновским, так как оно характерно для систем живого, и, учитывая, что технологии природы намного превосходят человеческие, оно является наиболее эффективным и не требует специальных средств управления. Под этот четвертый тип поведения пытались создать внятную математическую модель такие математики, как Колмогоров [1], но задача оказалась не по силам. Методы формального описания гистерезисных преобразователей, которые развивались М.А. Красносельским и его учениками [2], основывались на развитой ими операторной трактовке этих преобразователей – представлении преобразователей как операторов, определённых на достаточно богатых функциональных пространствах, зависящих от своего начального состояния. Но мы рассматриваем функционирование систем в реальном масштабе времени, а реальное время бесконечно и, значит, начального состояния не имеет по определению. Поэтому путь в достаточно богатые функциональные пространства, указанный Красносельским, для нас не актуален.

Впрочем, практика показывает, что математический, алгоритмический подход к построению сложных кибернетических систем излишне абсолютизирован. Явление гистерезиса, обнаруженное в различных областях естествознания (физике, механике, биологии, химии), несмотря на отсутствие здесь его строгих моделей, находит широкое практическое применение. В частности, присоединение к природной активности

основано на таком основополагающем принципе действия, как принцип разделения эффектов, реализация которого обеспечивается гистерезисным механизмом. Дело в том, что протеканию процессов в природных системах свойственно сначала возникновение импульсного эффекта с выделением энергии, затем, через короткий промежуток времени и иногда в другом месте, эффекта с поглощением энергии. Если их суметь разделить, то можно перенаправить поток природной активности (или активности надсистемы) в нужное для системы русло. Эта задача успешно решается внедрением в систему агентов-преобразователей гистерезисного типа, реализующих накопление с насыщением. В тепловых насосах эту роль выполняет хладагент, в радиоприёмных устройствах – диполь Герца и т. д.

В технике новые производительные силы выявляются отнюдь не благодаря созданию математических теорий и моделей. Так, электричество ещё в середине XVIII века считалось неким трудноуловимым флюидом, но после открытия лейденской банки в 1745 году электричество научились накапливать, далее – транспортировать из одной лейденской банки в другую и, в конце концов, использовать в промышленных целях и масштабах, и процедура его транспортирования позволила открыть способы получения механических эффектов. И, хотя физическая сущность электричества до сих пор не определена, это не мешает нам его производить и широко использовать. Мы гораздо чаще, чем думаем, применяем методы, не имеющие рационального обоснования. Здесь уместно вспомнить 11-й тезис о Фейербахе [3]: «Философы лишь различным образом объясняли мир, но дело заключается в том, чтобы изменить его». Поэтому нашей целью является не поиск абстрактной объяснительной модели, а нахождение способа автоматической трансформации (изменения) системы связи, способного без затрат дополнительного ресурса обеспечить непрерывную адаптацию сети к целям надсистемы, без выдачи со стороны надсистемы к системе каких-либо управляющих воздействий.

Особое место среди систем с гистерезисными свойствами занимают экономические системы. Формальное описание в рамках теории систем гистерезисные явления в экономике получили лишь в последние десятилетия [4,5]. Одна из основных причин этого факта – отсутствие возможности проведения экспериментов в сфере экономики. Поэтому математическое моделирование экономических систем с гистерезисными свойствами в какой-то мере является оправданным. И хотя и здесь, в силу существенной нелинейности процессов, общей модели не создано, получены частные модели функции продаж, представленные как некоторый преобразователь гистерезисного типа, учитывающий предысторию и, что еще более для нас интересно, инертность покупательского спроса. Интерес связан с тем, что система связи, рассматриваемая в качестве системы, предоставляющей необходимые системе управления услуги связи, в функциональном плане близка к экономическим системам.

Имеется немало экспериментальных результатов, показывающих, что различные нелинейные системы, допускающие хаотическое поведение, могут быть стабилизированы гармоническим внешним воздействием. Но запросы системы управления к системе связи имеют не гармонический, а спонтанный характер, что создаёт предпосылки к хаотичности функциональных характеристик системы связи. Но далее будет показано, что и в нашем случае, благодаря наличию инертности в запросах

системы управления и присущей системе связи структурной пластичности, система связи способна обеспечить опережающее производство и концентрацию наиболее популярного ресурса и предоставлять соединения системе управления практически мгновенно, в темпе приёма запросов на соединение, по сути – вневремённо.

Факт существования нелинейных систем, допускающих хаотическое поведение, характеристики которых могут быть стабилизированы отнюдь не гармоническим внешним воздействием, продемонстрируем на примере ассоциативного запоминающего устройства (АЗУ), быстродействующей буферной кэш-памяти ограниченного объема. В процессе работы вычислительной системы отдельные программы или блоки информации загружаются из основной (медленной) памяти в кэш-память – в принципе это может быть просто оперативная память на фоне памяти внешних устройств. При обращении к программе или за данными сначала проверяется их наличие в кэш-памяти. Если необходимая информация находится в кэш-памяти, она быстро извлекается. Это кэш-попадание. Если необходимая информация в кэш-памяти отсутствует (кэш-промах), то она выбирается из основной памяти, передается в работу и одновременно заносится в кэш-память. Повышение быстродействия вычислительной системы достигается в том случае, когда кэш-попадания реализуются намного чаще, чем кэш-промахи. Определение наиболее часто используемой информации производится не алгоритмически (это невозможно в силу спонтанности). Сохранение использованной информации в кэш-памяти позволяет «отбирать» информацию, которая чаще всего используется. Метод доказал свою эффективность по факту, так как, несмотря на спонтанность отдельных запросов, любой совокупности запросов свойственна некоторая серийность. Для исключения переполнения кэш-памяти – выбора отбрасываемой записи – используются разные стратегии вытеснения, но они просты и реализуются алгоритмически.

Понятно, что продуктивность управления в системах с броуновским поведением, где какая-либо упорядоченность отсутствует, близка к нулю. Далее будет показано, что системе связи практически без затрат может быть навязано дарвиновское поведение. Лозунг «анархия – мать порядка» имеет в кибернетике сомнительную репутацию, и мы, учитывая, что смена состояния в системе с дарвиновским поведением зависит от предпредыдущего состояния больше, чем от предыдущего, вправе поставить вопрос, а кто «дедушка и бабушка» порядка? Интуитивно понятно, что прапредками порядка в системах с дарвиновским поведением являются симбиоз и инерция. Анализ их действия позволит выявить основополагающий принцип, наделяющий систему «коэрцитивной силой», переводящей поведение системы связи из броуновского в дарвиновский (гистерезисный) тип. Симбиоз и инерция являются теми эффектами, разделение которых создаёт условия для стабилизации функциональных характеристик системы. Инерции свойственна способность к накоплению, а облигатным признаком симбиоза является развитие используемого ресурса.

Поскольку инерционность проявляется на всех уровнях реальности, то, как показано в [6], благодаря этому обстоятельству можно организовать работу сети так, чтобы ресурс наиболее востребованных соединений в сети концентрировался в нужное время в нужном месте. И такая непрерывная «нормализация» сетевого ресурса –

самоактуализация сети – может быть осуществлена без затрат, посредством синтеза без анализа, как бы по инерции, но в симбиозе с системой управления.

Сети связи, как и любые сети, состоят из узлов и соединяющих их линий, а конкретно – из узловых станций (с функциями коммутации) и многоканальных линий связи, соединяющих эти станции. К узловым станциям через оборудование доступа абонентскими линиями подключены терминалы потребителей услуг связи. Сеть в общем случае не является полносвязной, но любой узел сети можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации станций. Простой (несоставной) канал представляет собой часть пропускной способности линии связи, напрямую соединяющей два узла. Сетевые станции, имеющие общий канал сигнализации, при организации соединений оперируют не только простыми каналами, но и уже имеющимися их агрегациями (соединениями), представляя их рекурсивно: деталь для построения соединения – это 1) простой канал, а также 2) деталь для построения соединения, к которой подключён простой канал.

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а, по аналогии с механизмом кэш-памяти, предлагается сохранять для повторного использования до тех пор, пока не понадобятся одиночные транзитные участки этих составных каналов (или совокупности, состоящие из уже соединённых одиночных участков) для образования новых составных каналов – соединений для удовлетворения новых предпочтений потребителей. В порядке соблюдения принципа дарвиновского отбора, при дефиците простых каналов, нужных для образования нового соединения, разрушению следует подвергать последние по времени образования соединения, ибо при высокой серийности все новации, влекущие реорганизацию, идут от маргинальных пользователей, а мейнстрим эксплуатирует организованные ресурсы. В результате такой стратегии, за счёт большей инерционности (активности) предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее востребованных направлениях связи. Данный «вырезающий процесс» действует как оператор гистерезисного типа и имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса. Однако результат его действия имеет предметно-физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он способен на опережающее приведение структуры сети связи в актуальное (алертное) для системы управления состояние. Отметим, делает он это непрерывно, поскольку актуальность изменчива, и никакая комбинация структур сети не может быть объявлена заранее окончательно актуальной. При резкой вариации предпочтений потребителей в коммутационном пространстве сети неактуальные структуры (соединения) автоматически исчезают, а актуальные − порождаются, как происходит в природе при действии дарвиновского «естественного отбора». Немаловажно, что для получения столь существенного эффекта, существующие принципы и методы реализации сетей связи не подлежат коренному пересмотру.

3. Заключение

Таким образом, в докладе показано, что при наличии некоторой стабильности предпочтений пользователей инфокоммуникационной сети к работе в тех или иных направлениях связи, сохранение использованных соединений, как следов их деятельности, снимает априорную неопределённость и обеспечивает непрерывное действие механизма опережающей адаптации сетевых структур к вариациям в тематике и интенсивности пользовательских запросов.

Представляется, что данный подход может найти применение и в области проектирования устройств с приставкой «нано», ибо приставка «нано» − не простая характеристика протяженности, отражающей чисто геометрические параметры объектов. Она отражает факт проявления на нано уровне качественно иных *организационно-функциональных-системных* свойств материалов, процессов и явлений, и здесь использование данного подхода, при невозможности внешнего управления, уместно.

Предложенный подход имеет корреляцию с понятием из классического системного анализа − «телеологические механизмы», характеризующим материальный механизм через использование понятия «циклическая причинность», наблюдаемого в системе, где новые формы поведения посредством «обратной связи» находятся под влиянием прежних форм. Элементарная кибернетическая мысль, удар топора управляется предыдущей засечкой.

Литература

1. Колмогоров А.Н. Теория информации и теория алгоритмов. М.: Наука,1987. – 305 с.
2. Красносельский М.А., Покровский А.В. Системы с гистерезисом. М., 1983. – 271 с.
3. Маркс К. Экономическо-философские рукописи 1844 года и другие ранние философские работы. М.: Академический Проект, 2010. – С. 385-387
4. Семенов М.Е. Математическое моделирование устойчивых периодических режимов в системах с гистерезисными нелинейностями. Воронеж: Издательство ВГУ, 2002. – 104 с.
5. Абополова Е.А., Кабулова Е.Г., Мишин М.Ю., Семёнов М.Е. Динамическая модель рыночного равновесия в условиях гистерезисного поведения экономических агентов // Современная экономика: проблемы и решения. 2012. №7 (31). – С. 146–155.
6. Мержвинский А.В., Попов Б.М. Технология самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем режим реального времени системы управления // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 1. – С. 27–33

References

1. Kolmogorov A.N. Theory of information and theory of algorithms. M.: Science, 1987. – 305p.
2. Krasnoselskiy M.A., Pokrovsky A.V. System with hysteresis. M., 1983, - 271 p.
3. Marx K. Economic-Philosophical manuscripts of 1844 and other early philosophical works. M.: Academic Project, 2010. – Pp. 385-387
4. Semenov M.E. Mathematical modelling of stable periodical modes in systems with hysteresis linearities. Voronezh: VSU Publishing House, 2002. – 104 p.
5. Abopolova E.A., Kabulova E.G., Mishin M.J., Semenov M.E. Dynamic model of market equilibrium in the conditions of hysteresis behavior of economic agents// Modern economy: Problems and solutions. 2012. № 7 (31). – Pp. 146 – 155.
6. Merzhvinskij A.V., Popov B.M. technology of self-actualization of communication networks in mode, accelerated real-time control system// Theory and technique of radio communication. 2018. № 1. – Pp. 27 – 33

ISBN 978-5-9500319-3-9
ISBN 978-5-9500319-8-4

Сборник трудов

XXIV Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 5

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930) 403-54-18

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9500319-3-9

ISBN 978-5-9500319-8-4