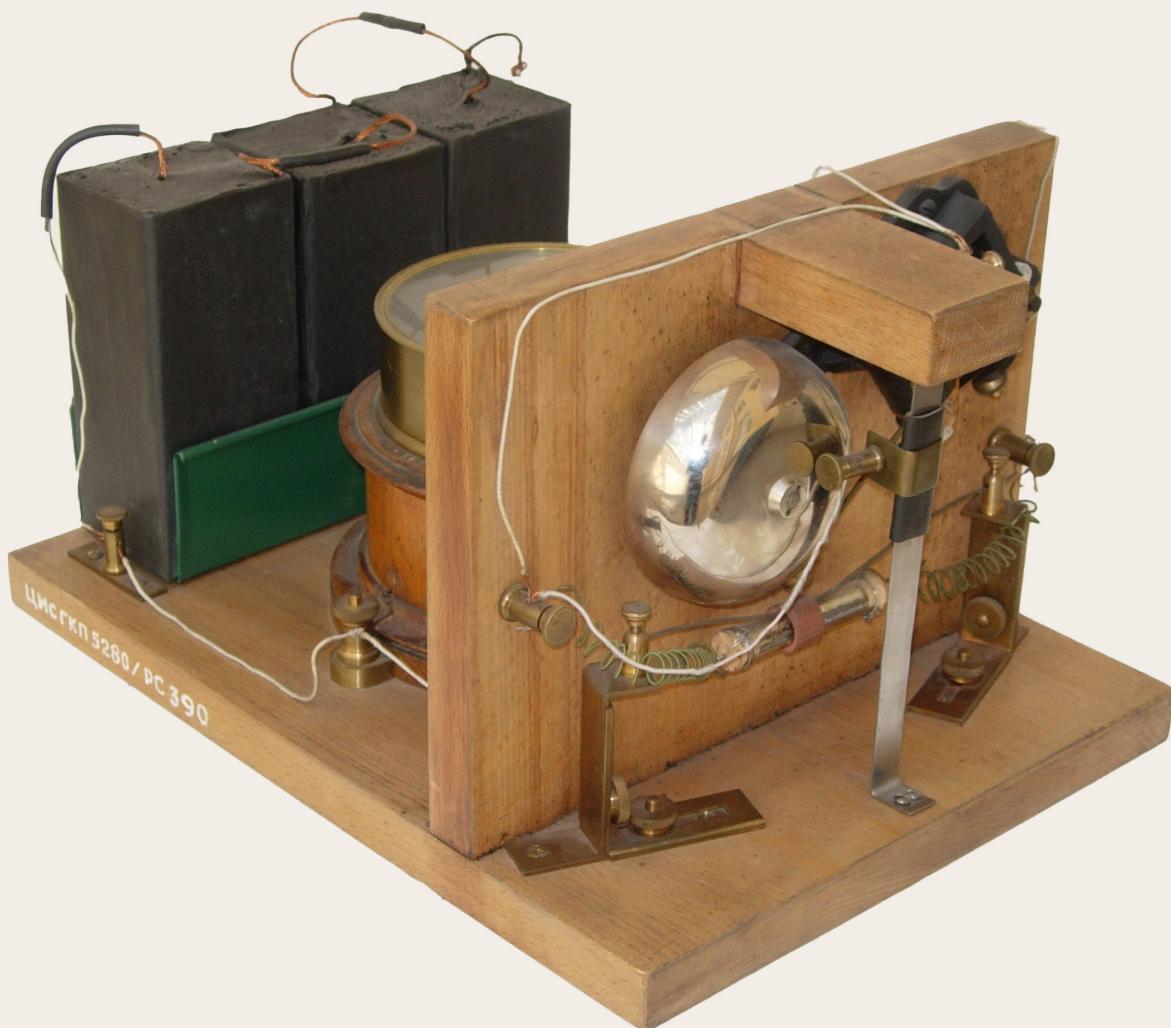


РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



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

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 6

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2025

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2025.

ISBN 978-5-9273-4269-3
Т. 6. – 2025. – 408 с.
ISBN 978-5-9273-4275-4

В сборник вошли материалы XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

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

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-4275-4 (т. 6)
ISBN 978-5-9273-4269-3

© Воронежский государственный университет, 2025
© АО «Концерн “Созвездие”», 2025
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2025

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

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

Том 2

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

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

Том 3

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

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

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

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Том 4

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

Том 5

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

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

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

Том 6

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

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

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

Содержание

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

ОЦЕНКА УДЕЛЬНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ МОЩНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ А. А. Волков	1
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ А. А. Головков.....	7
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ А. А. Головков.....	21
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ А. А. Головков.....	36
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ А. А. Головков.....	51
УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ТРЕХ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ В ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРАХ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ИХ ОСНОВНЫХ ВОЛН А. А. Скворцов.....	63
УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ПЛАТФОРМА БПЛА «FPV-LAB» А. В. Ананьев, А. В. Акимов, В. М. Ананьев, Н. Ф. Кузяров, Д. Н. Скрипников	69
К ВОПРОСУ ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ А. В. Королев, С. Г. Рыков	79
РЕЗОНАНСНЫЕ ЭФФЕКТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА В БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУРАХ С ИЗМЕНЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ОБЪЕМНОГО НАРУШЕНИЯ И ИНТЕРФЕЙСА А. В. Скрипаль, Д. В. Пономарев, В. Е. Шаронов, М. А. Волшаник	89
АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОВЫМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРАМИ А. В. Тургумбаев, А. А. Панин.....	96

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЙСТВИЙ ОПЕРАТОРА СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УЧЕБНО-ТРЕНИРОВОЧНЫХ СРЕДСТВ	
А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов, О. А. Воскобойников	102
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ КВАДРАТУРНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ В СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ УКВ-ДИАПАЗОНА	
А. С. Величкина, Е. П. Свистовцев, Г. К. Усков, В. А. Безух, А. М. Бобрешов, К. В. Смусева.....	107
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ	
А. С. Костюков, Е. А. Кущев, А. М. Безрукавый.....	115
ДОЗИМЕТР-РАДИОМЕТР ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ФИКСИРОВАНИЯ ИОНИЗИРОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ	
А. С. Костюков, Н. А. Лябин, В. А. Скоров	125
ИЗМЕРИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОРГАНИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ НА БАЗЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА И ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ	
А. С. Мазинов, Д. К. Цапик, А. В. Колсовский, П. А. Варагушин	133
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ И ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	
А. С. Селиванов, А. С. Путятин, А. Ю. Петрова	137
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРИЁМА ПОТОКОВОГО ВИДЕОВЕЩАНИЯ	
В. К. Ведерников, Е. Н. Мизев	142
СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ МАРКОВСКИХ МОДЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ПРИНЦИПОВ ВАРИАЦИОННОГО ИСЧИСЛЕНИЯ	
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач.....	146
ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АДДИТИВНОЙ СМЕСИ ПРОИЗВОЛЬНО МОДУЛИРОВАННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И КОРРЕЛИРОВАННОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА	
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач ^{2,3,4}	153
РЕАЛИЗАЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ	
В. Н. Лаврушев, Р. Р. Низамиев	160
ОБЗОР ТЕХНОЛОГИЙ ЁМКОСТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»	
Д. В. Журавлев, Н. А. Летов	165

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ИМПЕДАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЁМКОСТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ АСИНХРОННОГО НЕЙРОИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР	
Д. В. Журавлев, Н. А. Летов	172
ВОПРОСЫ ПОВЫШЕНИЯ АВТОНОМНОСТИ ЭНЕРГОНАСЫЩЕННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ	
Д. В. Каркоцкий	180
ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ГРУНТОВОЧНЫМИ МАТЕРИАЛАМИ АЛЮМООКСИДНЫХ ОСНОВАНИЙ ДЛЯ СИЛОВЫХ И СВЧ ЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ	
Д. Л. Шиманович	188
НЕСУЩИЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ ОСНОВАНИЯ В КАЧЕСТВЕ ИНТЕРПОЗЕРОВ С СИСТЕМОЙ МЕТАЛЛИЗИРОВАННЫХ АЛЮМИНИЕВЫХ ПЕРЕХОДОВ ДЛЯ 3Д ОБЪМНОЙ СБОРКИ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ И СВЧ-УСТРОЙСТВ	
Д. Л. Шиманович	196
ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА	
Д. М. Овчинников, В. Р. Попенко, В. В. Гусев, Н. И. Залетов	201
ПРАКТИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА	
Д. Н. Рахманин, А. В. Гречишкін, И. А. Арзамасцев, А. А. Берлев, С. В. Перова	207
ДИАПАЗОН ПЕРЕСТРОЙКИ LC-ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ КОНТУРАХ	
И. В. Забегайло, А. И. Тюменцев, А. Н. Яковлев	216
ВЛИЯНИЕ ГИСТЕРЕЗИСА И ЭФФЕКТА ПОДСТРОЙКИ НА СТАБИЛЬНОСТЬ ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ	
К. А. Галкина, А. О. Ложников	223
РАЗРАБОТКА НЕРАВНОМЕРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОЭФФИЦИЕНТОМ 1:8 ДЛЯ РАБОТЫ НА ЧАСТОТЕ 8,5 ГГЦ	
Н. М. Хунг, Н. Х. Зянг, Д. К. Хиен, Н. М. Жанг	233
СОЗДАНИЕ ВОЗДУШНЫХ МИШЕНЕЙ ДЛЯ ПРОВЕРКИ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
П. А. Замятин	239
ВЛИЯНИЕ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ В ОБЪЁМЕ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА-ТЕРМОСТАТА НА УРОВЕНЬ ФАЗОВЫХ ШУМОВ	
С. С. Коломоец	248

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ТИПА Т-ОБРАЗНОГО СОЕДИНЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО В ДВУХ ДИАПАЗОНАХ 1 ГГЦ И 2 ГГЦ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ Т. Б. Нгок, Т. В. Лонг, П. С. Дай, Н. М. Жанг	252
ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРОВ К ОТКЛОНЕНИЮ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ИХ ЭЛЕМЕНТОВ Т. С. Тимошенко, Яковлев А. Н., А. А. Тюменцева, Ю. И. Егошин	259
ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ. РЕШЕНИЕ, РАЗРАБОТАННОЕ В РОССИИ А. Э. Тимонович	265
РАЗРАБОТКА ПРЯМУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ПОПЕРЕЧНОЙ РЕБРИСТОЙ СТРУКТУРОЙ И ПЕРИОДИЧЕСКОЙ РЕШЕТКОЙ ЩЕЛЕЙ ДЛЯ СКАНИРОВАНИЯ В ШИРОКОМ СЕКТОРЕ ОБЗОРА В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ 10.4-12.15 ГГЦ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендурин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов,	273
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ И ТОЧНОСТИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАР Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо, П. П. Куренков	279
Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли	
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА «КАССАНДРА» В ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ПОДРАЗДЕЛЕНИЙ ОРГАНОВ ВНУТРЕННИХ ДЕЛ А. А. Терентьев, В. Я. Пославская	284
Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио	
О ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРОГРАММНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЯХ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РИСКОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ А. А. Зацаринный, А. А. Нистратов	290
ПРИМЕНЕНИЕ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПРЕВЕНТИВНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОТКАЗА ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ А. А. Южакова, П. А. Будко, Е. А. Алисевич	298
СТРАТЕГИЯ СОВМЕСТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРА И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ А. В. Костин, М. И. Паршин, М. А. Герасименко	305
МОДЕЛИ СИНТЕЗА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ А. В. Лубенцов	312

АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СИСТЕМОЙ А. В. Мефедов.....	321
МОДЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ NGN-СЕТИ ВЕДОМСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИУЕМЫМИ КОМПОНЕНТАМИ А. Н. Буренин, В. С. Артамонов	325
ЭНТРОПИЙНЫЙ ПОДХОД К ОПТИМИЗАЦИИ ТРЕБОВАНИЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ШИРОКОГО КЛАССА В. А. Дроговоз.....	333
АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА НЕЧЁТКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ Д. А. Наумов	342
ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ЭЭГ Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко.....	351
LDA, MLP, SVM: СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КЛАССИФИКАЦИИ ДВИГАТЕЛЬНЫХ ОБРАЗОВ Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко.....	355
ВЫЯВЛЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУСТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ И. В. Гилев, Р. В. Ртищев	359
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТКРЫТОГО СЕГМЕНТА СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОДЕЛИРОВАНИЯ НАРУШЕНИЙ БЕЗОПАСНОСТИ СВЯЗИ ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ СВЯЗИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ И. С. Черных, О. А. Остроумов, О. М. Лепешкин, В. А. Тихонов.....	363
СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РЕШАЕМЫМ ЗАДАЧАМ, ПОКАЗАТЕЛЯМ ЭФФЕКТИВНОСТИ С. А. Мочалов, И. В. Буланов, О. А. Лыкова	372
ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА ПРИ СОЗДАНИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С. В. Козлов.....	378

«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – БЫТОВОЙ СЕГМЕНТ, ВОПРОСЫ БЕЗОПАСНОСТИ Ю. А. Тамм, Н. Ф. Бух-Винер	385
«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – ПРОМЫШЛЕННЫЙ СЕГМЕНТ, ВОПРОСЫ БЕЗОПАСНОСТИ Ю. А. Тамм	389
«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – ВОПРОСЫ СТРУКТУРЫ И АРХИТЕКТУРЫ СЕТЕЙ Ю. А. Тамм	394

ОЦЕНКА УДЕЛЬНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ МОЩНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

A.A. Волков

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. Получены соотношения, связывающие объемную и массовую плотности энергии формирователя мощного импульсного электромагнитного поля (ЭМП) с энергетическими и мощностными показателями генераторной схемы и с параметрами формируемых импульсов. Определены предельные значения объемной и массовой плотностей энергии формирователя ЭМП. Проведен расчет объемной и массовой плотностей энергии формирователя, построенного по схеме «взрывомагнитный генератор - виркатор».

Ключевые слова: формирователь электромагнитного поля, объемная плотность энергии, массовая плотность энергии, параметры излучения.

ESTIMATION OF SPECIFIC ENERGY PARAMETERS OF HIGH-POWER PULSED ELECTROMAGNETIC FIELD SHAPERS

A. A. Volkov

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

Abstract. Relationships are obtained that connect the volume and mass energy densities of the powerful pulse electromagnetic field shaper with the energy and power indicators of the generator circuit and with the parameters of the pulses being formed. Limit values of the volume and mass energy densities of the electromagnetic field shaper are determined. The volume and mass energy densities of the shaper, built according to the "explosive magnetic generator - vircator" circuit, is calculated.

Keywords: electromagnetic field shaper, volumetric energy density, mass energy density, radiation parameters.

1. ВВЕДЕНИЕ

Формирователи мощного импульсного ЭМП могут стать основой для развития систем радиолокации, связи, радиоэлектронного противодействия, а также других технических систем, используемых в народном хозяйстве. При разработке формирователей ЭМП важнейшей технической задачей является оценка возможности их размещения на предполагаемом носителе. Для решения задач такого рода принято использовать объемные и массовые плотности энергии формирователей ЭМП.

В общем виде формирователь ЭМП представляет собой систему устройств, состоящую из источника питания, генератора импульсов и излучающей антенны. Удельные энергетические показатели данных устройств, как правило, различны. Кроме того, в процессе преобразования энергии источника питания в энергию ЭМП возникают потери различной природы. Эти потери должны быть скомпенсированы дополнительной энергией источника питания. Таким образом, учет указанных факторов необходим при оценке удельных энергетических показателей

формирователей мощного импульсного ЭМП. В известных источниках [1-3] данный вопрос освещен недостаточно.

Цель статьи – определение объемных и массовых плотностей энергии формирователей мощного импульсного ЭМП.

2. Основные соотношения

Удельные энергетические параметры формирователя последовательности импульсов ЭМП определяются формулами:

$$\Omega_V = W/V, \quad (1)$$

$$\Omega_M = W/M, \quad (2)$$

где Ω_V , Ω_M – объемная и массовая плотности энергии формирователя ЭМП; V , M – объем и масса формирователя ЭМП; W – суммарная энергия излученной импульсной последовательности.

На практике, как правило, используется режим формирования последовательности одинаковых по длительности и мощности импульсов ЭМП. В этом случае энергия W будет равна:

$$W = NP\tau, \quad (3)$$

где N – количество импульсов в последовательности; P – мощность одного излученного антенной импульса; τ – длительность импульсов.

Объем и масса формирователя ЭМП представляют собой суммы соответственно объемов и масс его составляющих:

$$V = V_{\text{ип}} + V_{\Gamma} + V_A, \quad (4)$$

$$M = M_{\text{ип}} + M_{\Gamma} + M_A, \quad (5)$$

где $V_{\text{ип}}$, V_{Γ} , V_A – объемы источника питания, генератора и антенны; $M_{\text{ип}}$, M_{Γ} , M_A – массы источника питания, генератора и антенны.

Источник питания имеет начальный запас энергии $W_{\text{ип}}$. Это количество энергии определяет его объем и массу:

$$V_{\text{ип}} = W_{\text{ип}}/\Omega_{V_{\text{ип}}}, \quad (6)$$

$$M_{\text{ип}} = W_{\text{ип}}/\Omega_{M_{\text{ип}}}, \quad (7)$$

где $\Omega_{V_{\text{ип}}}$, $\Omega_{M_{\text{ип}}}$ – объемная и массовая плотности энергии источника питания.

Объем и масса генератора определяются мощностью генерируемых импульсов и его удельными плотностями мощности:

$$V_{\Gamma} = P_{\Gamma}/\Lambda_{V\Gamma}, \quad (8)$$

$$M_{\Gamma} = P_{\Gamma}/\Lambda_{M\Gamma}, \quad (9)$$

где $\Lambda_{V\Gamma}$, $\Lambda_{M\Gamma}$ – объемная и массовая плотности мощности генератора; P_{Γ} – мощность импульсов на выходе генератора.

Аналогичным образом определяются объем и масса антенны:

$$V_A = P/\Lambda_{VA}, \quad (10)$$

$$M_A = P/\Lambda_{MA}, \quad (11)$$

где Λ_{VA} , Λ_{MA} – объемная и массовая плотности мощности антенны.

Энергия источника питания расходуется на генерацию импульсов ЭМП, а также на покрытие потерь, возникающих в формирователе во время межимпульсных пауз, т.е. во время холостого хода. При генерации последовательности импульсов, состоящей из N

импульсов, количество межимпульсных пауз равно $N-1$. Следовательно, энергия источника питания будет распределяться в соответствии с уравнением:

$$W_{\text{ИП}} = NW_{\text{ИП имп}} + (N-1)W_{\text{ИП XX}}, \quad (12)$$

где $W_{\text{ИП имп}}$ – энергия источника питания, затраченная на генерацию одного импульса; $W_{\text{ИП XX}}$ – энергия, расходуемая на покрытие потерь холостого хода за время одной межимпульсной паузы.

Величины $W_{\text{ИП имп}}$ и $W_{\text{ИП XX}}$ могут быть представлены следующими выражениями:

$$W_{\text{ИП имп}} = P_{\text{ИП имп}}\tau, \quad (13)$$

$$W_{\text{ИП XX}} = P_{\text{ИП XX}}(T - \tau), \quad (14)$$

где $P_{\text{ИП имп}}$, $P_{\text{ИП XX}}$ – средние мощности (скорости расхода энергии) источника питания во время генерации импульса и во время межимпульсной паузы соответственно.

Мощность потерь $P_{\text{ИП XX}}$ удобно выражать в долях полезной мощности $P_{\text{ИП имп}}$:

$$P_{\text{ИП XX}} = \chi P_{\text{ИП имп}}, \quad (15)$$

где χ – коэффициент энергетических потерь за время межимпульсной паузы.

Соотношения между мощностями $P_{\text{ИП имп}}$, P_{Γ} и P имеют вид:

$$P_{\Gamma} = \eta_{\Gamma} P_{\text{ИП имп}}, \quad (16)$$

$$P = \eta_A P_{\Gamma} = \eta_{\Gamma} \eta_A P_{\text{ИП имп}}, \quad (17)$$

где η_{Γ} , η_A – КПД генератора и антенны.

С использованием (13) – (17) уравнение (12) можно записать в виде:

$$W_{\text{ИП}} = (N\tau + \chi(N-1)(T-\tau)) \frac{P}{\eta_{\Gamma}\eta_A}. \quad (18)$$

Подстановка (6), (8), (10) в (4) с учетом соотношений (15) – (18) дает выражение для объема формирователя:

$$V = \left(\frac{(N\tau + \chi(N-1)(T-\tau))}{\eta_{\Gamma}\eta_A\Omega_{V\text{ИП}}} + \frac{1}{\eta_A\Lambda_{V\Gamma}} + \frac{1}{\Lambda_{VA}} \right) P. \quad (19)$$

Подстановка (7), (9), (11) в (5) с учетом соотношений (15) – (18) дает выражение для массы формирователя:

$$M = \left(\frac{(N\tau + \chi(N-1)(T-\tau))}{\eta_{\Gamma}\eta_A\Omega_{M\text{ИП}}} + \frac{1}{\eta_A\Lambda_{M\Gamma}} + \frac{1}{\Lambda_{MA}} \right) P. \quad (20)$$

Подстановка (19) в (1) и (20) в (2) с учетом (3) приводит к формулам:

$$\Omega_V = \frac{\eta_{\Gamma}\eta_A\Omega_{V\text{ИП}}}{1 + \frac{\chi(N-1)(T-\tau) + \tau_V}{N\tau}}, \quad (21)$$

$$\Omega_M = \frac{\eta_{\Gamma}\eta_A\Omega_{M\text{ИП}}}{1 + \frac{\chi(N-1)(T-\tau) + \tau_M}{N\tau}}, \quad (22)$$

где τ_V , τ_M – постоянные величины, зависящие от энергетических и мощностных показателей составляющих формирователя и имеющие размерность времени:

$$\tau_V = \eta_\Gamma \eta_A \Omega_{V\text{ИП}} \left(\frac{1}{\eta_A \Lambda_{V\Gamma}} + \frac{1}{\Lambda_{VA}} \right) = \frac{\eta_\Gamma \Omega_{V\text{ИП}}}{\Lambda_{VGA}}, \quad (23)$$

$$\tau_M = \eta_\Gamma \eta_A \Omega_{M\text{ИП}} \left(\frac{1}{\eta_A \Lambda_{M\Gamma}} + \frac{1}{\Lambda_{MA}} \right) = \frac{\eta_\Gamma \Omega_{M\text{ИП}}}{\Lambda_{MGA}}, \quad (24)$$

где $\eta_\Gamma = \eta_\Gamma \eta_A$ – КПД системы «генератор-антенна»; Λ_{VGA} , Λ_{MGA} – объемная и массовая плотности мощности системы «генератор-антенна»:

$$\Lambda_{VGA} = \frac{\eta_A \Lambda_{V\Gamma} \Lambda_{VA}}{\eta_A \Lambda_{V\Gamma} + \Lambda_{VA}}, \quad (25)$$

$$\Lambda_{MGA} = \frac{\eta_A \Lambda_{M\Gamma} \Lambda_{MA}}{\eta_A \Lambda_{M\Gamma} + \Lambda_{MA}}. \quad (26)$$

Из (21) и (22) видно, что удельные энергетические параметры формирователя ЭМП зависят от временных параметров последовательности излучаемых импульсов и их количества. При увеличении длительности и количества излучаемых импульсов удельные энергетические параметры формирователя ЭМП увеличиваются. Предельные значения объемной и массовой плотностей энергии формирователя ЭМП составляют, соответственно, $\eta_\Gamma \eta_A \Omega_{V\text{ИП}}$ и $\eta_\Gamma \eta_A \Omega_{M\text{ИП}}$. Поскольку $\eta_\Gamma, \eta_A \leq 1$, то объемная и массовая плотности энергии формирователя ЭМП всегда меньше, соответственно, объемной и массовой плотностей энергии источника питания. Увеличение потерь холостого хода, а также постоянных τ_V и τ_M ведет к снижению удельных энергетических показателей формирователя ЭМП.

В случае отсутствия потерь холостого хода удельные энергетические показатели формирователя ЭМП будут определяться формулами:

$$\Omega_V = \frac{\eta_\Gamma \eta_A \Omega_{V\text{ИП}}}{1 + \tau_V / (N\tau)}, \quad (27)$$

$$\Omega_M = \frac{\eta_\Gamma \eta_A \Omega_{M\text{ИП}}}{1 + \tau_M / (N\tau)}. \quad (28)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА УДЕЛЬНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЭМП

Расчет проводился для формирователя, состоящего из источника питания на основе взрывомагнитного генератора и виркатора с рупорной антенной. Параметры указанных приборов на основе анализа источников [3-5] выбраны равными: $\Omega_{V\text{ИП}} = 10 \text{ МДж/м}^3$, $\Omega_{M\text{ИП}} = 10 \text{ кДж/кг}$, $\Lambda_{VGA} = 5 \text{ ГВт/м}^3$, $\Lambda_{MGA} = 5 \text{ МВт/кг}$, $\eta_\Gamma = 0,05$. Для таких исходных данных $\tau_V = \tau_M = 0,1 \text{ мс}$. Коэффициент потерь холостого хода принят равным $\chi = 10^{-5}$.

На рисунке показаны графики зависимостей объемной и массовой плотностей энергии формирователя ЭМП от длительности формируемых импульсов при различном их количестве в последовательности. Период следования импульсов принят равным $T = 10 \text{ мс}$. Выбранные для расчета период следования и их количество в последовательности, а также интервал изменения длительностей импульсов, соответствуют реализуемым значениям параметров излучения современных виркаторов.

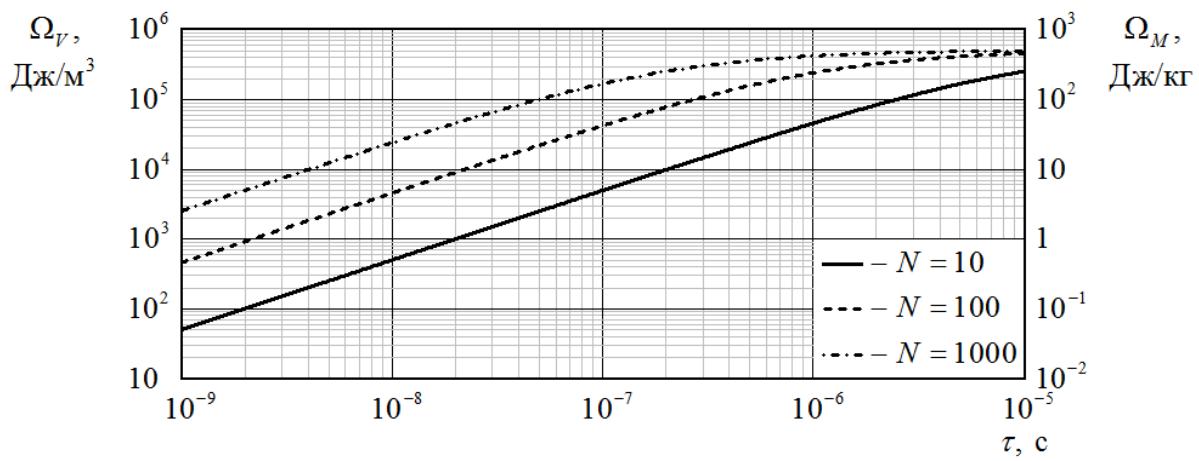


Рис. 1. Зависимости удельных энергетических параметров формирователя ЭМП от длительности импульсов

Из графиков на рисунке 1 видно, что объемная и массовая плотности энергии формирователя ЭМП имеют наибольшие значения в микросекундном диапазоне длительностей. При $N\tau > 1$ мс они практически не зависят от длительности импульсов. Уменьшение длительности импульса на порядок вне участка насыщения приводит к уменьшению удельных энергетических параметров также на порядок. Из представленных графиков, в частности, видно, что формирователи тысячи импульсов длительностью 134 нс и сотни импульсов длительностью 738 нс будут иметь одинаковые удельные энергетические параметры ($\Omega_V = 0,2 \text{ МДж/м}^3, \Omega_M = 0,2 \text{ кДж/кг}$). Такие же показатели будет иметь формирователь десяти импульсов длительностью 6,73 мкс. В этом случае общее время излучения импульсов будет минимальным ($N\tau = 67,3 \text{ мкс}$), а мощность импульсов – максимальной.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получены соотношения для оценки удельных энергетических параметров формирователей мощного импульсного ЭМП. Установлено, что они зависят от количества импульсов в последовательности и их временных параметров. Увеличение длительности и количества излучаемых импульсов приводит к увеличению удельных энергетических параметров формирователя ЭМП. Их наибольшие значения не могут превосходить значений соответствующих удельных энергетических параметров источника питания. К снижению удельных энергетических параметров приводят увеличение потерь холостого хода и увеличение постоянных времени генераторной схемы. Также установлено, что для технически реализуемой генераторной схемы «взрывомагнитный генератор - виркатор» наибольшие значения удельные энергетические параметры имеют в микросекундном диапазоне длительностей импульсов ЭМП.

ЛИТЕРАТУРА

- Накопители энергии / Под ред. Д.А. Бута. М.: Энергоатомиздат, 1991. – 400 с.
- Взрывные генераторы мощных импульсов электрического тока / Под ред. В.Е. Фортова. М.: Наука, 2002. – 399 с.
- Хансиоахим Б. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств. М.: Додека-XXI, 2008. – 352 с.

4. Источники СВЧ излучения с виртуальным катодом [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://portal.tpu.ru/departments/laboratory/lab42/sciense/svch_virt (Дата обращения 05.03.2025 г.)
5. Рухадзе А.А., Столбецов С.Д., Тараканов В.П. Виркаторы (обзор) // Радиотехника и электроника, 1992, Т.37, №3. – С. 385–396.

REFERENCES

1. Energy storage devices / Ed. by D.A. But. Moscow: Energoatomizdat, 1991. – 400 p.
2. Explosive generators of powerful electric current pulses / Ed. by V.E. Fortov. Moscow: Nauka, 2002. – 399 p.
3. Hansioachim B. Circuitry and Application of Powerful Pulse Devices. Moscow: Dodeka-XXI, 2008. – 352 p.
4. Microwave radiation sources with a virtual cathode [Electronic resource]. Access mode: https://portal.tpu.ru/departments/laboratory/lab42/sciense/svch_virt (Accessed 05.03.2025)
5. Rukhadze A.A., Stolbetsov S.D., Tarakanov V.P. Vircators (review) // Radio Engineering and Electronics, 1992, Vol.37, No.3. – Pp. 385–396.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

А.А. Головков

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

Аннотация. Использован ранее разработанный алгоритм параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одним состоянием нелинейного элемента для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи и сопротивлений двухполюсников комплексных согласующих четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения многоуровневой манипуляции частоты генерируемого сигнала при минимальном количестве двухполюсников. Предложены четыре варианта обобщённых квазипримимальных двухполюсников, с помощью которых задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления от частоты сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазипримимальных комплексных двухполюсников. В результате обеспечено совпадение реальных комплексных сопротивлений с оптимальными значениями на четырёх частотах для четырёхуровневой манипуляции частоты генерируемого сигнала.

Ключевые слова: параметрический синтез комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств.

MATHEMATICAL MODELLING OF MULTICASCADE FREQUENCY MANIPULATORS WITH IDENTICAL CASCADES

A.A. Golovkov

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

The summary. Earlier developed algorithm of parametrical synthesis of multicascade radio devices with one condition of a nonlinear element for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer and resistance of two-poles complex the coordination. two-port networks, optimum by criterion of maintenance of multilevel manipulation of frequency of a generated signal is used at a minimum quantity of two-poles. Four variants generalised the kvasioptimum two-poles are offered, with which help the problem of maintenance of the set dependence of complex resistance from frequency is shown to a problem of maintenance necessary (auxiliary, additional) dependences of resistance of jet two-poles on the frequency, a part of these the kvasioptimum complex two-poles. Coincidence of real complex resistance to optimum values on four frequencies for four levels manipulations of frequency of a generated signal is as a result provided.

Keywords: parametrical synthesis of the complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicascade radio devices.

1. ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с теорией устойчивости, разработанной Ляпуновым, условие возникновение колебаний соответствует наличию полюсов системного оператора в правой полуплоскости комплексных частот. Это означает, что равенство нулю знаменателя передаточной функции или коэффициента отражения соответствует характеристическому уравнению автогенераторов и частотных модуляторов,

определеняющему параметры, оптимальные по критерию обеспечения условий возникновения колебаний.

В данной работе делается попытка решения задачи определения минимального количества двухполюсников СЧ и значений их параметров, оптимальных по критерию обеспечения условий последовательного возникновения колебаний на заданных частотах, определяемых заданными уровнями управляющего сигнала (здесь и далее аргументы опущены).

Знаменатели передаточной функции [1-5] и коэффициента отражения [6,7] равны между собой. Физически переход от усилителей к автогенераторам означает исключение из структурной схемы усилителя источника сигнала и установка вместо него короткозамыкающей перемычки (рисунки 1,2).

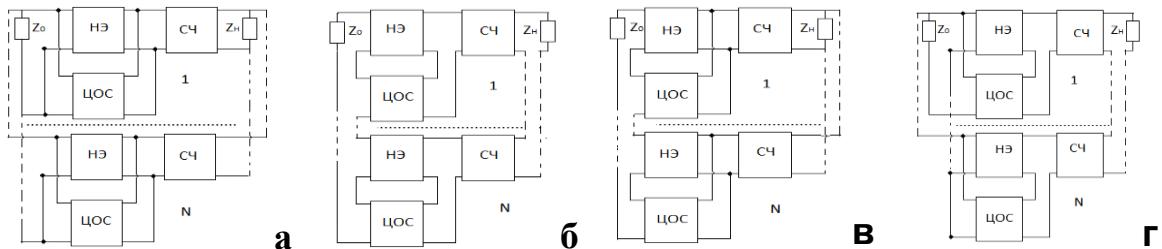


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между источником сигнала и СЧ.

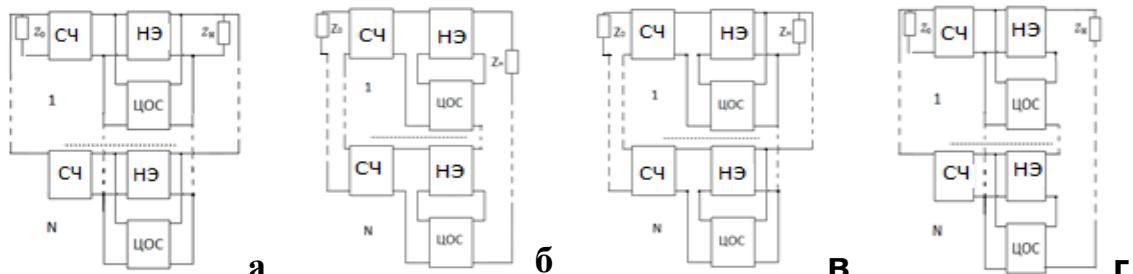


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между СЧ и нагрузкой

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА МНОГОКАСКАДНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ ТИПА НЧ-СЧ

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-5]. Характеристическое уравнение для структурной схемы автогенератора с параллельной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рисунке 1а имеет вид:

$$(b + Naz_h)(a_y + Nc_y z_0) + (d + Ncz_h)(b_y + Nd_y z_0) = 0. \quad (1)$$

Уравнение (1) можно представить в следующем виде:

$$Z_{ex}(a_y + Nc_y z_0) + (b_y + Nd_y z_0) = 0, \quad (2)$$

где $Z_{ex} = (b + Naz_h) / (d + Ncz_h)$ - входное сопротивление СЧ.

Из (2) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное входное сопротивление СЧ должно быть равно выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением источника сигнала Nz_0 :

$$Z_{exo} = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{a_y + Nc_y z_0}. \quad (3)$$

Полученное условие (3) и аналогичные условия для других структурных схем соответствуют иммитансному критерию устойчивости [8] с учётом количества N одинаковых каскадов. При этом взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальная по критерию обеспечения условий возникновения колебаний, для всех схем имеет следующий вид:

$$a = Bb + Cc + Dd \quad (4)$$

Коэффициенты (4) для первой схемы:

$$B = -1 / Nz_h; C = Z_{exo}; D = Z_{exo} / Nz_h. \quad (5)$$

Аналогичным образом находим условия возникновения колебаний и для других структурных схем. Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по току обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рисунке 1б:

$$Z_{ex}(Na_y + c_y z_0) + (Nb_y + d_y z_0) = 0, \quad (6)$$

где $Z_{ex} = \frac{Nb + az_h}{Nd + cz_h}$ - входное сопротивление СЧ.

Из (6) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное входное сопротивление СЧ должно быть равно выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением источника сигнала z_0 / N :

$$Z_{exo} = \frac{-(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0}. \quad (7)$$

Коэффициенты (4) для второй схемы:

$$B = \frac{-N}{z_h}; C = Z_{exo}; D = \frac{NZ_{exo}}{z_h}. \quad (8)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рисунке 1в:

$$Z_{ex}(Na_y + c_y z_0) + (Nb_y + d_y z_0) = 0, \quad (9)$$

где $Z_{ex} = (b + Naz_h) / (d + Ncz_h)$ - входное сопротивление СЧ.

Из (9) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное входное сопротивление СЧ должно быть равно выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением источника сигнала z_0 / N :

$$Z_{\text{exo}} = \frac{-(Nb_y + d_y z_0)}{Na_y + c_y z_0}. \quad (10)$$

Коэффициенты (4) для третьей схемы:

$$B = \frac{-1}{Nz_h}; C = Z_{\text{exo}}; D = \frac{Z_{\text{exo}}}{Nz_h}. \quad (11)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с параллельной по току обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рисунке 1г:

$$Z_{\text{ex}}(a_y + Nc_y z_0) + (b_y + Nd_y z_0) = 0, \quad (12)$$

где $Z_{\text{ex}} = \frac{(Nb + az_h)}{(Nd + cz_h)}$ - входное сопротивление СЧ.

Из (12) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное входное сопротивление СЧ должно быть равно выходному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением источника сигнала Nz_0 :

$$Z_{\text{exo}} = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{(a_y + Nc_y z_0)}. \quad (13)$$

Коэффициенты (4) для четвёртой схемы:

$$B = \frac{-N}{z_h}; C = Z_{\text{exo}}; D = \frac{NZ_{\text{exo}}}{z_h}. \quad (14)$$

3. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА МНОГОКАСКАДНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ ТИПА СЧ-НЧ

Характеристическое уравнение для структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ, изображённой на рисунке 2а:

$$Z_{\text{вых}}(d_y + Nc_y z_h) + (b_y + Na_y z_h) = 0, \quad (15)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(b + Nd_z_0)}{(a + Nc_z_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (15) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением нагрузки Nz_h :

$$Z_{\text{выхо}} = \frac{-(b_y + Na_y z_h)}{(d_y + Nc_y z_h)}. \quad (16)$$

Коэффициенты (4) для первой схемы:

$$B = \frac{1}{Z_{\text{выхо}}}; C = -Nz_0; D = \frac{Nz_0}{Z_{\text{выхо}}}. \quad (17)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по току обратной связью и одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, изображённой на рисунке 2б:

$$Z_{\text{вых}}(Nd_y + c_y z_h) + (Nb_y + a_y z_h) = 0, \quad (18)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(Nb + dz_0)}{(Na + cz_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (18) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением нагрузки z_h / N :

$$Z_{\text{вх}} = \frac{-(Nb_y + a_y z_h)}{(Nd_y + c_y z_h)}. \quad (19)$$

Коэффициенты (4) для второй схемы:

$$B = \frac{1}{Z_{\text{вх}}}; C = \frac{-z_0}{N}; D = \frac{z_0}{NZ_{\text{вх}}}. \quad (20)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с последовательной по напряжению обратной связью и одинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ, изображённой на рисунке 2в:

$$Z_{\text{вых}}(d_y + Nc_y z_h) + (b_y + Na_y z_h) = 0, \quad (21)$$

где $Z_{\text{вых}} = \frac{(Nb + dz_0)}{(Na + cz_0)}$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (21) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и увеличенным сопротивлением нагрузки Nz_h :

$$Z_{\text{вх}} = \frac{-(b_y + Na_y z_h)}{(d_y + Nc_y z_h)}. \quad (22)$$

Коэффициенты (4) для третьей схемы:

$$B = \frac{1}{Z_{\text{вх}}}; C = \frac{-z_0}{N}; D = \frac{z_0}{NZ_{\text{вх}}}. \quad (23)$$

Характеристическое уравнение для структурной схемы с параллельной по току обратной связью и одинаковыми каскадами типа СЧ-НЧ, изображённой на рисунке 2г:

$$Z_{\text{вых}}(Nd_y + c_y z_h) + (Nb_y + a_y z_h) = 0, \quad (24)$$

где $Z_{\text{вых}} = (b + Nd_z) / (a + Nc_z)$ - выходное сопротивление СЧ.

Из (24) следует, что для выполнения условий возникновения колебаний оптимальное выходное сопротивление СЧ должно быть равно входному сопротивлению НЧ, взятому с обратным знаком и уменьшенным сопротивлением нагрузки z_h / N :

$$Z_{\text{вх}} = \frac{-(Nb_y + a_y z_h)}{(Nd_y + c_y z_h)}. \quad (25)$$

Коэффициенты (4) для четвёртой схемы:

$$B = \frac{1}{Z_{\text{вх}}}; C = -Nz_0; D = \frac{Nz_0}{Z_{\text{вх}}}. \quad (26)$$

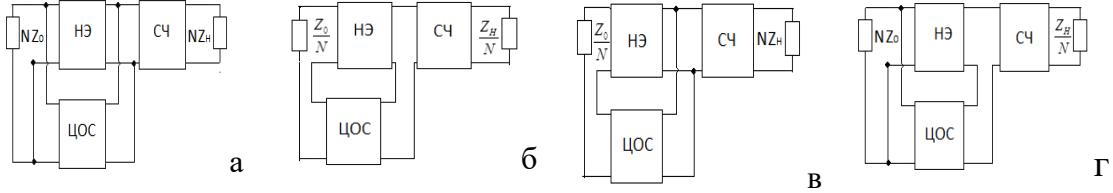


Рис. 3. Структурные схемы однокаскадных автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, эквивалентные со схемами, показанными на рисунке 1а,б,в,г.

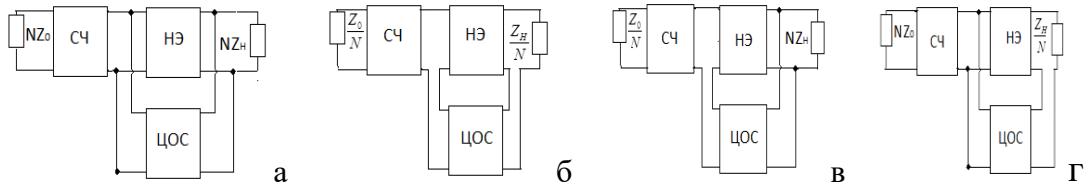


Рис. 4. Структурные схемы однокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в) и параллельной по току (г) цепями обратной связи, эквивалентные со схемами, показанными на рисунке 1.6.2а,б,в,г.

Необходимо отметить, что все выводы относительно условий эквивалентности однокаскадных, и многокаскадных радиоустройств, сделанные в работах [1-3], справедливы также и для автогенераторов (рисунки 3, 4) в смысле равенства частот генерации. Условия эквивалентности однокаскадных и многокаскадных автогенераторов показаны на рисунках 3,4.

Для определения параметров типовых схем СЧ необходимо найти элементы a, b, c, d [9,10], а также коэффициенты B, C, D, E для (4) с выбранным типом обратной связи и типом СЧ. Если выбран реактивный базис СЧ, то далее надо разделить между собой действительную и мнимую части полученного комплексного уравнения и решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы СЧ из M двухполюсников. Количество решений равно числу сочетаний по два из M . В результате получаются ограничения в виде зависимости сопротивлений двух двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения условий возникновения колебаний. Параметры остальных $M-2$ двухполюсников, свободных от указанных ограничений, а также параметры ЦОС с помощью известных численных методов оптимизации [11] выбираются из условия обеспечения других критериев.

Если выбран комплексный базис СЧ, то далее надо решить полученное комплексное уравнение относительно сопротивления или проводимости одного двухполюсника выбранной схемы СЧ из M двухполюсников. Количество решений равно числу двухполюсников СЧ. В результате получаются ограничения в виде зависимости сопротивления одного двухполюсника от частоты, оптимальной по выбранному критерию.

4. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РЕАКТИВНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем реактивных СЧ. Если в качестве СЧ используется Г-образное соединение двух сопротивлений $jX_{1,2}$ (рисунок 5а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, удовлетворяющие взаимосвязи (4), определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{c_r - X_2 d_x}{X_2 b_r + d_x}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (27)$$

где $A_2 = b_r d_r + b_x d_x; B_2 = d_x + b_r c_x - b_x c_r; C_2 = c_r (d_r - 1) + c_x d_x$.

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $jX_{1,2}$ (рисунок 5б):

$$X_1 = \frac{c_r - X_2 d_x}{X_2 b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (28)$$

где $A_2 = b_r d_r + b_x d_x - b_r; B_2 = b_r c_x - b_x c_r + d_x; C_2 = -c_r$.

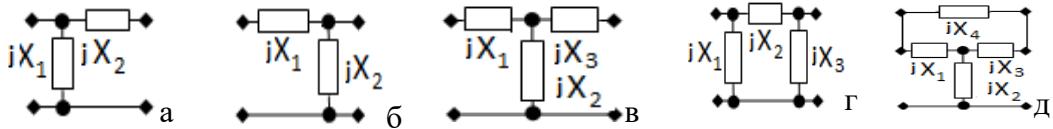


Рис. 5. Примеры синтезированных реактивных СЧ для многокаскадных устройств Т-образное соединение двухполюсников $jX_{1,2,3}$ (рисунок 5в):

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_x - X_2 (d_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (29)$$

где $A_2 = b_r (d_r - 1) + b_x d_x; C_2 = (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_3 - c_r$;

$B_2 = d_x + 2X_3(b_r d_r + b_x d_x) + b_r c_x - b_x c_r$.

$$X_1 = \frac{c_r - X_3 d_x - X_2 (d_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (30)$$

где $A_3 = b_r d_r + b_x d_x; B_3 = d_x + 2X_2(b_r d_r + b_x d_x) + b_r c_x - b_x c_r$;

$C_3 = X_2^2 [b_r (d_r - 1) + b_x d_x] + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_2 - c_r$.

$$X_2 = \frac{c_r - X_3 (d_x + X_1 b_r)}{(X_1 + X_3) b_r + d_x}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3 C_3}}{2A_3}, \quad (31)$$

где $A_3 = b_r d_r + b_x d_x - X_2 b_r b_x; B_3 = b_r (d_r - 1) X_2 + d_x + b_r c_x - b_x c_r + d_r d_x$;

$C_3 = [d_x (d_r - 1) - b_x c_r] X_2 + c_x d_x - c_r$.

Π-образное соединение двухполюсников $jX_{1,2,3}$ (рисунок 5г):

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3) c_r - X_2 X_3 d_x}{(d_x + X_2 b_r) X_3 - c_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (32)$$

$$\text{где } A_2 = (b_r d_r + b_x d_x) X_3^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_3 - c_r; C_2 = X_3^2 [c_r (d_r - 1) + c_x d_x];$$

$$B_2 = X_3^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r) - 2 X_3 c_r.$$

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3) c_r - X_2 X_3 d_x}{(d_x + X_2 b_r) X_3 - c_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (33)$$

$$\text{где } A_3 = (b_r d_r + b_x d_x) X_2^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_2 + c_r (d_r - 1) + c_x d_x;$$

$$B_3 = X_2 (-2 c_r) + X_2^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r); C_3 = -X_2^2 c_r.$$

$$X_2 = \frac{(X_1 + X_3) c_r - X_1 X_3 d_x}{(d_x + X_1 b_r) X_3 - c_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (34)$$

$$\text{где } A_3 = c_r d_r + c_x d_x + X_1^2 [b_r d_r - b_r + d_x d_x] - X_1 (d_x - b_r c_x + b_x c_r);$$

$$B_3 = X_1^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r); C_3 = -X_1^2 c_r.$$

Перекрытое Т-образное соединение двухполюсников $jX_{1,2,3,4}$ (рисунок 5д):

$$X_1 = \frac{(c_r - X_2 d_x) (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_x + X_2 b_r)}{(X_2 + X_3) (d_x + X_4 b_r) - c_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2}, \quad (35)$$

$$\text{где } A_2 = X_4^2 [b_r (d_r - 1) + b_x d_x]; B_2 = 2 X_3 X_4 d_x + d_x X_4^2 + [2 X_3 (b_r d_r + b_x d_x) + b_r c_x - b_x c_r] X_4^2;$$

$$C_2 = X_3^2 [c_r (d_r - 1) + c_x d_x] + X_3 (X_3 + X_4) (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_4 - X_4^2 [c_r - X_3^2 (b_r d_r + b_x d_x)].$$

$$X_1 = \frac{(c_r - X_2 d_x) (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_x + X_2 b_r)}{(X_2 + X_3) (d_x + X_4 b_r) - c_r}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (36)$$

$$\text{где } A_3 = (b_r d_r + b_x d_x) X_4^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_4 + c_r (d_r - 1) + c_x d_x;$$

$$B_3 = 2 X_2 [(b_r d_r + b_x d_x) X_4^2 + d_x X_4] + X_4^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r);$$

$$C_3 = X_2 X_4^2 [(b_r d_r - b_r + b_x d_x) - X_2^2 c_r + X_2 X_4^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r)].$$

$$X_1 = \frac{(c_r - X_2 d_x) (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_x + X_2 b_r)}{(X_2 + X_3) (d_x + X_4 b_r) - c_r}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (37)$$

$$\text{где } A_4 = (b_r d_r + b_x d_x) (X_2 + X_3)^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) (X_2 + X_3) - b_r X_2^2 - c_r;$$

$$B_4 = X_3^2 (d_x + b_r c_x - b_x c_r) + 2 X_2 X_3 (d_x - c_r); C_4 = X_3^2 [c_r (d_r - 1) + c_x d_x].$$

$$X_2 = \frac{(c_r - X_1 X_4 b_r) X_3 + (c_r - X_3 d_x) (X_1 + X_4)}{(d_x + X_4 b_r) (X_1 + X_3) + X_4 d_x}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (38)$$

$$\text{где } A_3 = (b_r d_r + b_x d_x) X_4^2 + (d_x + b_r c_x - b_x c_r) X_4 - c_r + c_r d_r + c_x d_x;$$

$$B_3 = 2 (X_1 + X_4) [c_r (d_r - 1) + c_x d_x] + (b_r c_x - b_x c_r) (2 X_1 + X_4) X_4 + X_4^2 d_x;$$

$$C_3 = [c_r (d_r - 1) + c_x d_x] (X_1 + X_4)^2 - X_1 X_4 (d_x - b_r c_x + b_x c_r) (X_1 + X_4) - b_r X_1^2 X_4^2.$$

$$X_2 = \frac{(c_r - X_1 X_4 b_r) X_3 + (c_r - X_3 d_x) (X_1 + X_4)}{(d_x + X_4 b_r) (X_1 + X_3) + X_4 d_x}; \quad X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (39)$$

где $A_4 = (b_r c_x - b_x c_r)(X_1 + X_3) + X_3 d_x - b_r X_1^2 - c_r - X_1 d_x + X_3^2 (b_r d_r + b_x d_x) + c_r d_r + c_x d_x$;

$B_4 = (b_r c_x - b_x c_r)(X_1 + X_3)^2 - d_x (X_1^2 - X_3^2) + [2c_r(d_r - 1) - 2c_x d_x](X_1 + X_3)$;

$C_4 = (X_1 + X_3)^2 [c_r(d_r - 1) + c_x d_x]$.

$$X_3 = \frac{(c_r - X_2 d_x) (X_1 + X_4) - X_1 X_2 X_4 b_r}{(d_x + b_r X_4) (X_1 + X_2) + d_x X_4 - c_r}; \quad X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (40)$$

где $A_4 = (b_r c_x - b_x c_r - d_x)(X_1 + X_2) + (b_r d_r + b_x d_x) X_2^2 - b_r (X_1 + X_2)^2 + c_r d_r + c_x d_x$;

$B_4 = 2X_1(c_r d_r + c_x d_x) - X_1^2(d_x - b_r c_x + b_x c_r) - 2X_1 X_2 d_x; C_4 = X_1^2 [d_x c_x + c_r (d_r - 1)]$.

5. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЛЕКСНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Если в качестве комплексного СЧ используется последовательно включённое комплексное сопротивление Z (рисунок 6а), то зависимость этого сопротивления от частоты, удовлетворяющая взаимосвязи (1.1.6), определяется следующим образом:

$$Z = \frac{1-D}{B}. \quad (41)$$

Параллельно включённое сопротивление Z (рисунок 6б):

$$Z = \frac{C}{1-D}. \quad (42)$$

Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 6в):

$$Z_1 = \frac{C + D Z_2}{1 - D - B Z_2}. \quad (43)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1(1-D)-C}{D+BZ_1}. \quad (44)$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 6г):

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-D)-C}{BZ_2-1}. \quad (45)$$

$$Z_2 = \frac{C-Z_1}{1-D-BZ_1}. \quad (46)$$

Т-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 6д):

$$Z_1 = \frac{Z_2(D-1+BZ_3)+C+DZ_3}{1-B(Z_2+Z_3)}. \quad (47)$$

$$Z_2 = \frac{(D+BZ_1)Z_3+C-Z_1}{1-D-B(Z_1+Z_3)}. \quad (48)$$

$$Z_3 = \frac{Z_1-C-Z_2(D-1+BZ_1)}{D+B(Z_1+Z_2)}. \quad (49)$$

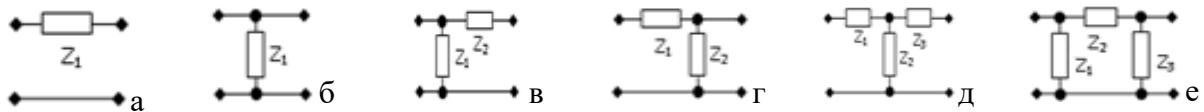


Рис.6. Синтезированные комплексные СЧ для многокаскадных устройств

П-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 6е):

$$Z_1 = \frac{(Z_2 + Z_3)C + DZ_2Z_3}{Z_2 - C - Z_3(D - 1 + BZ_2)}. \quad (50)$$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 + Z_3)C + Z_1Z_3(D - 1)}{Z_1 - C - Z_3(D + BZ_1)}. \quad (51)$$

$$Z_3 = \frac{Z_1Z_2 - (Z_1 + Z_2)C}{(D - 1 + BZ_2)Z_1 + C + DZ_2}. \quad (52)$$

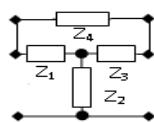


Рис.7. Синтезированное перекрытое Т-образное звено

Перекрытое Т-образное соединение четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 7):

$$Z_1 = \frac{[C + Z_2(D - 1)](Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4(D + BZ_2)}{Z_4 - C - (D - 1 + BZ_4)(Z_2 + Z_3)}. \quad (53)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1Z_4 - (C + DZ_3)(Z_1 + Z_4) - Z_3[C + Z_1(BZ_4 - 1)]}{(Z_1 + Z_3 + Z_4)(D - 1) + BZ_4(Z_1 + Z_3)}. \quad (54)$$

$$Z_3 = \frac{[C + Z_2(D - 1)](Z_1 + Z_4) + Z_1Z_4(BZ_2 - 1)}{(1 - D - BZ_4)(Z_1 + Z_2) - C - DZ_4}. \quad (55)$$

$$Z_4 = \frac{[Z_3(Z_1 + Z_2) + Z_1Z_2](D - 1) + C(Z_1 + Z_3)}{Z_1 - C - [D + B(Z_1 + Z_2)]Z_3 - Z_2(D - 1 + BZ_1)}. \quad (56)$$

6. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РЕАКТИВНЫХ И КОМПЛЕКСНЫХ СЧ

Для определения значений параметров квазиоптиимальных двухполюсников необходимо в соответствии с методом интерполяции выбрать схему двухполюсника, найти его сопротивление и приравнять оптимальному значению сопротивления из (41)-(56) на заданных частотах, соответствующих определённому уровню управляющего сигнала. Затем надо разделить мнимые и действительные части, а полученную таким образом систему уравнений решить относительно выбранных параметров. В статьях [4,5] показано, что такой подход может быть реализован для обеспечения совпадения реальных и оптимальных сопротивлений на двух частотах. Дальнейшее увеличение количества частот, на которых вероятно обеспечение совпадения реальных и оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников, возможно с помощью оптимизации параметров обобщённых квазиоптиимальных реактивных двухполюсников, входящих в состав квазиоптиимальных комплексных двухполюсников.

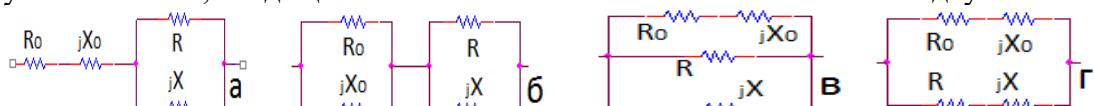


Рис. 8. Обобщённые квазиоптиимальные комплексные двухполюсники

Пусть требуется определить зависимости сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z=r+jx$ от частоты всех обобщённых двухполюсников (рисунок 8). Приравняем оптимальное комплексное сопротивление $z=r+jx$ зависимости сопротивления двухполюсника (рисунок 8а) от частоты:

$$z=r+jx=R_0+jX_0+\frac{RjX}{R+jX}. \quad (57)$$

После разделения (57) на действительную и мнимую части получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X=\mp R\sqrt{(r-R_0)(R+R_0-r)^{-1}}; X_0=x\pm\sqrt{(r-R_0)(R+R_0-r)}. \quad (58)$$

Аналогично для второго двухполюсника (рисунок 8б):

$$z=r+jx=\frac{R_0jX_0}{R_0+jX_0}+\frac{RjX}{R+jX}; \quad (59)$$

$$X=\frac{R(R_0r-X_0x)}{R_0x+X_0(r-R-R_0)}; X_0=\frac{R_0\{R_0x\pm\sqrt{[r(r-R-R_0)+x^2][(R-r)(R_0-r)+x^2]}\}}{(R_0-r)(R+R_0-r)+x^2}.$$

Для третьего двухполюсника (рисунок 8в):

$$z=r+jx=\frac{RjX(R_0+jX_0)}{RjX+(R_0+jX_0)(R+jX)}; \quad (60)$$

$$X=\frac{\pm R\sqrt{-R_0[(R+R_0)(r^2+x^2)-RR_0r](r^2-Rr+x^2)}+R^2R_0x}{R_0(R-r)^2+Rr(r-R)+x^2(R+R_0)}; X_0=\pm\sqrt{\frac{-R_0[(R+R_0)(r^2+x^2)-RR_0r]}{r^2-Rr+x^2}}.$$

Для четвёртого двухполюсника (рисунок 8г):

$$z=r+jx=\frac{(R+jX)(R_0+jX_0)}{R+jX+R_0+jX_0}; \quad (61)$$

$$X=\frac{R_0x\mp\sqrt{[R_0r-R(R_0-r)][(R-r)(R_0-r)+x^2]}}{R_0-r}; X_0=\frac{Rx\pm\sqrt{[R_0r-R(R_0-r)][(R-r)(R_0-r)+x^2]}}{R_0-r}.$$

Таким образом, по крайней мере, для четырёх вариантов обобщённых квазиоптимальных двухполюсников (рисунок 8) задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z=r+jx$ от частоты может быть сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Количество частот, на которых может быть реализовано совпадение реальных и оптимальных характеристик комплексных двухполюсников, увеличивается до четырёх. Полоса частот возрастает. Возможны и другие варианты квазиоптимальных комплексных двухполюсников, оптимизированных таким же образом.

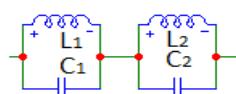


Рис. 9 Вариант синтезированного «четырёхчастотного» реактивного двухполюсника

Исходная система уравнений для двух последовательно соединённых параллельных контуров (рисунок 9):

$$\frac{\omega_n L_1}{1-\omega_n^2 L_1 C_1} + \frac{\omega_n L_2}{1-\omega_n^2 L_2 C_2} = X_n; \quad n=1,2,3,4; \quad \omega_n = 2\pi f_n. \quad (62)$$

Решение (62) для четырёх частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{e_1 x_2 + h_1 x_1}{\omega_1 \omega_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)(B-A)}; \quad L_2 = \frac{e_2 x_2 + h_2 x_1}{\omega_1 \omega_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)(B-A)}; \quad C_1 = \frac{A}{L_1}; \quad C_2 = \frac{B}{L_2}, \quad (63)$$

где $B = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2 - 4XZ}}{2X}$; $A = \frac{a_1 B + b_1}{c_1 B + d_1} = \frac{a_2 B + b_2}{c_2 B + d_2}$; $X = a_2 c_1 - a_1 c_2$; $Y = a_2 d_1 + b_2 c_1 - a_1 d_2 - b_1 c_2$; $Z = b_2 d_1 - b_1 d_2$;

$$e_1 = \omega_1 (1 - \omega_2^2 B) (\omega_1^2 A - 1) (\omega_2^2 A - 1); \quad h_1 = -\omega_2 (1 - \omega_1^2 B) (\omega_1^2 A - 1) (\omega_2^2 A - 1); \quad e_2 = \omega_1 (\omega_2^2 A - 1) (\omega_1^2 B - 1) (\omega_2^2 B - 1);$$

$$h_2 = -\omega_2 (\omega_1^2 A - 1) (\omega_1^2 B - 1) (\omega_2^2 B - 1); \quad a_1 = \omega_1 \omega_2 \omega_4 [x_1 \omega_1 (\omega_4^2 - \omega_2^2) + x_4 \omega_4 (\omega_2^2 - \omega_1^2) + x_2 \omega_2 (\omega_1^2 - \omega_4^2)];$$

$$b_1 = \omega_1 \omega_2 x_4 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_1 \omega_4 x_2 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_2 \omega_4 x_1 (\omega_2^2 - \omega_4^2); \quad c_1 = \omega_1 \omega_2 \omega_4 [\omega_4^3 x_4 (\omega_2^2 - \omega_1^2) + \omega_2^3 x_2 (\omega_1^2 - \omega_4^2) + \omega_1^3 x_1 (\omega_4^2 - \omega_2^2)];$$

$$d_1 = \omega_1 \omega_2 \omega_4 [\omega_4 x_4 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_2 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_1 x_1 (\omega_2^2 - \omega_4^2)]; \quad a_2 = \omega_1 \omega_2 \omega_3 [x_1 \omega_1 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + x_3 \omega_3 (\omega_2^2 - \omega_1^2) + x_2 \omega_2 (\omega_1^2 - \omega_3^2)];$$

$$b_2 = \omega_1 \omega_2 x_3 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_1 \omega_3 x_2 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_2 \omega_3 x_1 (\omega_2^2 - \omega_3^2); \quad c_2 = \omega_1 \omega_2 \omega_3 [\omega_3^3 x_3 (\omega_2^2 - \omega_1^2) + \omega_2^3 x_2 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + \omega_1^3 x_1 (\omega_3^2 - \omega_2^2)];$$

$$d_2 = \omega_1 \omega_2 \omega_3 [\omega_3 x_3 (\omega_1^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_2 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_1 x_1 (\omega_2^2 - \omega_3^2)].$$

Решение (63) имеет также и самостоятельное значение для реализации оптимальных зависимостей реактивных сопротивлений от частоты (27)-(40). Если уровень управляющего сигнала не учитывается, то использование описанного подхода обеспечивает одновременную генерацию на заданных частотах.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проверка полученных результатов в системе «MathCad» показала справедливость всех полученных результатов. Минимальное количество двухполюсников для частотной манипуляции в реактивных СЧ составляет два, а в комплексных СЧ - один. Каждый реактивный и комплексный квазиоптимальный двухполюсник должен содержать количество реактивных элементов, минимум равное числу частот. Разработанный подход к параметрическому синтезу можно применять для технического проектирования частотных манипуляторов с одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ. Возможность обеспечения совпадения реальных и оптимальных реактивных и комплексных сопротивлений двухполюсников СЧ на четырёх частотах позволяет реализовать достаточно широкую полосу частот манипуляторов, что значительно укорачивает время переключения из одного состояния в другое по сравнению со временем нахождения в каждом из состояний [12]. Использование в СЧ резистивного или смешанного базиса в рамках данного метода не позволяет манипулировать частотой колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных

- четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. «Известия вузов. Радиоэлектроника»:// г. Санкт-Петербург: СПбГТУ «ЛЭТИ». 2021, №24(6). - С. 27-37
2. Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Физика волновых процессов и радиотехнические системы.// г. Самара: ПГУТИ. 2021, №24(3). -С .46-55
 3. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Обоснование эквивалентности частотных характеристик многокаскадных и однокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов высокочастотного сигнала для создания мерцающих помех.// Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2022, Т6. - С.115-123.
 4. Головков А.А. Математическое моделирование многокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов с одинаковыми каскадами. В данном сборнике.
 5. Головков А.А. Математическое моделирование многокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов с неодинаковыми каскадами. В данном сборнике.
 6. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиоустройств отражательного типа с заданным количеством одинаковых каскадов «согласующий четырёхполюсник - нелинейная часть». Сборник докладов 30-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж: ВГУ, 2024, Т. 5. –С. 223-237
 7. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиоустройств отражательного типа с заданным количеством одинаковых каскадов «нелинейная часть- согласующий четырёхполюсник». Сборник докладов 30-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж: ВГУ, 2024, Т5. –С.211-222
 8. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов / А.А. Куликовский. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 192 с.
 9. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.
 10. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018, Т.1.- 588с.
 11. Полак Э. Численные методы оптимизации / М.: Мир, 1974. –376с.
 12. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970, Т. 3. – 413 с.

RFFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V. Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. «News of high schools. Radio electronics»//St.-Petersburg: СПбГТУ «LETI». 2021, 24 (6). - Pp. 27-37
2. Golovkov A.A., Phomin A.V. Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering systems.//Samara: PSUTI. 2021, ^24 (3).-Pp.46-55
3. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V. Substantiation of equivalence of frequency characteristics of multicascade and one-cascade peak-phase manipulators of a high-frequency signal for creation flickering помех./The Collection of reports of 28th

- International scientific and technical conference «The Radar-location, navigation, communication», Voronezh: VSU 2022, Vol6. - Pp.115-123.
4. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicascade peak-phase manipulators with identical cascades. In the given collection.
 5. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicascade peak-phase manipulators with unequal cascades. In the given collection.
 6. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio devices of reflective type with the set quantity of identical cascades «the coordination two-port network - a nonlinear part». The collection of reports of 30th International scientific and technical conference «the Radar-location, navigation, communication», Voronezh: VSU, 2024, T. 5. – Pp. 223-237
 7. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio devices of reflective type with the set quantity of identical cascades «a nonlinear part - the coordination two-port network». The collection of reports of 30th International scientific and technical conference «the Radar-location, navigation, communication», Voronezh: VSU, 2024, T5. – Pp.211-222
 8. Kulikovsky A.A. stability active линеаризованных chains with intensifying devices of new types / A.A.Kulikovsky. M.: Statenergy publishing house, 1962. – 192p.
 9. Gurevich I.V. Bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 p.
 10. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: MESC AF, 2018, vol.1.-588p.
 11. Polak E. Number optimisation methods / M: the World, 1974.-376p.
 12. The directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. M: Energy, 1970, vol. 3. – 413p.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ ЧАСТОТНЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

A.A. Головков

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

Аннотация. Использован ранее разработанный алгоритм параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с неодинаковыми каскадами типа «нелинейная часть –согласующий четырёхполюсник» и «согласующий четырёхполюсник–нелинейная часть» для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи и сопротивлений двухполюсников реактивных и комплексных согласующих четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения многоуровневой манипуляции частоты генерируемого сигнала при минимальном количестве двухполюсников. Предложены четыре варианта обобщённых квазиоптимальных двухполюсников, с помощью которых задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления от частоты сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников. В результате обеспечено совпадение реальных комплексных сопротивлений с оптимальными значениями на четырёх частотах для четырёхуровневой манипуляции частоты.

Ключевые слова: параметрический синтез комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

MATHEMATICAL MODELLING OF MULTICASCADE PEAK-PHASE MANIPULATORS WITH UNEQUAL CASCADES

A.A. Golovkov

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

The summary. Earlier developed algorithm of parametrical synthesis of multicascade radio devices with unequal cascades of type «a nonlinear part- the coordination two-port network» and «the coordination two-port network - a nonlinear part» for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer and resistance of two-poles jet and complex the coordination two-port networks, optimum by criterion of maintenance of multilevel manipulation of frequency of a generated signal is used at a minimum quantity of two-poles. Four variants generalised the kvasioptimum two-poles are offered, with which help the problem of maintenance of the set dependence of complex resistance from frequency is shown to a problem of maintenance necessary (auxiliary, additional) dependences of resistance of jet two-poles on the frequency, a part of these the kvasioptimum complex two-poles. Coincidence of real complex resistance to optimum values on four frequencies for four levels manipulations of frequency of a generated signal is as a result provided.

Keywords: parametrical synthesis of the complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicascade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-2] рассмотрена возможность параметрического синтеза перспективных многокаскадных радиоустройств (манипуляторов амплитуды и фазы,

демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, усилителей, динамических звеньев систем регулирования и т.д.). Такие устройства состоят из произвольного количества N неодинаковых каскадов типа «нелинейная часть-согласующий четырёхполюсник» (НЧ-СЧ) или СЧ-НЧ между источником сигнала и нагрузкой с сопротивлениями $z_0 = r_0 + jx_0$; $z_h = r_h + jx_h$. Каскады между собой соединены с использованием того же вида обратной связи, по которому соединены нелинейный элемент (НЭ) и цепь обратной связи (ЦОС) (рисунки 1,2).

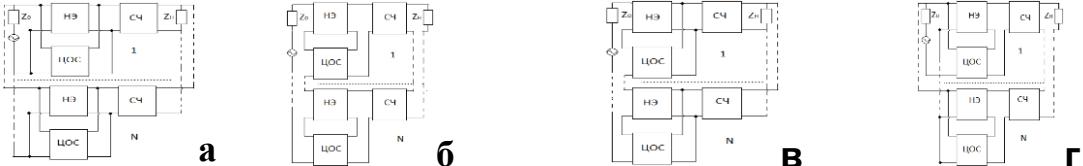


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между источником сигнала и СЧ.

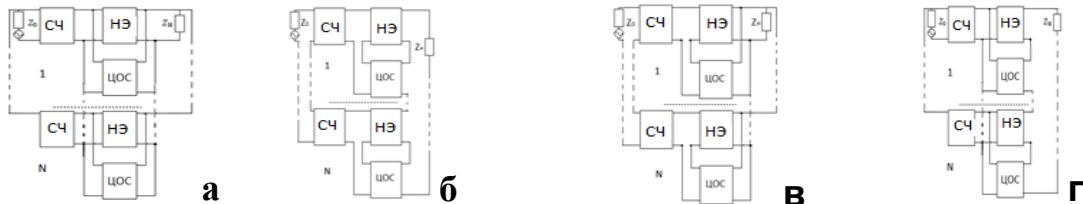


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между СЧ и нагрузкой.

Как показано Ляпуновым равенство нулю знаменателя передаточной функции или коэффициента отражения соответствует характеристическому уравнению автогенераторов и частотных модуляторов, определяющему параметры, оптимальные по критерию обеспечения условий возникновения колебаний [3].

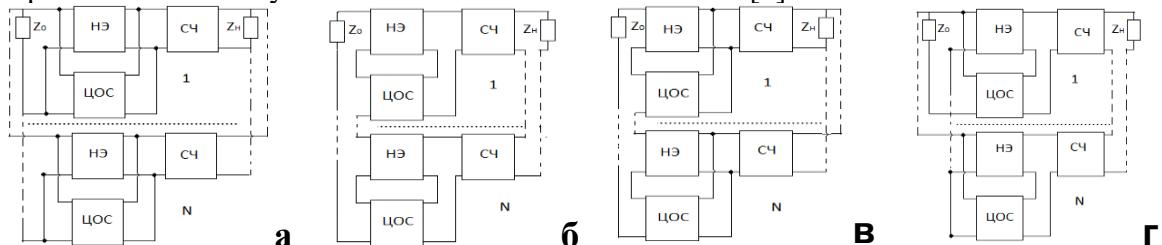


Рис. 3. Структурные схемы многокаскадных автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между источником сигнала и СЧ.

Знаменатели передаточной функции [1,2] и коэффициента отражения [4,5] равны между собой. Физически переход от усилителей к автогенераторам означает исключение из структурной схемы усилителя источника сигнала и установка вместо него короткозамыкающей перемычки (рисунки 3,4).

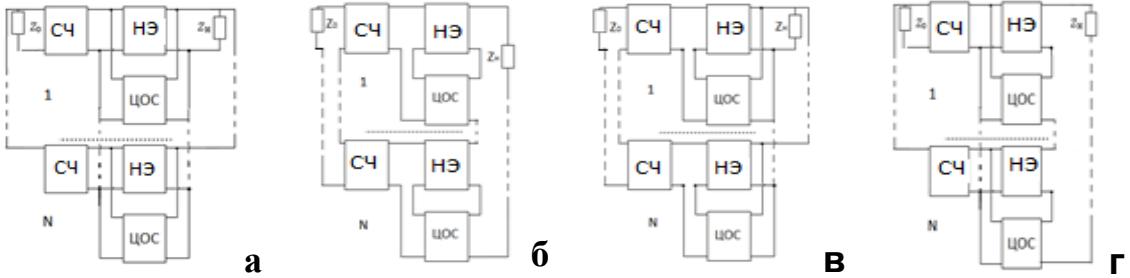


Рис. 4. Структурные схемы многокаскадных автогенераторов с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между СЧ и нагрузкой

2. ОПТИМАЛЬНАЯ ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ КЛАССИЧЕСКОЙ МАТРИЦЫ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ МНОГОКАСКАДНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-3], в которой исследовались многокаскадные усилители с неодинаковыми каскадами (рисунки 1,2) и частотные манипуляторы с одинаковыми каскадами (рисунки 3,4). Тогда передаточная функция для схемы, изображённой на рисунке 1а имеет вид:

$$H = \frac{z_n[Y_{21}^{oc}(d_n b_{yn} + a_{yn} b_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (1)$$

где $A_0 = z_n[c_y z_0 + a_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)]$; $B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]a_{yn} + c_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n)$;

$$C_0 = z_n[d_{yn} z_0 + b_{yn}(1 + Y_{11}^{oc} z_0)]; H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_n; E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_n(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$$

$$D_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)]b_{yn} + d_{yn} z_0(1 - Y_{22}^{oc} z_n);$$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов проводимостей всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты; a_n, d_n, b_n, c_n -элементы классической матрицы передачи СЧ одного из каскадов; $a_{yn}, d_{yn}, b_{yn}, c_{yn}$ -элементы классической матрицы передачи НЧ одного из каскадов.

Передаточная функция для схемы, показанной на рисунке 1б:

$$H = \frac{z_n[Z_{21}^{oc}(a_n c_{yn} + c_n d_{yn}) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где $A_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}]c_{yn} + a_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc})$; $B_0 = a_{yn} + c_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc})$;

$$C_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}]d_{yn} + b_{yn}(z_n - Z_{22}^{oc}); D_0 = b_{yn} + d_{yn}(z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; E_0 = -Z_{21}^{oc}(a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m}; Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m};$$

$$Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m}; Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc} - известные зависимости суммарных элементов$$

матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция для схемы, предъявленной на рисунке 1в:

$$H = \frac{z_n [H_{21}^{oc} (b_n c_{yn} + d_n d_{yn}) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (3)$$

где $A_0 = z_n [a_{yn} + c_{yn} (z_0 + H_{11}^{oc})]$; $B_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) a_{yn} + c_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n) (z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n]$;

$$H_0 = H_{12}^{oc} z_n; C_0 = z_n [b_{yn} + d_{yn} (z_0 + H_{11}^{oc})]; D_0 = d_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n) (z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n] + (1 - H_{22}^{oc} z_n) b_{yn};$$

$$E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m};$$

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рисунке 1г:

$$H = \frac{z_n [F_{21}^{oc} (a_n a_{yn} + b_n c_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где $A_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (1 + F_{11}^{oc} z_0) (z_n - F_{22}^{oc})] a_{yn} + c_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc})$; $B_0 = a_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_{yn}$;

$$H_0 = F_{12}^{oc} z_0; D_0 = d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0); C_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (z_n - F_{22}^{oc}) (1 + F_{11}^{oc} z_0)] b_{yn} + d_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc});$$

$$E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого показана на рисунке 2а:

$$H = \frac{z_n [Y_{21}^{oc} (a_y b_y + b_y d_y) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (5)$$

где $A_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0) (1 - Y_{22}^{oc} z_n)] b_y + a_y z_n (1 + Y_{11}^{oc} z_0); C_0 = z_0 [a_y z_n + b_y (1 - Y_{22}^{oc} z_n)]$;

$$B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0) (1 - Y_{22}^{oc} z_n)] d_y + c_y z_n (1 + Y_{11}^{oc} z_0); D_0 = z_0 [c_y z_n + d_y (1 - Y_{22}^{oc} z_n)]; H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_n$$

$$E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_y d_y - b_y c_y); Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция устройства, схема которого представлена на рисунке 2б:

$$H = \frac{z_n [Z_{21}^{oc} (a_y c_n + c_y d_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где $A_0 = b_y + a_y (z_n - Z_{22}^{oc}); B_0 = d_y + c_y (z_n - Z_{22}^{oc}); C_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc}) [b_y + a_y (z_n - Z_{22}^{oc})] + a_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}$;

$$D_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc}) [d_y + c_y (z_n - Z_{22}^{oc})] + c_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}; E_0 = -Z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y); H_0 = Z_{12}^{oc};$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m}; Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m}; Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc}$$

- известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция устройства, схема которого изображена на рисунке 2в:

$$H = \frac{z_h [H_{21}^{oc} (b_y c_n + d_y d_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (7)$$

где $A_0 = a_y z_h + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_h)$; $H_0 = H_{12}^{oc} z_h$; $B_0 = c_y z_h + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_h)$; $E_0 = H_{21}^{oc} z_h (a_y d_y - b_y c_y)$; $C_0 = (z_0 + H_{11}^{oc}) [a_y z_h + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_h)] + b_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_h$; $D_0 = (z_0 + H_{11}^{oc}) [c_y z_h + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_h)] + d_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_h$;

$$H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; \quad H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m}; H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$$

известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме $n=20$) от частоты.

Передаточная функция устройства, схема которого предъявлена на рисунке 2г:

$$H = \frac{z_h [F_{21}^{oc} (a_y a_n + c_y b_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где $A_0 = (1 + F_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_h)] + a_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0$; $B_0 = (1 + F_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_h)] + c_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0$;

$C_0 = [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $D_0 = [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_h)] z_0$; $E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y)$; $H_0 = F_{12}^{oc} z_0$;

$$F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m}; \quad F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$$

известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме $n=20$) от частоты.

Необходимо отметить, что знаменатели передаточных функций всех исследуемых восьми структурных схем записаны в одинаковой форме. Поэтому для всех схем автогенераторов (рисунки 3, 4) характеристическое уравнение, получаемое путём приравнивания нулю знаменателя передаточной функции, для автогенераторов можно записать следующим образом:

$$a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0 = 0. \quad (9)$$

Решение (9) приводит к следующей взаимосвязи между элементами классической матрицы передачи выбранного СЧ для всех схем:

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}, \quad (10)$$

где $C_1 = E_0$; $B = -B_0$; $D_1 = -D_0$; $C_2 = -C_0$; $C = -H_0$; $D = A_0$;

$A_0, B_0, C_0, D_0, E_0, H_0$ -коэффициенты, совпадающие по значению и смыслу с соответствующими коэффициентами из (1)-(8) для структурных схем с неодинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ.

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем комплексных СЧ каскада «НЧ-СЧ» или «СЧ-НЧ» необходимо взять известные формулы для элементов классической матрицы передачи СЧ [6,7], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (10) с выбранными типами каскадов и обратной связи и подставить их в (10). Затем полученное исходное комплексное уравнение надо решить относительно сопротивления или проводимости выбранного двухполюсника. Количество решений равно числу двухполюсников.

При смене базиса СЧ каскадов «НЧ-СЧ» или «СЧ-НЧ» на реактивный, полученное исходное уравнение (10) надо разделить на действительную и мнимую части с учётом простых формул:

$$B = b_r + jb_x; C = c_r + jc_x; D = d_r + jd_x; C_1 = c_{1r} + jc_{1x}; D_1 = d_{1r} + jd_{1x}; C_2 = c_{2r} + jc_{2x}. \quad (11)$$

Затем необходимо решить сформированную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы четырёхполюсника из M двухполюсников. В результате получаются ограничения в виде зависимостей сопротивлений двух двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданных характеристик. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников. Параметры остальных $M - 2$ двухполюсников СЧ и ЦОС n -го каскада, свободных от указанных ограничений, а также параметры двухполюсников СЧ и ЦОС всех остальных каскадов выбираются из условия обеспечения других критериев, например, из условия обеспечения заданной формы полосы рабочих частот. Для этого могут быть использованы известные численные методы оптимизации [8]. При этом время оптимизации сокращается в сотни раз по сравнению с временем оптимизации с помощью только численных методов. Это связано с тем, что при использовании получаемых таким образом ограничений на каждом шаге оптимизации, включая первый, на заданном количестве частот обеспечивается совпадение реальных значений передаточной функции с заданными в соответствии с условием возникновения колебаний (10). Указанное количество частот для манипуляторов должно составлять не менее двух. Поэтому СЧ в рамках развивающегося метода может быть выполнена только на реактивных или только на комплексных элементах.

3. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РЕАКТИВНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем СЧ с использованием метода последовательного исключения переменных. Если в качестве СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников (рисунок 5а), то зависимости их сопротивлений $X_{1,2}$ от частоты (ограничения), удовлетворяющие взаимосвязи (10), определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 d_{1x}}{D_x + X_2 b_r}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (12)$$

где $A_2 = b_r d_{1r} + b_x d_{1x}; B_2 = (c_{1r} - c_r + d_r) d_{1x} - d_{1r} (c_{1x} - c_x + d_x) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}; C_2 = D_x c_{2x} + c_{2r} D_r;$

$$D_r = c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}; D_x = c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}.$$

Обратное Г-образное соединение двухполюсников $X_{1,2}$ (рисунок 5б):

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 D_x}{X_2 b_r - d_x}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (13)$$

где $A_2 = b_r D_r + b_x D_x; B_2 = (c_{1r} - c_r - d_{1r}) d_x + d_r (c_x - c_{1x} + d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}; C_2 = -c_{2r} d_r - c_{2x} d_x.$

Т-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3}$ (рисунок 5в):

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_2 d_{1x} - X_3 (D_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r - d_x}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}, \quad (14)$$

где $A_2 = b_r D_r + b_x D_x; B_2 = (d_r + X_3 b_x) (c_x - c_{1x} + d_{1x}) + X_3 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - (d_x - X_3 b_r) (c_r - c_{1r} + d_{1r});$

$$C_2 = (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) X_3^2 + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) X_3 - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x .$$

$$X_1 = \frac{c_{2r} - X_3 d_{1x} - X_2 (D_x + X_3 b_r)}{(X_2 + X_3) b_r - d_x}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (15)$$

где $A_3 = b_r d_{1r} + b_x d_{1x}$; $B_3 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r} + X_2 [(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) b_r + b_x (c_x - c_{1x} + 2d_{1x})]$;

$$C_3 = (D_r b_r + b_x D_x) X_2^2 + [(c_x - c_{1x} + d_{1x}) d_r + d_x (c_{1r} - c_r - d_{1r}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] X_2 - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x .$$

$$X_2 = \frac{(d_x - X_3 b_r) X_1 + c_{2r} - X_3 d_{1x}}{(X_1 + X_3) b_r + D_x}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (16)$$

где $A_3 = b_r d_{1r} + b_x d_{1x}$; $B_3 = (d_{1r} - X_1 b_x) (c_x - c_{1x}) - (c_r - c_{1r}) (d_{1x} + X_1 b_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}$;

$$C_3 = (c_{2x} - X_1 d_r) (c_x - c_{1x} + d_{1x}) + X_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_1^2 (b_r d_r + b_x d_x) - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x + (c_{2r} + X_1 d_x) (c_r - c_{1r} + d_{1r}).$$

Π-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3}$ (рисунок 1.2.1Г):

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3) c_{2r} - X_2 X_3 d_{1x}}{(D_x + X_2 b_r) X_3 - (c_{2r} + X_2 d_x)}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2}, \quad (17)$$

где $A_2 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) X_3 - (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) X_3^2 + c_{2r} d_r + c_{2x} d_x$; $C_2 = -(c_{2r} D_r + c_{2x} D_x) X_3^2$;

$$B_2 = (X_3^2 d_{1r} + c_{2x} X_3) (c_{1x} - c_x + d_x) + X_3 (c_{2r} d_r + c_{2x} d_x) - (X_3^2 d_{1x} - c_{2r} X_3) (c_{1r} - c_r + d_r) - X_3^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) .$$

$$X_1 = \frac{(X_2 + X_3) c_{2r} - X_2 X_3 d_{1x}}{(D_x + X_2 b_r) X_3 - (c_{2r} + X_2 d_x)}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (18)$$

где $A_3 = (c_{1r} - c_r + d_r) (c_{2r} - X_2 d_{1x}) + (c_{2x} + X_2 d_{1r}) (c_{1x} - c_x + d_x) - X_2^2 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) - c_{2r} d_{1r} - c_{2x} d_{1x} - X_2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r})$; $B_3 = X_2 [(c_{1r} - c_r + 2d_r) c_{2r} + c_{2x} (c_{1x} - c_x + 2d_x)] - X_2^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r})$;

$$C_3 = X_2^2 (c_{2r} d_r + c_{2x} d_x) .$$

$$X_2 = \frac{(X_1 + X_3) c_{2r} - X_1 X_3 D_x}{(d_{1x} + X_1 b_r) X_3 - c_{2r} - X_1 d_x}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (19)$$

где $A_3 = X_1 (d_{1x} + X_1 b_r) (c_{1r} - c_r + d_r) - X_1 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_1^2 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) - c_{2r} d_{1r} - c_{2x} d_{1x} - X_1 (d_{1r} - X_1 b_x) (c_{1x} - c_x + d_x)$; $C_3 = X_1^2 (c_{2r} d_r + c_{2x} d_x)$;

$$B_3 = (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) X_1^2 + X_1 (c_r - c_{1r}) (c_{2r} + X_1 d_x) + X_1 (c_x - c_{1x}) (c_{2x} - X_1 d_r) .$$

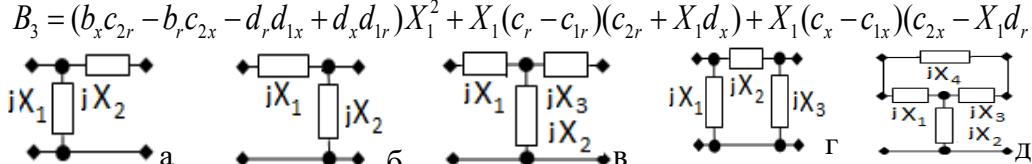


Рис. 5. Синтезированные реактивные СЧ для многокаскадных частотных манипуляторов

Перекрытое Т-образное соединение двухполюсников $X_{1,2,3,4}$ (рисунок 5Д):

$$X_1 = \frac{(c_{2r} - D_x X_2) (X_3 + X_4) - X_3 X_4 (d_{1x} + X_2 b_r)}{(D_x + X_4 b_r) (X_2 + X_3) - X_4 d_x - c_{2r}}; X_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 A_2 C_2}}{2 A_2}, \quad (20)$$

где $B_2 = X_4 \{(c_x - c_{1x}) [(d_r + X_3 b_x) X_4 + X_3 (d_r + d_{1r})] - (c_r - c_{1r}) [(d_x - X_3 b_r) X_4 + X_3 (d_x + d_{1x})]\} +$

$$+ X_4 (2X_3 + X_4) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) + X_4^2 [2X_3 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]$$

$$A_2 = (b_r D_r + b_x D_x) X_4^2; C_2 = \{(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) X_4^2 + [d_{1r} (c_x - c_{1x}) - d_{1x} (c_r - c_{1r})] X_4 + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}\} X_3^2 - (c_{2r} d_r + c_{2x} d_x) (X_3 + X_4)^2 +$$

$$+(X_3+X_4)X_3[c_{2r}(c_r-c_{1r})+c_{2x}(c_x-c_{1x})+X_4(b_r c_{2x}-b_x c_{2r}+d_r d_{1x}-d_x d_{1r})]\text{.}$$

$$X_1 = \frac{(c_{2r}-D_x X_2)(X_3+X_4)-X_3 X_4(d_{1x}+X_2 b_r)}{(D_x+X_4 b_r)(X_2+X_3)-X_4 d_x-c_{2r}}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (21)$$

$$\text{где } A_3 = (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) X_4^2 + [(c_x - c_{1x} - d_x) d_{1r} + d_{1x} (c_{1r} - c_r + d_r) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] X_4 + c_{2r} D_r + c_{2x} D_x;$$

$$B_3 = [(2X_2 + X_4)(d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - 2(c_{2r} d_r - c_{2x} d_x)] X_4 + (c_r - c_{1r}) X_4 [c_{2r} + X_2 (X_4 b_r - d_x - d_{1x})] + (c_x - c_{1x}) X_4 [c_{2x} + X_2 (X_4 b_x + d_r + d_{1r})] + X_4^2 [2X_2 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}];$$

$$C_3 = [X_2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_2^2 (b_r d_r + b_x d_x) - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x - X_2 (d_x - X_2 b_x) (c_r - c_{1r} + d_{1r}) + C_0] X_4^2;$$

$$C_0 = X_2 (d_r + X_2 b_x) (c_x - c_{1x} + d_{1x}).$$

$$X_1 = \frac{(c_{2r}-X_2 D_x)(X_3+X_4)-X_3 X_4(d_{1x}+X_2 b_r)}{(X_2+X_3)(D_x+X_4 b_r)-c_{2r}-X_4 d_x}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (22)$$

$$\text{где } A_4 = (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) (X_2 + X_3)^2 + [X_2 (b_r c_r + b_x c_x - b_r c_{1r} - b_x c_{1x}) + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}] (X_2 + X_3) -$$

$$-(b_r d_r + b_x d_x) X_2^2 + [d_r (c_x - c_{1x}) - d_x (c_r - c_{1r})] X_2 - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x; B_4 = X_3 (2X_2 + X_3) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) -$$

$$-(c_r - c_{1r}) \{d_{1x} X_3^2 + [X_2 (d_x + d_{1x}) - c_{2r}] X_3\} + X_3^2 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + (c_x - c_{1x}) \{d_{1r} X_3^2 + [X_2 (d_r + d_{1r}) + c_{2x}] X_3\};$$

$$C_4 = (c_{2r} D_r + c_{2x} D_x) X_3^2.$$

$$X_2 = \frac{(c_{2r}-X_4 d_{1x}-X_1 D_x) X_3+c_{2r}(X_1+X_4)+X_1 X_4(d_x-X_3 b_r)}{(X_1+X_3+X_4) D_x+X_4 b_r(X_1+X_3)}; X_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4 A_3 C_3}}{2 A_3}, \quad (23)$$

$$\text{где } A_3 = X_4 (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + d_{1r} (b_r X_4^2 + c_{2r}) + d_{1x} (b_x X_4^2 + c_{2x}) - (c_{2r} - X_4 d_{1x}) (c_{1r} - c_r + d_r) - (c_{2x} + X_4 d_{1r}) (c_{1x} - c_x + d_x);$$

$$B_3 = [2(c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x} - c_{1r} c_{2r} - c_{1x} c_{2x} - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x) - X_4 (c_r d_{1x} - c_x d_{1r} - c_{1r} d_{1x} + c_{1x} d_{1r})] (X_1 + X_4) +$$

$$+2(c_r c_{2r} + c_x c_{2x}) (X_1 + X_4) + X_4 (2X_1 + X_4) (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_4^2 \{X_1 [b_r (c_r - c_{1r}) + b_x (c_x - c_{1x})] - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}\} +$$

$$+X_1 X_4 [d_x (c_r - c_{1r}) - d_r (c_x - c_{1x})]; C_3 = (X_1 + X_4)^2 (D_r c_{2r} + c_{2x} D_x) - X_1^2 X_4^2 (b_r d_r + b_x d_x) +$$

$$+X_1 X_4 (X_1 + X_4) [(c_r - c_{1r} + d_{1r}) d_x + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r (c_x - c_{1x} + d_{1x})].$$

$$X_2 = \frac{(c_{2r}-X_4 d_{1x}-X_1 D_x) X_3+c_{2r}(X_1+X_4)+X_1 X_4(d_x-X_3 b_r)}{(X_1+X_3+X_4) D_x+X_4 b_r(X_1+X_3)}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (24)$$

$$\text{где } A_4 = [c_{2x} + X_3 (d_{1r} - X_1 b_x) - X_1 d_r] (c_x - c_{1x}) + (c_r - c_{1r}) [c_{2r} - X_3 (d_{1x} + X_1 b_r) + X_1 d_x] - (X_1 - X_3) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) -$$

$$-X_1^2 (b_r d_r + b_x d_x) + X_3^2 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + (b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (X_1 + X_3) - c_{2r} (d_r - d_{1r}) - c_{2x} (d_x - d_{1x});$$

$$B_4 = \{2(c_{2r} D_r + c_{2x} D_x) + X_1 [d_x (c_r - c_{1r}) - d_r (c_x - c_{1x})] - X_3 [d_{1x} (c_r - c_{1r}) - d_{1r} (c_x - c_{1x})]\} (X_1 + X_3) +$$

$$+(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) (X_1 + X_3)^2 - (X_1^2 - X_3^2) (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}); C_4 = (X_1 + X_3)^2 (D_r c_{2r} + c_{2x} D_x).$$

$$X_3 = \frac{(c_{2r}-X_2 D_x)(X_1+X_4)+X_1 X_4(d_x-X_2 b_r)}{(D_x+X_4 b_r)(X_1+X_2)+X_4 d_{1x}-c_{2r}}; X_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4 A_4 C_4}}{2 A_4}, \quad (25)$$

$$\text{где } A_4 = \{X_2 [(c_x - c_{1x}) b_x + b_r (c_r - c_{1r})] + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}\} (X_1 + X_2) + X_2 [(c_r - c_{1r}) d_{1x} - d_{1r} (c_x - c_{1x})] -$$

$$-(b_r d_r + b_x d_x) (X_1 + X_2)^2 + X_2^2 (b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}; B_4 = X_1 (c_r d_x - c_x d_r) (X_1 + X_2) +$$

$$+(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - c_{1r} d_x + c_{1x} d_r) X_1^2 + X_1 [c_{2r} (c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) + c_{2x} (c_x - c_{1x} + 2d_{1x})] - X_1 (d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) (X_1 + 2X_2) -$$

$$-X_1 X_2 [c_{1r} d_x - c_{1x} d_r - d_{1x} (c_r - c_{1r}) + d_{1r} (c_x - c_{1x})]; C_4 = (c_{2r} D_r + c_{2x} D_x) X_1^2.$$

4. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЛЕКСНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ

Пусть теперь взаимосвязь (10) используется для варианта применения согласующих комплексных четырёхполюсников. Если при этом в качестве СЧ используется последовательно включённое комплексное сопротивление Z_1 (рисунок 6а), то зависимость этого сопротивления от частоты, удовлетворяющая взаимосвязи (10), определяется следующим образом:

$$Z_1 = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (26)$$

Параллельно - включённое сопротивление Z_1 (рисунок 6б):

$$Z_1 = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (27)$$

Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 6в):

$$Z_1 = \frac{C_2 + D_1 Z_2}{C_1 - C + D - D_1 - B Z_2}. \quad (28)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1(C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + B Z_1}. \quad (29)$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 6г):

$$Z_1 = \frac{(C - C_1 - D + D_1) Z_2 + C_2}{D - B Z_2}. \quad (30)$$

$$Z_2 = \frac{D Z_1 - C_2}{C - C_1 - D + D_1 + B Z_1}. \quad (31)$$

Т-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 6д):

$$Z_1 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - B Z_3) Z_2 - C_2 - D_1 Z_3}{B(Z_2 + Z_3) - D}. \quad (32)$$

$$Z_2 = \frac{D Z_1 - C_2 - Z_3(D_1 + B Z_1)}{(Z_1 + Z_3)B + C - C_1 - D + D_1}. \quad (33)$$

$$Z_3 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - B Z_1) Z_2 + D Z_1 - C_2}{D_1 + B(Z_1 + Z_2)}. \quad (34)$$

Π-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 6е):

$$Z_1 = \frac{(Z_2 + Z_3)C_2 + D_1 Z_2 Z_3}{(C_1 - C + D - D_1 - B Z_2)Z_3 + D Z_2 - C_2}. \quad (35)$$

$$Z_2 = \frac{(C_1 - C + D - D_1)Z_1 Z_3 - (Z_1 + Z_3)C_2}{(D_1 + B Z_1)Z_3 + C_2 - D Z_1}. \quad (36)$$

$$Z_3 = \frac{D Z_1 Z_2 - C_2(Z_1 + Z_2)}{(C - C_1 - D + D_1 + B Z_2)Z_1 + C_2 + D_1 Z_2}. \quad (37)$$

Перекрытое Т-образное звено из четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 7а):

$$Z_1 = \frac{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_3 + Z_4) - Z_3 Z_4(D_1 + B Z_2)}{(C - C_1 - D + D_1 + B Z_4)(Z_2 + Z_3) + C_2 - D Z_4}. \quad (38)$$

$$Z_2 = \frac{(D Z_1 - C_2)(Z_3 + Z_4) - C_2 Z_1 - Z_3[D_1(Z_1 + Z_4) + Z_1(C - C_1 + B Z_4)]}{(C - C_1 - D + D_1)(Z_1 + Z_3 + Z_4) + B Z_4(Z_1 + Z_3)}. \quad (39)$$

$$Z_3 = \frac{[(C_1 - C + D - D_1)Z_2 - C_2](Z_1 + Z_4) + Z_1Z_4(D - BZ_2)}{(C - C_1 - D + D_1 + BZ_4)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1Z_4}. \quad (40)$$

$$Z_4 = \frac{(C_1 - C + D - D_1)[Z_2(Z_1 + Z_3) + Z_1Z_3] - C_2(Z_1 + Z_3)}{(BZ_3 - D)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_1)}. \quad (41)$$



Рис. 6. Синтезированные комплексные СЧ для многокаскадных устройств
Два Г-образных звена из четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 7б):

$$Z_1 = \frac{(C_2 + D_1Z_4)(Z_2 + Z_3) + D_1Z_2Z_3}{D(Z_2 + Z_3) - C_2 - Z_3(C - C_1 + BZ_4) - (D_1 + BZ_2)(Z_3 + Z_4)}. \quad (42)$$

$$Z_2 = \frac{(C_1 - C + D - D_1 - BZ_4)Z_1Z_3 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_3)}{C_2 - DZ_1 + (D_1 + BZ_1)(Z_3 + Z_4)}. \quad (43)$$

$$Z_3 = \frac{(D - BZ_4)Z_1Z_2 - (C_2 + D_1Z_4)(Z_1 + Z_2)}{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_4) + C_2 + Z_1(C - C_1 - D + D_1)}. \quad (44)$$

$$Z_4 = \frac{[DZ_2 - Z_3(C - C_1 - D + D_1 + BZ_2)]Z_1 - [(C_2 + D_1Z_3)(Z_1 + Z_2) + C_2Z_3]}{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + D_1Z_1}. \quad (45)$$

Два обратных Г-образных звена из двухполюсников $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 7в):

$$Z_1 = \frac{[D_1(Z_2 + Z_3) + Z_2(C - C_1 + BZ_3)]Z_4 + C_2Z_2 + (C_2 - DZ_2)(Z_3 + Z_4)}{(D - BZ_4)(Z_2 + Z_3) + DZ_4}. \quad (46)$$

$$Z_2 = \frac{(DZ_1 - C_2)(Z_3 + Z_4) - Z_3Z_4(D_1 + BZ_1)}{(BZ_4 - D)(Z_1 + Z_3) + C_2 + Z_4(C - C_1 - D + D_1)}. \quad (47)$$

$$Z_3 = \frac{(DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_4) - Z_2Z_4(C - C_1 - D + D_1 + BZ_1)}{(BZ_4 - D)(Z_1 + Z_2) + C_2 + D_1Z_4}. \quad (48)$$

$$Z_4 = \frac{(DZ_1 - C_2)(Z_2 + Z_3) + DZ_2Z_3}{(D_1 + BZ_1)(Z_2 + Z_3) + C_2 - D(Z_1 + Z_2) + Z_2(C - C_1 + BZ_3)}. \quad (49)$$

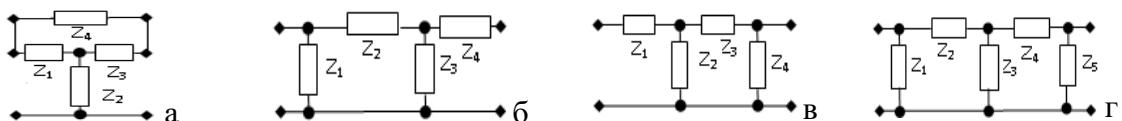


Рис. 7. Синтезированные комплексные СЧ для многокаскадных устройств
(продолжение)

Г-образное и П-образное звенья из двухполюсников $Z_{1,2,3,4,5}$ (рисунок 7г):

$$Z_1 = \frac{(C_2 + D_1Z_5)[Z_2(Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4] + C_2Z_5(Z_2 + Z_3)}{[Z_2(D - BZ_5) - C_2 - DZ_5](Z_3 + Z_4) + Z_3Z_4(D - BZ_5) + Z_5[(C_1 - C + D)Z_3 + DZ_2 - C_2]}. \quad (50)$$

$$Z_2 = \frac{[DZ_4 - C_2 - Z_5(C - C_1 - D + D_1 + BZ_4)]Z_1Z_3 - (Z_1 + Z_3)[C_2(Z_4 + Z_5) + Z_4Z_5D_1]}{(C_2 - DZ_1)(Z_3 + Z_4 + Z_5) + Z_5(D_1 + BZ_1)(Z_3 + Z_4)}. \quad (51)$$

$$Z_3 = \frac{[D(Z_4 + Z_5) - Z_4 Z_5 B] Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2) [C_2 (Z_4 + Z_5) + Z_4 Z_5 D_1]}{[C_2 - D Z_1 + Z_5 (D_1 + B Z_1)] (Z_2 + Z_4) + C_2 (Z_1 + Z_5) + Z_1 Z_5 (C - C_1 - D + D_1)}. \quad (52)$$

$$Z_4 = \frac{[(C_1 - C + D - D_1 - B Z_2) Z_1 - C_2 - D_1 Z_2] Z_3 Z_5 - (Z_3 + Z_5) [C_2 (Z_1 + Z_2) - D Z_1 Z_2]}{(C_2 + D_1 Z_5) (Z_1 + Z_2 + Z_3) - Z_1 (D - B Z_5) (Z_2 + Z_3)}. \quad (53)$$

$$Z_5 = \frac{(D Z_1 - C_2) [(Z_2 + Z_3) Z_4 + Z_2 Z_3] - C_2 Z_1 (Z_3 + Z_4)}{(C_2 - D Z_1 + Z_4 (D_1 + B Z_1)) (Z_2 + Z_3) + D_1 [(Z_3 + Z_4) Z_1 + Z_2 Z_3] + Z_1 [C_2 + Z_3 (C - C_1 + B Z_2)]}. \quad (54)$$

Использование комплексных четырёхполюсников не имеет границ областей физической реализуемости заданных значений частот генерации.

5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РЕАКТИВНЫХ И КОМПЛЕКСНЫХ СЧ

Для определения значений параметров квазиоптиимальных двухполюсников необходимо в соответствии с методом интерполяции выбрать схему двухполюсника, найти его сопротивление и приравнять оптимальному значению сопротивления из (12)-(54) на заданных частотах, соответствующих определённому уровню управляющего сигнала. Затем надо разделить мнимые и действительные части, а полученную таким образом систему уравнений решить относительно выбранных параметров. В работах [9,10] показано, что таким образом можно обеспечить совпадение сопротивлений оптимальных и реальных двухполюсников на двух частотах. Дальнейшее увеличение количества частот, на которых вероятно обеспечение совпадения реальных и оптимальных частотных характеристик комплексных двухполюсников, возможно с помощью оптимизации параметров обобщённых квазиоптиимальных реактивных двухполюсников, входящих в состав квазиоптиимальных комплексных двухполюсников (рисунок 8).



Рис. 8. Обобщённые квазиоптиимальные комплексные двухполюсники.

Приравняем оптимальное комплексное сопротивление $z=r+jx$ зависимости сопротивления двухполюсника (рисунок 8а) от частоты. Получим исходное уравнение:

$$z=r+jx=\left(\frac{R_0jX_0}{R_0+jX_0}+R\right)jX\left(\frac{R_0jX_0}{R_0+jX_0}+R+jX\right)^{-1}. \quad (55)$$

После разделения (55) на действительную и мнимую части получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X_0=\frac{\pm R_0 \sqrt{-R(R+R_0)(r^2+x^2-Rr)[r^2+x^2-r(R+R_0)]}}{(R+R_0)[r^2+x^2-r(R+R_0)]}; \quad X=\frac{(R+R_0)Rx \pm \sqrt{-R(R+R_0)(r^2+x^2-Rr)[r^2+x^2-r(R+R_0)]}}{(R-r)^2+R(R-r)+x^2}. \quad (56)$$

Аналогично для второго двухполюсника (рисунок 8б):

$$z=r+jx=\left(\frac{R_0jX_0}{R_0+jX_0}+jX\right)R\left(\frac{R_0jX_0}{R_0+jX_0}+R+jX\right)^{-1}. \quad (57)$$

$$X_0=\frac{\pm R_0\sqrt{-R(r^2+x^2-Rr)[R_0(R-r)^2+x^2(R+R_0)-rR(R-r)]}}{R_0(R-r)^2+x^2(R+R_0)-rR(R-r)}; X=\frac{R^2x\pm\sqrt{-R(r^2+x^2-Rr)[R_0(R-r)^2+x^2(R+R_0)-rR(R-r)]}}{(R-r)^2+x^2}. \quad (58)$$

Для третьего двухполюсника (рисунок 8в):

$$z=r+jx=\frac{R(R_0+jX_0)}{R+R_0+jX_0}+jX; \quad (59)$$

$$X_0=\mp\sqrt{\frac{(R+R_0)[R(r-R_0)+R_0r]}{R-r}}; X=x+\frac{\pm\sqrt{(R+R_0)(R-r)[R(r-R_0)+R_0r]}}{R+R_0}. \quad (60)$$

Для четвёртого двухполюсника (рисунок 8г):

$$z=r+jx=\frac{(R_0+jX_0)jX}{R_0+jX_0+jX}+R; \quad (61)$$

$$X_0=\mp\sqrt{\frac{-R_0[(R-r)^2+R_0(R-r)+x^2]}{R-r}}; X=\frac{R_0x\pm\sqrt{-R_0(R-r)[(R-r)^2+R_0(R-r)+x^2]}}{R+R_0-r}. \quad (62)$$

Таким образом, по крайней мере, для четырёх вариантов обобщённых квазиоптимальных двухполюсников (рисунок 8) задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z=r+jx$ от частоты может быть сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников (рисунок 9) от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников.

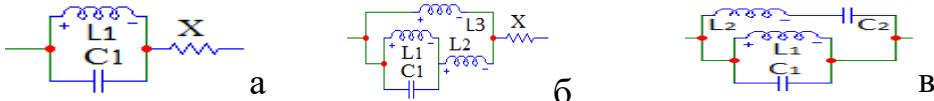


Рис. 9. Синтезированные «двуихчастотные» (а), «трёхчастотные» (б) и «четырёхчастотные» квазиоптимальные двухполюсники.

Исходная система уравнений для двухполюсника на рисунке 9а:

$$\left(\frac{\omega_n L_1 X_n}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1}\right) \left(X_n + \frac{\omega_n L_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1}\right)^{-1} = x_n; \quad n=1,2; \quad \omega_n = 2\pi f_n. \quad (63)$$

Решение (63):

$$L_1 = \frac{x_1 x_2 X_1 X_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 [X_1 X_2 (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2) - x_1 x_2 (\omega_1 X_1 - \omega_2 X_2)]}; \quad C_1 = \frac{X_1 X_2 (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1) + x_1 x_2 (\omega_2 X_1 - \omega_1 X_2)}{x_1 x_2 X_1 X_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}. \quad (64)$$

Исходная система уравнений для двухполюсника на рисунке 9б:

$$\left(\frac{\omega_n L_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \omega_n L_2 \right) \omega_n L_3 \left(\frac{\omega_n L_1}{1 - \omega_n^2 L_1 C_1} + \omega_n L_2 + \omega_n L_3 \right)^{-1} = x_n; n=1,2,3; \omega_n = 2\pi f_n. \quad (65)$$

Решение (61) для двух частот интерполяции:

$$L_1 = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[(L_2 + L_3)x_1 - L_2 L_3 \omega_1][(L_2 + L_3)x_2 - L_2 L_3 \omega_2]}{[(L_2 + L_3)x_1 x_2 - L_2 L_3 (\omega_1 x_2 + \omega_2 x_1 - L_3 \omega_1 \omega_2)](\omega_1^2 - \omega_2^2) - L_3^2 \omega_1 \omega_2 (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)}; \quad (66)$$

$$C_1 = \frac{L_3^2 (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)[(L_2 + L_3)x_1 - L_2 L_3 \omega_1][(L_2 + L_3)x_2 - L_2 L_3 \omega_2]}.$$

Дополнительная формула к (66) для трёх частот:

$$L_2 = \frac{L_3 [(\omega_3^2 - \omega_1^2)\omega_2 x_1 x_3 + (\omega_1^2 - \omega_2^2)\omega_3 x_1 x_2 + (\omega_2^2 - \omega_3^2)\omega_1 x_2 x_3]}{(\omega_1^2 - \omega_3^2)(\omega_2 x_1 x_3 + L_3 \omega_1 \omega_3 x_2) - (\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_3 x_1 x_2 + L_3 \omega_1 \omega_2 x_3) - (\omega_2^2 - \omega_3^2)(\omega_1 x_2 x_3 + L_3 \omega_2 \omega_3 x_1)}. \quad (67)$$

Исходная система уравнений для двухполюсника из параллельного колебательного контура, параллельно соединённого с последовательным колебательным контуром (рисунок 9в):

$$\left[\frac{1 - \omega_n^2 L_1 C_1}{-\omega_n L_1} + \frac{\omega_n C_2}{1 - \omega_n^2 L_2 C_2} \right]^{-1} (-1) = x_n, \quad n=1,2,3,4. \quad (68)$$

Решение (64), полученное для четырёх частот интерполяции:

$$C_2 = \frac{\omega_2 x_1 [1 - (B + A - \omega_1^2 AB)\omega_1^2](1 - \omega_2^2 B) - \omega_1 x_2 (1 - \omega_1^2 B)[1 - (B + A - \omega_2^2 AB)\omega_2^2]}{x_1 x_2 \{[1 - (B + A - \omega_2^2 AB)\omega_2^2]\omega_1^2 - \omega_2^2 [1 - (B + A - \omega_1^2 AB)\omega_1^2]\}}, \quad (69)$$

$$L_1 = x_1 x_2 \frac{\omega_1^2 (1 + \omega_2^4 AB) - \omega_2^2 (1 + \omega_1^4 AB)}{\omega_1 \omega_2 [\omega_1 x_1 (1 - \omega_2^2 B) - \omega_2 x_2 (1 - \omega_1^2 B)]}; \quad C_1 = \frac{A}{L_1}; \quad L_2 = \frac{B}{C_2},$$

$$\text{где } B = \frac{-Y \pm \sqrt{Y^2 - 4XZ}}{2X}; \quad A = \frac{a_1 B + b_1}{(c_1 B + d_1) B \omega_1 \omega_2 \omega_3} = \frac{a_2 B + b_2}{(c_2 B + d_2) B \omega_1 \omega_2 \omega_4},$$

$$X = \omega_4 a_1 c_2 - \omega_3 a_2 c_1; \quad Y = \omega_4 a_1 d_2 - \omega_3 a_2 d_1 + \omega_4 b_1 c_2 - \omega_3 b_2 c_1; \quad Z = \omega_4 b_1 d_2 - \omega_3 b_2 d_1;$$

$$a_1 = \omega_1^3 x_2 x_3 (\omega_2^2 - \omega_3^2) + \omega_2^3 x_1 x_3 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_3^3 x_1 x_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2); \quad b_1 = \omega_1 x_2 x_3 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_1 x_3 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + \omega_3 x_1 x_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2);$$

$$c_1 = \omega_1^2 \omega_2 \omega_3 x_k x_3 (\omega_2^2 - \omega_3^2) + \omega_2^2 \omega_1 \omega_3 x_1 x_3 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + \omega_3^2 \omega_1 \omega_2 x_1 x_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2);$$

$$d_1 = \omega_2 \omega_3 x_2 x_3 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + \omega_1 \omega_3 x_1 x_3 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + \omega_1 \omega_2 x_1 x_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2);$$

$$a_2 = \omega_1^3 x_2 x_4 (\omega_2^2 - \omega_4^2) + \omega_2^3 x_1 x_4 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_4^3 x_1 x_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2); \quad b_2 = \omega_1 x_2 x_4 (\omega_4^2 - \omega_2^2) + \omega_2 x_1 x_4 (\omega_1^2 - \omega_4^2) + \omega_4 x_1 x_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2);$$

$$c_2 = \omega_1^2 \omega_2 \omega_4 x_2 x_4 (\omega_2^2 - \omega_4^2) + \omega_2^2 \omega_1 \omega_4 x_1 x_4 (\omega_4^2 - \omega_1^2) + \omega_4^2 \omega_1 \omega_2 x_1 x_2 (\omega_1^2 - \omega_2^2);$$

$$d_2 = \omega_2 \omega_4 x_2 x_4 (\omega_4^2 - \omega_2^2) + \omega_1 \omega_4 x_1 x_4 (\omega_1^2 - \omega_4^2) + \omega_1 \omega_2 x_1 x_2 (\omega_2^2 - \omega_1^2).$$

Решение (63)-(69) имеет также и самостоятельное значение для реализации оптимальных зависимостей реактивных сопротивлений от частоты (11)-(24). Если уровень управляющего сигнала не учитывается, то использование описанного подхода обеспечивает одновременную генерацию на заданных частотах.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проверка полученных результатов в системе «MathCad» показало справедливость всех полученных результатов в виде оптимальных (12)-(54) и квазиоптимальных (55)-(69) математических моделей двухполюсников комплексных и реактивных СЧ. Минимальное количество двухполюсников реактивных (комплексных) СЧ с оптимальными значениями параметров для двухуровневых многокаскадных манипуляторов амплитуды и фазы с неодинаковыми каскадами равно двум (одному). Каждый реактивный двухполюсник состоит из числа элементов, не меньшего числа частот манипуляции. Таким образом, разработанный подход к параметрическому синтезу можно применять для технического проектирования частотных манипуляторов с неодинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ. Для всех типов манипуляторов необходимо обеспечить достаточно широкую полосу частот, потому, что это позволяет реализовать более короткое время переключения из одного состояния в другое, чем время нахождения в каждом из состояний [11].

ЛИТЕРАТУРА

1. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Физика волновых процессов и радиотехнические системы, г. Самара: ПГУТИ, 2021, 24(3). – С.63-70
2. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Инфокоммуникационные технологии. г. Самара: ПГУТИ, 2021, 19(4). – С.479-487
3. Головков А.А. Математическое моделирование многокаскадных частотных манипуляторов с одинаковыми каскадами. Статья в данном сборнике.
4. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиоустройств отражательного типа с заданным количеством неодинаковых каскадов «согласующий четырёхполюсник - нелинейная часть». Сборник докладов 30-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж: ВГУ, 2024, Т. 5. –С. 200-210
5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиоустройств отражательного типа с заданным количеством неодинаковых каскадов «нелинейная часть- согласующий четырёхполюсник». Сборник докладов 30-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж: ВГУ, 2024, Т.5. – С. 188-199
6. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.
7. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018, Т.1. – 588с.
8. Полак Э. Численные методы оптимизации / Э. Полак –М.: Мир, 1974. –376с.
9. Головков А.А. Математическое моделирование многокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов с одинаковыми каскадами. Статья в данном сборнике.
10. Головков А.А. Математическое моделирование многокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов с неодинаковыми каскадами. Статья в данном сборнике.
11. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970, Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Fomin A.V. Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. Physics of wave processes and radio engineering systems. Samara: PSYTI, 2021, 24 (3). – Pp.63-70
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Fomin A.V. «Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part». Information communication technologies. Samara: PSYTI. 2021, 19(4).-Pp.479-487
3. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicasade frequency manipulators with identical cascades. Article in the given collection.
4. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio devices of reflective type with the set quantity of unequal cascades « the coordination two-port network - a nonlinear part». The collection of reports of 30th International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh: VSU, 2024, T. 5. – Pp. 200-210
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio devices of reflective type with the set quantity of unequal cascades «a nonlinear part - the coordination two-port network». The collection of reports of 30th International scientific and technical conference "the Radar-location, navigation, communication", Voronezh: VSU, 2024, 5. – Pp. 188-199
6. Gurevich I.V.bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. – 368 p.
7. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: MESC AF, 2018, vol.1. – 588p.
8. Polak E. Number optimisation methods / M: the World, 1974. – 376p.
9. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicasade peak-phase manipulators with identical cascades. Article in the given collection.
10. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicasade peak-phase manipulators with unequal cascades. Article in the given collection.
11. The directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. M: Energy, 1970, vol. 3. – 413p.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С ОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

А.А. Головков

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

Аннотация. Использован ранее разработанный алгоритм параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одним состоянием нелинейного элемента для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи и сопротивлений двухполюсников комплексных согласующих четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения двухуровневой и трёхуровневой манипуляции амплитуды и фазы высокочастотного сигнала при минимальном количестве двухполюсников. Показано, что для реализации этих режимов необходимо наличие минимум двух и трёх двухполюсников с оптимальными значениями параметров соответственно. Получены формулы для определения параметров четырёх структур квазиоптимальных двухполюсников, обеспечивающих совпадение своих комплексных сопротивлений с оптимальными значениями на двух частотах.

Ключевые слова: параметрический синтез комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

MATHEMATICAL MODELLING OF MULTICASCADE PEAK-PHASE MANIPULATORS WITH IDENTICAL CASCADES

A.A. Golovkov

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

The summary. Earlier developed algorithm of parametrical synthesis of multicasade radio devices with one condition of a nonlinear element for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer and resistance of two-poles complex согласующих two-port networks, optimum by criterion of maintenance of two-level and three-level manipulation of amplitude and a phase of a high-frequency signal is used at a minimum quantity of two-poles. It is shown, that for realisation of these modes presence a minimum of two and three two-poles with optimum values of parametres accordingly is necessary. Formulas for definition of parametres of four structures the kvasioptimum the two-poles providing coincidence of the complex resistance with optimum values on two frequencies are received.

Keywords: parametrical synthesis of the complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicascade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-3] рассмотрена возможность параметрического синтеза перспективных многокаскадных радиоустройств (демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, усилителей, динамических звеньев систем регулирования и т.д.). Такие устройства состоят из произвольного количества N одинаковых каскадов типа «нелинейная часть-согласующий четырёхполюсник» (НЧ-СЧ) или СЧ-НЧ между источником сигнала и нагрузкой с сопротивлениями $z_0 = r_0 + jx_0$; $z_h = r_h + jx_h$. Каскады между собой соединены

с использованием того же вида обратной связи, по которому соединены нелинейный элемент (НЭ) и цепь обратной связи (ЦОС) (рисунки 1, 2).

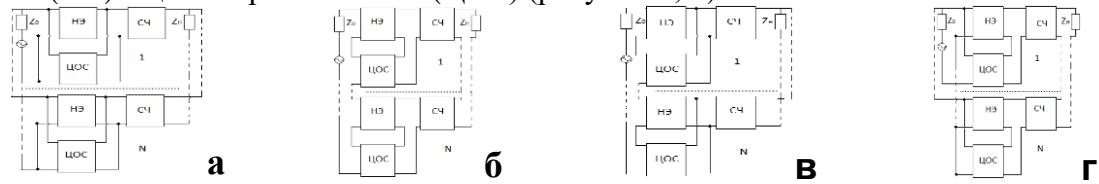


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между источником сигнала и СЧ.

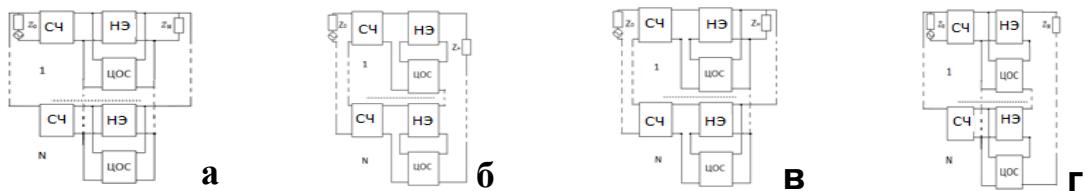


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между СЧ и нагрузкой.

В данной работе делается попытка решения задачи определения минимального количества двухполюсников СЧ и значений их параметров, оптимальных по критерию обеспечения требуемых зависимостей модулей m_n и фаз φ_n передаточных функций H_n от частоты в заданных состояниях нелинейного элемента, определяемых n уровнями управляющего сигнала (здесь и далее аргументы опущены):

$$H_n = m_n (\cos \varphi_n + j \sin \varphi_n) \quad (1)$$

Уравнение (1) связывает передаточные функции, характеризующие синтезируемое многокаскадное радиоустройство в определённом состоянии, и требования к частотным характеристикам (АЧХ и ФЧХ) этого устройства. Поэтому (1) будем называть характеристическим уравнением относительно параметров многокаскадного радиоустройства.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА АДИОУСТРОЙСТВ ДЛЯ ОДНОГО СОСТОЯНИЯ

Рассмотрим структурные схемы, изображённые на рисунках 1а-1г. Будем использовать известные правила применения матриц различных параметров для описания четырёхполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ - СЧ» [1-5]. Для варианта структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связью (рисунок 1а) комплексные элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада можно записать следующим образом:

$$a_y = \frac{-y_{22}}{y_{21}}; b_y = \frac{1}{y_{21}}; c_y = \frac{-(y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21})}{y_{21}}; d_y = \frac{y_{11}}{y_{21}}, \quad (2)$$

где $y_{11} = y_{11}^{H_0} + y_{11}^{OC}$; $y_{12} = y_{12}^{H_0} + y_{12}^{OC}$; $y_{21} = y_{21}^{H_0} + y_{21}^{OC}$; $y_{22} = y_{22}^{H_0} + y_{22}^{OC}$ - известные суммарные элементы матрицы проводимостей НЧ (НЭ и ЦОС).

Если положить $a_y = d_y = 1$; $c_y = b_y = 0$ (НЧ отсутствует), то здесь и далее все результаты работы можно использовать для синтеза различных многокаскадных фильтров, устройств для согласования произвольных сопротивлений, корректирующих и фазовых устройств, динамических звеньев автоматических систем управления и регулирования и т.д. Если положить $a_y = d_y = 1$; $c_y = 0; b_y = z = r + jx$, то это соответствует использованию диода в качестве нелинейного элемента, включённого последовательно. Если $a_y = d_y = 1$; $c_y = y = g + jb; b_y = 0$, то это соответствует использованию диода в качестве нелинейного элемента, включённого параллельно.

Перемножим матрицы передачи НЧ и СЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи и общую матрицу проводимостей каскада:

$$A_k = \begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{vmatrix}, Y_k = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где $A_1 = aa_y + b_y c; B_1 = ba_y + b_y d; C_1 = ac_y + d_y c; D_1 = bc_y + d_y d;$

$$Y_{11} = \frac{D_1}{B_1}; Y_{12} = \frac{-(AD_1 - B_1 C_1)}{B_1}; Y_{21} = \frac{1}{B_1}; Y_{22} = \frac{-A_1}{B_1}.$$

Воспользуемся общим выражением для передаточной функции [1].

$$H = \frac{z_n}{a_o z_n + b_o + c_o z_0 z_n + d_o z_0}, \quad (4)$$

где a_o, b, c_o, d_o -элементы общей матрицы передачи всего радиоустройства.

Общая матрица проводимостей всех N каскадов находится путём суммирования матриц проводимостей отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = \frac{Nz_n}{(b + Naz_n)(a_y + Nc_y z_0) + (d + Ncz_n)(b_y + Nd_y z_0)}. \quad (5)$$

Подставим (5) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи РЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = Bb + Cc + Dd + E, \quad (6)$$

$$\text{где } B = \frac{-1}{Nz_n}; C = -\frac{b_y + Nd_y z_0}{a_y + Nc_y z_0}; D = \frac{-(b_y + Nd_y z_0)}{Nz_n(a_y + Nc_y z_0)}; E = \frac{1}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](a_y + Nc_y z_0)}.$$

Аналогичные операции проведём и для остальных вариантов. При использовании последовательной по току ЦОС (рисунок 1б) элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада удобно выразить через элементы матрицы сопротивлений:

$$a_y = \frac{z_{11}}{z_{21}}; b_y = \frac{-(z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21})}{z_{21}}; c_y = \frac{1}{z_{21}}; d_y = \frac{-z_{22}}{z_{21}}, \quad (7)$$

где $z_{11} = z_{11}^{n\sigma} + z_{11}^{oc}; z_{12} = z_{12}^{n\sigma} + z_{12}^{oc}; z_{21} = z_{21}^{n\sigma} + z_{21}^{oc}; z_{22} = z_{22}^{n\sigma} + z_{22}^{oc}$ -известные суммарные элементы матрицы сопротивлений НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи НЧ и СЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую матрицу сопротивлений каскада:

$$Z_k = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}, \quad (8)$$

$$\text{где } Z_{11} = \frac{A_1}{C_1}; Z_{12} = \frac{-(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{C_1}; Z_{21} = \frac{1}{C_1}; Z_{22} = \frac{-D_1}{C_1}.$$

Общая матрица сопротивлений всех N каскадов находится путём суммирования матриц сопротивлений отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd + cz_n)(Nb_y + d_y z_0) + (Nb + az_n)(Na_y + c_y z_0)}. \quad (9)$$

Подставим (9) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (6) элементов классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию (1), но с другими коэффициентами:

$$B = \frac{-N}{z_n}; C = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{Na_y + c_y z_0}; D = -\frac{N(Nb_y + d_y z_0)}{z_n(Na_y + c_y z_0)}; E = \frac{N}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Na_y + c_y z_0)}. \quad (10)$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рисунок 1в) элементы классической матрицы передачи НЧ одного каскада целесообразно определить через элементы смешанной матрицы h :

$$a_y = \frac{-(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}{h_{21}}; b_y = \frac{h_{11}}{h_{21}}; c_y = \frac{-h_{22}}{h_{21}}; d_y = \frac{1}{h_{21}}, \quad (11)$$

где $h_{11} = h_{11}^{ho} + h_{11}^{oc}$; $h_{12} = h_{12}^{ho} + h_{12}^{oc}$; $h_{21} = h_{21}^{ho} + h_{21}^{oc}$; $h_{22} = h_{22}^{ho} + h_{22}^{oc}$ - известные суммарные элементы смешанной матрицы h НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи НЧ и СЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую смешанную матрицу H_k каскада:

$$H_k = \begin{vmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{vmatrix}, \quad (12)$$

$$\text{где } H_{11} = \frac{B_1}{D_1}; H_{12} = \frac{(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{D_1}; H_{21} = \frac{1}{D_1}; H_{22} = \frac{-C_1}{D_1}.$$

Общая смешанная матрица всех N каскадов находится путём суммирования смешанных матриц H_k отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = \frac{Nz_n}{(d + Ncz_n)(Nb_y + d_y z_0) + (Na_y + c_y z_0)(b + Naz_n)}. \quad (13)$$

Подставим (13) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (6) элементов классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию (1), но с уточнёнными коэффициентами:

$$B = \frac{-1}{z_n N}; C = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{Na_y + c_y z_0}; D = -\frac{Nb_y + d_y z_0}{z_n N(Na_y + c_y z_0)}; E = \frac{1}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Na_y + c_y z_0)}. \quad (14)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рисунок 1г) элементы классической матрицы передачи НЧ одного проще определить через элементы смешанной матрицы f :

$$a_y = \frac{1}{f_{21}}; b_y = \frac{-f_{22}}{f_{21}}; c_y = \frac{f_{11}}{f_{21}}; d_y = \frac{-(f_{11}f_{22} - f_{12}f_{21})}{f_{21}}, \quad (15)$$

где $f_{11} = f_{11}^{ho} + f_{11}^{oc}$; $f_{12} = f_{12}^{ho} + f_{12}^{oc}$; $f_{21} = f_{21}^{ho} + f_{21}^{oc}$; $f_{22} = f_{22}^{ho} + f_{22}^{oc}$ - известные суммарные элементы смешанной матрицы f НЧ (НЭ и ЦОС).

Перемножим матрицы передачи НЧ и СЧ одного каскада. Получим общую матрицу передачи (3) и общую смешанную матрицу F_k каскада:

$$F_k = \begin{vmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{vmatrix}, \quad (16)$$

$$\text{где } F_{11} = \frac{C_1}{A_1}; F_{12} = \frac{(A_1 D_1 - B_1 C_1)}{A_1}; F_{21} = \frac{1}{A_1}; F_{22} = \frac{-B_1}{A_1}.$$

Общая смешанная матрица всех N каскадов находится путём суммирования смешанных матриц F_k отдельных каскадов. Поэтому общая передаточная функция всего устройства может быть записана следующим образом:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nb + az_n)(a_y + Nc_y z_0) + (Nd + cz_n)(b_y + Nd_y z_0)}. \quad (17)$$

Подставим (17) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи (6) элементов классической матрицы передачи СЧ, оптимальной по критерию (1), но с новыми коэффициентами:

$$B = \frac{-N}{z_n}; C = -\frac{b_y + Nd_y z_0}{a_y + Nc_y z_0}; D = -\frac{N(b_y + Nd_y z_0)}{z_n(a_y + Nc_y z_0)}; E = \frac{N}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](a_y + Nc_y z_0)}. \quad (18)$$

Рассмотрим алгоритм синтеза радиоустройств, выполненных на основе структурных схем и каскадов типа «СЧ-НЧ», показанных на рисунке 2. Передаточная функция для схемы, представленной на рисунке 2а, имеет следующий вид:

$$H = \frac{Nz_n}{(b + Nd_z_0)(d_y + Nc_y z_n) + (a + Nc_z_0)(b_y + Na_y z_n)}. \quad (19)$$

Передаточная функция для схемы, показанной на рисунке 2б:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_y z_n)(Nb + dz_0) + (Nb_y + a_y z_n)(Na + cz_0)}. \quad (20)$$

Передаточная функция для схемы, изображённой на рисунке 2в:

$$H = \frac{Nz_n}{(d_y + Nc_y z_n)(dz_0 + Nb) + (cz_0 + Na)(b_y + Na_y z_n)}. \quad (21)$$

Передаточная функция для схемы, предъявленной на рисунке 2г:

$$H = \frac{Nz_n}{(Nd_y + c_y z_n)(b + Nd_z_0) + (a + Nc_z_0)(Nb_y + a_y z_n)}. \quad (22)$$

Поочерёдно подставим выражения для передаточных функций в (1). После решения характеристического уравнения получим взаимосвязь (6) между элементами классической матрицы передачи СЧ, оптимальные по критерию обеспечения заданных частотных характеристик радиоустройства, но с другими коэффициентами. Для схемы на рисунке 2а:

$$B = \frac{-(d_y + Nc_y z_n)}{b_y + Na_y z_n}; C = -Nz_0; D = -\frac{Nz_0(d_y + Nc_y z_n)}{b_y + Na_y z_n}; E = \frac{Nz_n}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_n)}. \quad (23)$$

Для схемы на рисунке 2б:

$$B = \frac{-(Nd_y + c_y z_n)}{Nb_y + a_y z_n}; C = -\frac{z_0}{N}; D = -\frac{z_0(Nd_y + c_y z_n)}{Nb_y + a_y z_n}; E = \frac{z_n}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_n)}. \quad (24)$$

Для схемы на рисунке 2в:

$$B = \frac{-(d_y + Nc_y z_n)}{b_y + Na_y z_n}; C = -\frac{z_0}{N}; D = -\frac{z_0(d_y + Nc_y z_n)}{N(b_y + Na_y z_n)}; E = \frac{z_n}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](b_y + Na_y z_n)}. \quad (25)$$

Для схемы на рисунке 2г:

$$B = \frac{-(Nd_y + c_y z_n)}{Nb_y + a_y z_n}; C = -Nz_0; D = -\frac{Nz_0(Nd_y + c_y z_n)}{Nb_y + a_y z_n}; E = \frac{Nz_n}{m[\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)](Nb_y + a_y z_n)}. \quad (26)$$

3. ОПТИМАЛЬНЫЕ ВЗАИМОСВЯЗИ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ КЛАССИЧЕСКОЙ МАТРИЦЫ ПЕРЕДАЧИ СЧ ДЛЯ ДВУХУРОВНЕВЫХ И ТРЁХУРОВНЕВЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Если требуется обеспечить заданные значения модулей $m_{1,2}$ и фаз $\varphi_{1,2}$ передаточной функции АФМ с одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ в двух состояниях нелинейного элемента, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала, необходимо взаимосвязи (6) записать для двух состояний, а полученную таким образом систему двух уравнений решить относительно двух элементов из a, b, c, d . Анализ показывает, что выбор искомых элементов не может быть произвольным, потому, что некоторые коэффициенты взаимосвязи (6) не зависят от параметров нелинейного элемента. Поэтому при сшивании решений (6) для различных состояний получаемые коэффициенты новых взаимосвязей оказываются неопределенными. Например, для радиоустройств с каскадами типа НЧ-СЧ (рисунок 1) коэффициент B является независимым от параметров нелинейного элемента. Следовательно, получаемую систему двух уравнений необходимо решать относительно таких элементов a, b, c, d , при выборе которых в знаменателях не образовывался ноль, например:

$$a = Bb + Cc + E; d = B_0b + C_0c + E_0, \quad (27)$$

$$\text{где } B = \frac{B_1 D_2 - B_2 D_1}{D_2 - D_1}; C = \frac{C_1 D_2 - C_2 D_1}{D_2 - D_1}; E = \frac{D_2 E_1 - D_1 E_2}{D_2 - D_1};$$

$$B_0 = \frac{B_1 - B_2}{D_2 - D_1}; C_0 = \frac{C_1 - C_2}{D_2 - D_1}; E_0 = \frac{E_1 - E_2}{D_2 - D_1}; B_{1,2}, C_{1,2}, D_{1,2}, E_{1,2} - \text{коэффициенты}$$

взаимосвязи (6) из (6), (10), (14), (18), записанные для двух состояний нелинейного элемента.

Для радиоустройств с каскадами типа СЧ-НЧ (рисунок 2) коэффициент C является независимым от параметров нелинейного элемента. Следовательно, получаемую систему двух уравнений необходимо решать относительно таких элементов a, b, c, d , при выборе которых в знаменателях не образовывался ноль, например:

$$a = Dd + Cc + E; b = D_0d + C_0c + E_0, \dots \quad (28)$$

$$\text{где } C = \frac{B_1 C_2 - B_2 C_1}{B_1 - B_2}; D = \frac{B_1 D_2 - B_2 D_1}{B_1 - B_2}; E = \frac{B_1 E_2 - B_2 E_1}{B_1 - B_2};$$

$$C_0 = \frac{C_2 - C_1}{B_1 - B_2}; D_0 = \frac{D_2 - D_1}{B_1 - B_2}; E_0 = \frac{E_2 - E_1}{B_1 - B_2}; B_{1,2}, C_{1,2}, D_{1,2}, E_{1,2} - \text{коэффициенты}$$

взаимосвязи (6) из (23)-(26), записанные для двух состояний нелинейного элемента.

Если требуется обеспечить заданные значения модулей $m_{1,2,3}$ и фаз $\varphi_{1,2,3}$ передаточной функции АФМ с одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ в

двух состояниях нелинейного элемента, определяемых тремя уровнями управляющего сигнала, необходимо взаимосвязи (6) записать для трёх состояний, а полученную таким образом систему трёх уравнений решить относительно трёх элементов из a, b, c, d , например:

$$d = A_0 a + B_0; b = C_0 a + D_0; c = E_0 a + F_0, \quad (29)$$

где $A_0 = \frac{(C_1 - C_2)B_3 + (C_2 - C_3)B_1 + B_2(C_3 - C_1)}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1};$

$$B_0 = \frac{(B_3C_2 - B_2C_3)E_1 + (B_1C_3 - B_3C_1)E_2 + (B_2C_1 - B_1C_2)E_3}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1};$$

$$C_0 = \frac{(D_1 - D_2)C_3 + (D_2 - D_3)C_1 + C_2(D_3 - D_1)}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1};$$

$$D_0 = \frac{(C_1D_3 - C_3D_1)E_2 + (C_2D_1 - C_1D_2)E_3 + E_1(C_3D_2 - C_2D_3)}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1};$$

$$E_0 = \frac{(D_2 - D_1)B_3 + (D_1 - D_3)B_2 + B_1(D_3 - D_2)}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1};$$

$$F_0 = \frac{(B_1D_2 - B_2D_1)E_3 + (B_2D_3 - B_3D_2)E_1 + E_2(B_3D_1 - B_1D_3)}{(B_3C_1 - B_1C_3)D_2 + (B_1C_2 - B_2C_1)D_3 + (B_2C_3 - B_3C_2)D_1}; B_{1,2,3}, C_{1,2,3}, D_{1,2,3}, E_{1,2,3} -$$

коэффициенты взаимосвязи (6) из (6), (10), (14), (18), (23)-(26), записанные для трёх состояний нелинейного элемента.

Для определения параметров типовых схем СЧ необходимо найти элементы a, b, c, d [4,5], а также коэффициенты B, C, D, E для взаимосвязей (27)-(29) с выбранным типом обратной связи и типом СЧ. На основе этих взаимосвязей надо составить системы уравнений с учётом количества состояний. При этом решение сформированной системы комплексных уравнений необходимо производить относительно сопротивлений двух или трёх двухполюсников. Количество возможных решений равно числу сочетаний по два или три из общего количества двухполюсников. В рамках развивающегося метода для реализации многоуровневого режима АФМ, удовлетворяющего взаимосвязям (27)-(29), можно использовать только комплексный базис. Решения получаются в виде ограничений на параметры части двухполюсников. Параметры остальных $M-2$ ($M-3$) двухполюсников, свободных от указанных ограничений, а также параметры ЦОС с помощью известных численных методов оптимизации [6] выбираются из условия обеспечения других критериев, например, из условия обеспечения заданной величины или формы полосы рабочих частот [5].

4. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РАЗЛИЧНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ДВУХУРОВНЕВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Если в качестве комплексного СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников с сопротивлениями $Z_{1,2}$ (рисунок 3а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, удовлетворяющие взаимосвязям (27), оптимальным по критерию обеспечения двухуровневой манипуляции параметров сигнала радиоустройством с каскадами НЧ-СЧ, определяются следующим образом:

$$Z_1 = \frac{C}{1 - BZ_2 - E}; Z_2 = \frac{1 - E - B_0C + BC_0 + Q}{2B}, \quad (30)$$

где $Q = \pm \sqrt{(1 - E - B_0C + BC_0)^2 + 4B(C - C_0 - CE_0 + C_0E)}.$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 3б):

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-E)-C}{BZ_2-1}; Z_2 = \frac{1-E_0-B_0C+BC_0+Q}{2[B(1-E_0)-B_0(1-E)]}, \quad (31)$$

где $Q = \pm\sqrt{(1-E_0-B_0C+BC_0)^2 - 4C_0[B(1-E_0)-B_0(1-E)]}$.

Т-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3в):

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-E-BZ_3)-C}{B(Z_2+Z_3)-1}; Z_2 = \frac{1-B_0C+BC_0-E_0-Z_3(2B-BE_0+B_0E)+Q}{2[B(1-E_0)-B_0(1-E)]}, \quad (32)$$

где $Q = \pm\sqrt{[1-B_0C+BC_0-E_0-Z_3(2B-BE_0+B_0E)]^2 - 4[B(1-E_0)-B_0(1-E)][BZ_3^2+(B_0C-BC_0-1)Z_3+C_0]}$.

$$Z_1 = \frac{Z_2(1-E-BZ_3)-C}{B(Z_2+Z_3)-1}; Z_3 = \frac{1-B_0C+BC_0-Z_2(2B-BE_0+B_0E)+Q}{2B}, \quad (33)$$

где $Q = \pm\sqrt{[1-B_0C+BC_0-Z_2(2B-BE_0+B_0E)]^2 - 4B[B(1-E_0)-B_0(1-E)]Z_2^2 + (B_0C-BC_0+E_0-1)Z_2+C_0}$.

$$Z_2 = \frac{Z_1(1-BZ_3)-C}{B(Z_1+Z_3)+E-1}; Z_3 = \frac{1-B_0C+BC_0-E+Z_1(B_0E-BE_0)+Q}{2B}, \quad (34)$$

где $Q = \pm\sqrt{[1-B_0C+BC_0-E+Z_1(B_0E-BE_0)]^2 + 4B[B_0Z_1^2+(BC_0-B_0C+E_0-1)Z_1+C(1-E_0)-C_0(1-E)]}$.

П-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3г):

$$Z_1 = \frac{C(Z_2+Z_3)}{(1-BZ_2-E)Z_3+Z_2-C}; Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (35)$$

где $A_2 = BZ_3^2 + (B_0C-BC_0-1)Z_3 + C_0$; $B_2 = (E-BC_0+B_0C-1)Z_3^2 + (2C_0+CE_0-C_0E)Z_3$;

$$C_2 = Z_3^2[C_0(1-E)-C(1-E_0)].$$

$$Z_1 = \frac{C(Z_2+Z_3)}{(1-BZ_2-E)Z_3+Z_2-C}; Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (36)$$

где $A_3 = BZ_2^2 + (E-BC_0+BC_0-1)Z_2 + C_0(1-E)-C(1-E_0)$;

$$B_3 = Z_2(2C_0+CE_0-C_0E)-Z_2^2(BC_0-B_0C+1); C_3 = C_0Z_2^2.$$

$$Z_2 = \frac{(1-E)Z_1Z_3-C(Z_1+Z_3)}{C-Z_1+BZ_1Z_3}; Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (37)$$

где $A_3 = [B_0(1-E)-B(1-E_0)]Z_1^2 + (E+BC_0-BC_0-1)Z_1 + C$;

$$B_3 = Z_1(CE_0-C_0E)-Z_1^2(E_0-BC_0+B_0C-1); C_3 = -C_0Z_1^2.$$

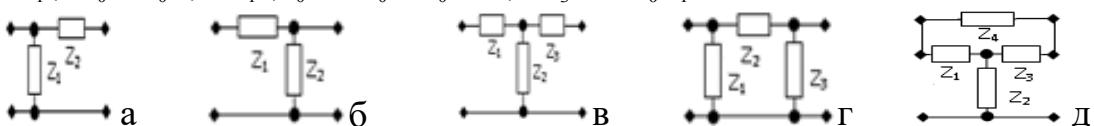


Рис. 3. Синтезированные комплексные СЧ для многокаскадных устройств.

Перекрытое Т-образное соединение четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 3д):

$$Z_1 = \frac{[(1-E)Z_2-C](Z_3+Z_4)-BZ_2Z_3Z_4}{(E+BZ_4-1)(Z_2+Z_3)-Z_4+C}; Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (38)$$

где $A_2 = Z_4^2[B(1-E_0)-B_0(1-E)]$;

$$B_2 = [Z_3(2B-BE_0+B_0E)+E_0-BC_0+B_0C-1]Z_4^2 + Z_3Z_4(E+E_0-2);$$

$$C_2 = C_0(Z_3 + Z_4)^2 - Z_3[C_0E - CE_0 + Z_4(BC_0 - B_0C + 1)](Z_3 + Z_4) + Z_3^2(BZ_4^2 + EZ_4 - C). \\ Z_1 = \frac{[(1-E)Z_2 - C](Z_3 + Z_4) - BZ_2Z_3Z_4}{(E + BZ_4 - 1)(Z_2 + Z_3) - Z_4 + C}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (39)$$

где $A_3 = BZ_4^2 + (E - BC_0 + B_0C - 1)Z_4 - C(1 - E_0) + C_0(1 - E);$
 $B_3 = [Z_2(2B - BE_0 + B_0E) - BC_0 + B_0C - 1]Z_4^2 + [2C_0 + Z_2(E + E_0 - 2) + CE_0 - C_0E]Z_4;$
 $C_3 = [(B - B_0 - BE_0 + B_0E)Z_2^2 + Z_2(E_0 - BC_0 + B_0C - 1) + C_0]Z_4^2.$

$$Z_1 = \frac{[(1-E)Z_2 - C](Z_3 + Z_4) - BZ_2Z_3Z_4}{(E + BZ_4 - 1)(Z_2 + Z_3) - Z_4 + C}; \quad Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (40)$$

где $A_4 = B(Z_2 + Z_3)^2 + [B_0C - BC_0 - 1 - Z_2(BE_0 - B_0E)](Z_2 + Z_3) + E_0Z_2 - B_0Z_2^2 + C_0;$
 $B_4 = (E - BC_0 + B_0C - 1)Z_3^2 + [2C_0 + CE_0 - C_0E + Z_2(E + E_0 - 2)]Z_3;$
 $C_4 = Z_3^2[C_0(1 - E) - C(1 - E_0)].$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4) - [(E + BZ_4)Z_1Z_3 + CZ_1]}{(E + BZ_4 - 1)(Z_1 + Z_3) + Z_4(E - 1)}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (41)$$

где $A_3 = (BC_0 - B_0C + 1 - E)Z_4 - BZ_4^2 - C_0(1 - E) + C(1 - E_0);$
 $B_3 = 2(Z_1 + Z_4)[C_0(E - 1) + C(1 - E_0)] + [(EZ_1 - C)B_0 + B(C_0 - E_0Z_1) + 1 - E]Z_4^2 - Z_1Z_4(E - E_0 - 2BC_0 + 2B_0C);$
 $C_3 = (Z_1 + Z_4)^2[C_0(E - 1) + C(1 - E_0)] + B_0Z_1^2Z_4^2 + Z_1Z_4(Z_1 + Z_4)(E_0 + BC_0 - B_0C - 1).$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4) - [(E + BZ_4)Z_1Z_3 + CZ_1]}{(E + BZ_4 - 1)(Z_1 + Z_3) + Z_4(E - 1)}; \quad Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (42)$$

где $A_4 = B_0Z_1^2 + [E_0 - 1 + Z_3(B_0E - BE_0)]Z_1 + (1 - E)Z_3 - BZ_3^2 + C(1 - E_0) - C_0(1 - E) - (B_0C - BC_0)(Z_1 + Z_3);$
 $B_4 = \{2[C_0(E - 1) + C(1 - E_0)] - EZ_3 + E_0Z_1\}(Z_1 + Z_3) + (BC_0 - B_0C)(Z_1 + Z_3)^2 - Z_1^2 + Z_3^2;$
 $C_4 = (Z_1 + Z_3)^2[C_0(E - 1) + C(1 - E_0)].$

$$Z_3 = \frac{(1 - BZ_2)Z_1Z_4 - [C + Z_2(E - 1)](Z_1 + Z_4)}{C + (Z_1 + Z_2)(E + BZ_4 - 1)}; \quad Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (43)$$

где $A_4 = B_0(Z_1 + Z_2)^2 + C - BZ_2^2 + EZ_2 + (Z_1 + Z_2)[BC_0 - B_0C + Z_2(BE_0 - B_0E) - 1];$
 $B_4 = Z_1[C(2 - E_0) + C_0E] + Z_1^2(E_0 + BC_0 - B_0C - 1) + Z_1Z_2(E + E_0 - 2);$
 $C_4 = Z_1^2[C_0(E - 1) - C(E_0 - 1)].$

Если в качестве комплексного СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников с сопротивлениями $Z_{1,2}$ (рисунок 3а), то зависимости этих сопротивлений от частоты для схем с каскадами СЧ-НЧ, удовлетворяющие взаимосвязи (28), определяются следующим образом:

$$Z_1 = \frac{C + DZ_2}{1 - D - E}; \quad Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (44)$$

где $A_2 = D; \quad B_2 = C - D_0 - DE_0 + D_0E; \quad C_2 = C_0(D + E - 1) - C(D_0 + E_0).$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 3б):

$$Z_1 = Z_2(D + E - 1) + C; \quad Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (45)$$

где $A_2 = 1 - D - E; \quad B_2 = D_0 - C + E_0; \quad C_2 = C_0.$

Т-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3в):

$$Z_1 = Z_2(D+E-1) + DZ_3 + C; \quad Z_2 = (-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}) / 2A_2, \quad (46)$$

где $A_2 = D + E - 1$; $B_2 = C - D_0 - E_0 + Z_3(2D + E)$; $C_2 = DZ_3^2 - C_0 + Z_3(C - D_0)$.

$$Z_1 = C + Z_2(D+E-1) + DZ_3; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (47)$$

где $A_3 = D$; $B_3 = C - D_0 + Z_2(2D + E)$; $C_3 = (D + E - 1)Z_2^2 - C_0 - Z_2(D_0 - C + E_0)$.

$$Z_2 = \frac{C - Z_1 + DZ_3}{1 - D - E}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (48)$$

где $A_3 = D$; $B_3 = C - D_0 - DE_0 + E(D_0 - Z_1)$;

$$C_3 = (D + E - 1)C_0 + (Z_1 - C)(D_0 + E_0) - Z_1^2 + CZ_1.$$

П-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3г):

$$Z_1 = \frac{C(Z_2 + Z_3) + DZ_2Z_3}{(1 - D - E)Z_3 + Z_2 - C}; \quad Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (49)$$

где $A_2 = (D_0 - C)Z_3 + C_0 - DZ_3^2$; $B_2 = Z_3(2C_0 + CE_0 - C_0E) - Z_3^2(C - D_0 - DE_0 + D_0E)$;

$$C_2 = Z_3^2[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)].$$

$$Z_1 = \frac{C(Z_2 + Z_3) + DZ_2Z_3}{(1 - D - E)Z_3 + Z_2 - C}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (50)$$

где $A_3 = (D_0 - C + DE_0 - D_0E)Z_2 - DZ_2^2 + C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)$;

$$B_3 = Z_2(2C_0 + CE_0 - C_0E) - Z_2^2(C - D_0); \quad C_3 = C_0Z_2^2.$$

$$Z_2 = \frac{C(Z_1 + Z_3) + (D + E - 1)Z_1Z_3}{Z_1 - C - DZ_3}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (51)$$

где $A_3 = (1 - D - E)Z_1^2 + (D_0E - D_0 - DE_0 - C)Z_1 + CD_0 - C_0D$;

$$B_3 = Z_1^2(D_0 - C + E_0) - Z_1(CE_0 - C_0E); \quad C_3 = C_0Z_1^2.$$

Перекрытое Т-образное соединение четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 3д):

$$Z_1 = \frac{[Z_2(1 - D - E) - C](Z_3 + Z_4) - DZ_3Z_4}{(D + E - 1)(Z_2 + Z_3) - Z_4 + C}; \quad Z_2 = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2C_2}}{2A_2}, \quad (52)$$

где $A_2 = -Z_4^2(D + E - 1)$; $B_2 = Z_3Z_4(2D_0 + E_0 + DE_0 - D_0E) - Z_4^2[C - D_0 - E_0 + Z_3(2D + E)]$;

$$C_2 = (DE_0 - D_0E)Z_4 - DZ_4^2 + CD_0 - C_0D]Z_3^2 + [Z_3(CE_0 - C_0E) - Z_3Z_4(C - D_0)](Z_3 + Z_4) + C_0(Z_3 + Z_4)^2.$$

$$Z_1 = \frac{[Z_2(1 - D - E) - C](Z_3 + Z_4) - DZ_3Z_4}{(D + E - 1)(Z_2 + Z_3) - Z_4 + C}; \quad Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (53)$$

где $A_3 = (D_0 - C + DE_0 - D_0E)Z_4 - DZ_4^2 + C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)$;

$$B_3 = Z_4(2C_0 + CE_0 - C_0E) - Z_4^2(C - D_0) - Z_2\{Z_4^2(2D + E) - Z_4[D_0(2 - E) + E_0(1 + D)]\};$$

$$C_3 = [C_0 - Z_2^2(D + E - 1) + Z_2(D_0 + E_0 - C)]Z_4^2.$$

$$Z_1 = \frac{[Z_2(1 - D - E) - C](Z_3 + Z_4) - DZ_3Z_4}{(D + E - 1)(Z_2 + Z_3) - Z_4 + C}; \quad Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (54)$$

$$\begin{aligned} \text{где } A_4 &= C_0 - DZ_3^2 - Z_2^2(D+E-1) - Z_3[C - D_0 + Z_2(2D+E)] + Z_2(D_0 - C + E_0); \\ B_4 &= Z_3[2C_0 + CE_0 - C_0E + Z_2(2D_0 + E_0 + DE_0 - D_0E)] - Z_3^2(C - D_0 - DE_0 + D_0E); \\ C_4 &= Z_3^2[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)]. \end{aligned}$$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4) - [C + Z_3(D+E)]Z_1 - DZ_3Z_4}{(Z_1 + Z_3 + Z_4)(D+E-1)}; Z_3 = \frac{-B_3 \pm \sqrt{B_3^2 - 4A_3C_3}}{2A_3}, \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \text{где } A_3 &= (D_0 - C + DE_0 - D_0E)Z_4 - DZ_4^2 + C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0); \\ B_3 &= 2(Z_1 + Z_4)[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)] + Z_4^2(D_0 - C + DE_0 - D_0E + EZ_1) - \\ &- Z_1Z_4(2C + E_0 - DE_0 + D_0E); C_3 = (Z_1 + Z_4)^2[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)] + \\ &+ Z_1^2Z_4^2 - Z_1Z_4(Z_1 + Z_4)(C + D_0 + E_0). \end{aligned}$$

$$Z_2 = \frac{(Z_1 - C)(Z_3 + Z_4) - [C + Z_3(D+E)]Z_1 - DZ_3Z_4}{(Z_1 + Z_3 + Z_4)(D+E-1)}; Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (56)$$

$$\begin{aligned} \text{где } A_4 &= Z_1^2 - DZ_3^2 + C(D_0 + E_0) + C_0(1 - D - E) - Z_1(C + D_0 + E_0) + Z_3(D_0 - C + DE_0 - D_0E + EZ_1); \\ B_4 &= 2(Z_1 + Z_3)[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)] - Z_1^2(D_0 + C + E_0) + (DE_0 - E_0 - 2C - D_0E)Z_1Z_3 + \\ &+ (D_0 - C + DE_0 - D_0E)Z_3^2; C_4 = (Z_1 + Z_3)^2[C_0(1 - D - E) + C(D_0 + E_0)]. \end{aligned}$$

$$Z_3 = \frac{[Z_2(1 - D - E) - C](Z_1 + Z_4) + Z_1Z_4}{(D+E-1)(Z_1 + Z_2) + C + DZ_4}; Z_4 = \frac{-B_4 \pm \sqrt{B_4^2 - 4A_4C_4}}{2A_4}, \quad (57)$$

$$\begin{aligned} \text{где } A_4 &= Z_1(C + D_0) - Z_1^2 - CD_0 + C_0D + Z_2[C + D_0 + Z_1(E - 2) + DE_0 - D_0E] + Z_2^2(D + E - 1); \\ B_4 &= Z_1^2(C + D_0 + E_0) - Z_1[C(2D_0 + E_0) - C_0(2D + E)] + Z_1Z_2[2D_0 + E_0 + DE_0 - D_0E]; \\ C_4 &= Z_1^2[C_0(D + E - 1) - C(D_0 + E_0)]. \end{aligned}$$

5. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ РАЗЛИЧНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ТРЕХУРОВНЕВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ

Если в качестве комплексного СЧ используется Т-образное соединение трёх двухполюсников с сопротивлениями $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3в), то зависимости этих сопротивлений от частоты, удовлетворяющие взаимосвязям (29), оптимальным по критерию обеспечения трёхуровневой манипуляции параметров сигнала с помощью схем с каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ, определяются следующим образом:

$$Z_1 = \frac{(E_0 + F_0)Z_3 + 1 - A_0 - B_0}{E_0(1 - B_0) + A_0F_0}; Z_2 = \frac{A_0 - E_0Z_3}{E_0(1 - B_0) + A_0F_0}; Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3c_3}}{2a_3}, \quad (58)$$

$$\text{где } a_3 = E_0^2 + B_0E_0F_0 - A_0F_0^2;$$

$$b_3 = [C_0F_0^2 - F_0(D_0E_0 - B_0 + 2) - 2E_0]A_0 - (B_0 - 1)(B_0E_0 - D_0E_0^2 + C_0E_0F_0);$$

$$c_3 = (C_0F_0 + D_0E_0 - 1)A_0(1 - B_0) + A_0^2(D_0F_0 + 1) + C_0E_0(B_0 - 1)^2.$$

Π-образное соединение трёх двухполюсников с сопротивлениями $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3г)

$$Z_2 = \frac{(A_0D_0 - B_0C_0 + C_0)Z_1}{A_0Z_1 - C_0}; Z_3 = \frac{(A_0D_0 - B_0C_0 + C_0)Z_1}{Z_1(1 - A_0 - B_0) + C_0 + D_0}; Z_1 = \frac{-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}}{2a_1}, \quad (59)$$

$$\text{где } a_1 = C_0E_0(B_0 - 1)^2 + [A_0 - A_0(C_0F_0 + D_0E_0)](B_0 - 1) + A_0^2(D_0F_0 + 1);$$

$$b_1 = (A_0D_0 - B_0C_0 + C_0^2F_0 - C_0D_0E_0)(B_0 - 1) - A_0(2C_0 + D_0 - D_0^2E_0 + C_0D_0F_0);$$

$$c_1 = C_0^2 + B_0C_0D_0 - A_0D_0^2.$$

Перекрытое Т-образное соединение из четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 3д):

$$Z_1 = \frac{(1-B_0-A_0)Z_2Z_3+Z_3(C_0+D_0)}{(Z_2+Z_3)(A_0+B_0-1)+C_0+A_0D_0-B_0C_0};$$

$$Z_4 = \frac{(2C_0+D_0+A_0D_0-B_0C_0)Z_2Z_3+Z_3^2(C_0+D_0)}{(Z_2+Z_3)^2-(C_0+Z_2B_0)(Z_2+Z_3)-A_0Z_2^2+(B_0C_0-A_0D_0)Z_2}; Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2c_2}}{2a_2}, \quad (60)$$

где $a_2 = (C_0E_0+1)(B_0-2)^2 + (A_0+1)[(2-D_0E_0-C_0F_0)B_0 + 2(C_0F_0+D_0E_0)-4] + (A_0+1)^2(D_0F_0+1)$;

$$b_2 = \{[A_0-D_0E_0-C_0(2E_0+F_0)+1]Z_3+F_0C_0^2-(B_0+D_0E_0)C_0-2D_0](B_0-2) - (A_0+1)[2C_0+4D_0-B_0D_0-Z_3(C_0F_0+D_0E_0+2D_0F_0+2)-D_0^2E_0+C_0D_0F_0]-Z_3(4B_0-B_0^2+2A_0-2);$$

$$c_2 = C_0^2+Z_3^2[(C_0+D_0)(E_0+F_0)+1-A_0-B_0]-Z_3\{F_0C_0^2+[2-B_0-D_0(E_0-F_0)]C_0+D_0(2A_0+B_0)-D_0^2E_0\}-A_0D_0^2+B_0C_0D_0.$$

$$Z_1 = \frac{(1-B_0-A_0)Z_2Z_3+Z_3(C_0+D_0)}{(Z_2+Z_3)(A_0+B_0-1)+C_0+A_0D_0-B_0C_0};$$

$$Z_4 = \frac{(2C_0+D_0+A_0D_0-B_0C_0)Z_2Z_3+Z_3^2(C_0+D_0)}{(Z_2+Z_3)^2-(C_0+Z_2B_0)(Z_2+Z_3)-A_0Z_2^2+(B_0C_0-A_0D_0)Z_2}; Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3c_3}}{2a_3}, \quad (61)$$

где $a_3 = (C_0+D_0)(E_0+F_0)-B_0-A_0+1$;

$$b_3 = Z_2[(C_0E_0+D_0E_0)(A_0-B_0+3)+B_0^2-2A_0+B_0(A_0-3)-C_0E_0(2B_0-4)+2D_0F_0(A_0+1)+2]+ +E_0D_0^2+[C_0(E_0-F_0)-B_0-2A_0]D_0-C_0(C_0F_0-B_0+2)];$$

$$c_3 = C_0^2+Z_2^2(2-B_0)(C_0F_0+D_0E_0)(A_0+1) - Z_2[(2C_0-B_0D_0-D_0^2E_0+C_0D_0F_0)(A_0+1)+2D_0(2A_0+B_0)+C_0(B_0-2)(B_0-C_0F_0+D_0E_0)]-A_0D_0^2+B_0C_0D_0+ +Z_2^2[(A_0+B_0-1)^2+C_0F_0(B_0-2)^2+D_0F_0(A_0+1)^2].$$

$$Z_1 = \frac{(E_0+F_0)Z_3Z_4-(Z_3+Z_4)(A_0+B_0-1)}{(E_0+A_0F_0-B_0E_0)Z_4+A_0+B_0-1};$$

$$Z_2 = \frac{(B_0-F_0Z_4-1)Z_3^2+A_0(Z_3+Z_4)^2-Z_3Z_4[(Z_3+Z_4)E_0-B_0]}{Z_4[(A_0F_0-B_0E_0)(Z_3+Z_4)+E_0(2Z_3+Z_4)+F_0Z_3]}, Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3c_3}}{2a_3}, \quad (62)$$

$$\text{где } a_3 = \{[F_0(B_0-D_0E_0)-2E_0](A_0+1)+(C_0+A_0C_0)F_0^2+[E_0(2C_0-B_0C_0)-2B_0-4A_0]F_0-(B_0-2)(B_0E_0-D_0E_0^2)]Z_4+ +(A_0+B_0)^2+(A_0+1)(2-B_0)(C_0F_0+D_0E_0)-2(A_0+B_0)+C_0E_0(B_0-2)^2+D_0F_0(A_0+1)^2+1+ +(E_0^2+B_0E_0F_0-A_0F_0^2)Z_4^2;$$

$$b_3 = Z_4B_b - Z_4^2\{[2E_0+F_0(D_0E_0-B_0+2)-C_0F_0^2]A_0+E_0(B_0-1)(C_0F_0-D_0E_0)-E_0B_0(1-B_0)\};$$

$$B_b = [F_0(D_0-B_0C_0)-B_0D_0E_0](2A_0+1)-2(A_0+B_0)+2A_0^2+B_0^2+D_0F_0(2A_0^2-1)+2C_0E_0(B_0-1)(B_0-2)+$$

$$+(B_0+C_0F_0+D_0E_0)(3A_0+1);$$

$$c_3 = Z_4^2[A_0^2-A_0+A_0B_0+C_0E_0(1+B_0^2)+A_0^2D_0F_0+A_0(C_0F_0+D_0E_0)-B_0C_0(2E_0+A_0F_0)-A_0B_0D_0E_0].$$

$$Z_4 = \frac{[(A_0D_0-B_0C_0)(Z_1+Z_2)+D_0Z_2+C_0(Z_1+2Z_2)]Z_1}{A_0(Z_1+Z_2)^2+(B_0Z_2-C_0)(Z_1+Z_2)-Z_2^2-D_0Z_2};$$

$$Z_3 = \frac{(C_0+A_0D_0-B_0C_0)Z_1+Z_1Z_2(A_0+B_0-1)}{(1-A_0-B_0)(Z_1+Z_2)+C_0+D_0}; Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2c_2}}{2a_2}, \quad (63)$$

$$\text{где } a_2 = (2-B_0)(C_0F_0+D_0E_0)(A_0+1)+(A_0+B_0-1)^2+C_0E_0(B_0-2)^2+D_0F_0(A_0+1)^2; B_b = 2C_0E_0(B_0-1)^2;$$

$$\begin{aligned}
b_2 &= \{B_b + [B_0 - C_0 F_0 - E_0(2C_0 + D_0)](B_0 - 1) + 2A_0^2(D_0 F_0 + 1) + A_0[(3B_0 - (2B_0 - 3)(C_0 F_0 + D_0 E_0) + 2D_0 F_0 - 2]\}Z_1 + \\
&+ [E_0 D_0^2 + (B_0 - C_0 F_0)D_0 - 2C_0](A_0 + 1) - [D_0(4A_0 + 2B_0) + (B_0 - 2)C_0(B_0 - C_0 F_0 + D_0 E_0)]; \\
c_2 &= C_c + [(F_0 C_0^2 - B_0 C_0 + A_0 D_0)(B_0 - 1) + C_0 D_0(E_0 - B_0 E_0) - A_0(2C_0 + D_0 - D_0^2 E_0 + C_0 D_0 F_0)]Z_1 + C_0^2 + B_0 C_0 D_0 - A_0 D_0^2; \\
C_c &= [(D_0 F_0 + 1)A_0^2 - (B_0 - 1)(C_0 F_0 + D_0 E_0 - 1)A_0 + C_0 E_0(B_0 - 1)^2]Z_1.
\end{aligned}$$

6. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЛЕКСНЫХ СЧ

Для определения значений параметров квазиоптиимальных двухполюсников необходимо в соответствии с методом интерполяции выбрать схему двухполюсника, найти его сопротивление и приравнять оптимальному значению сопротивления из (30)-(57) на заданных частотах. Затем надо разделить мнимые и действительные части, а полученную таким образом систему уравнений решить относительно выбранных параметров. В качестве примера на рисунке 4 показаны квазиоптиимальные комплексные двухполюсники, обеспечивающие совпадение реальных значений комплексных сопротивлений с оптимальными значениями комплексных сопротивлений на двух частотах и совпадение с заданной точностью в окрестностях этих частот.



Рис. 4. Квазиоптиимальные «двуихчастотные» комплексные двухполюсники.

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, показанного на рисунке 4а:

$$z_n = r_n + jx_n = R_0 + j\omega_n L_0 + \frac{Rj\omega_n L}{R + j\omega_n L}; n=1,2. \quad (64)$$

Решение (64) для двух частот:

$$\begin{aligned}
R_0 &= \frac{(r_1 - r_2)(r_1 \omega_2^2 - r_2 \omega_1^2) + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2}{(r_1 - r_2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}; L_0 = \frac{(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1) - \omega_1 \omega_2 (r_1 - r_2)^2}{(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}; \quad (65) \\
R &= \frac{[\omega_1^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2][\omega_2^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(r_2 - r_1)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2}; L = \frac{[\omega_1^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2][\omega_2^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(r_2 - r_1)^2(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)\omega_1\omega_2},
\end{aligned}$$

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 рисунке 4б:

$$z_n = r_n + jx_n = R_0 + j\omega_n L_0 + R(1 + Rj\omega_n C)^{-1}; n=1,2. \quad (66)$$

Решение (66):

$$\begin{aligned}
R_0 &= \frac{(r_1 \omega_1^2 - r_2 \omega_2^2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2 + \omega_1^2 \omega_2^2 (r_1 - r_2)^3}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2}; L_0 = \frac{(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1) - \omega_1 \omega_2 (r_1 - r_2)^2}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)}; \quad (67) \\
R &= \frac{[\omega_1^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2][\omega_2^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(r_1 - r_2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2}; C = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^3}{\omega_1 \omega_2 [\omega_1^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2][\omega_2^2(r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)^2]}.
\end{aligned}$$

Исходная система уравнений для параметрического синтеза двухполюсника, показанного на рисунке 4в:

$$z_n = r_n + jx_n = R_0 + \frac{1}{j\omega_n C_0} + \frac{Rj\omega_n L}{R+j\omega_n L}; n=1,2. \quad (68)$$

Решение (68):

$$R_0 = \frac{\omega_1^2 \omega_2^2 (r_1 - r_2)^3 + (r_1 \omega_2^2 - r_2 \omega_1^2) (\omega_2 x_2 - \omega_1 x_1)^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_2 x_2 - \omega_1 x_1)^2}; C_0 = \frac{(\omega_2 x_2 - \omega_1 x_1)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 [(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1) - \omega_1 \omega_2 (r_1 - r_2)^2]}; \quad (69)$$

$$R = \frac{[\omega_1^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2][\omega_2^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(r_1 - r_2)(\omega_2 x_2 - \omega_1 x_1)^2}; L = \frac{[\omega_1^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2][\omega_2^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^3}.$$

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника (рисунок 4г):

$$z_n = r_n + jx_n = R_0 + \frac{1}{j\omega_n C_0} + \frac{R}{1+Rj\omega_n C}; n=1,2. \quad (70)$$

Решение (70):

$$R_0 = \frac{(r_1 - r_2)(r_1 \omega_1^2 - r_2 \omega_2^2) + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2}{(r_1 - r_2)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}; C_0 = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)}{[\omega_1 \omega_2 (r_1 - r_2)^2 - (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)(\omega_1 x_2 - \omega_2 x_1)] \omega_1 \omega_2}; \quad (71)$$

$$R = \frac{[\omega_1^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2][\omega_2^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(r_1 - r_2)(\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2}; C = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(r_1 - r_2)^2 (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)}{[\omega_1^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2][\omega_2^2 (r_1 - r_2)^2 + (\omega_1 x_1 - \omega_2 x_2)^2]}.$$

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проверка полученных результатов в системе «MathCad» показала справедливость всех полученных результатов. Минимальное количество двухполюсников комплексных СЧ с оптимальными значениями параметров для двухуровневых и трёхуровневых манипуляторов амплитуды и фазы составляет два и три соответственно. Таким образом, разработанный подход к параметрическому синтезу можно применять для технического проектирования амплитудно-фазовых манипуляторов с одинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ. Для всех типов манипуляторов необходимо обеспечить достаточно широкую полосу частот, потому что это позволяет реализовать более короткое время переключения из одного состояния в другое, чем время нахождения в каждом из состояний [7].

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. «Известия вузов. Радиоэлектроника».// г. Санкт-Петербург: СПбГТУ «ЛЭТИ». 2021, №24(6). - С. 27-37
- Головков А.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством одинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью. Физика волновых процессов и радиотехнические системы.// г. Самара: ПГУТИ. 2021, №24(3). -С .46-55
- Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Обоснование эквивалентности частотных характеристик многокаскадных и однокаскадных амплитудно-фазовых манипуляторов высокочастотного сигнала для создания мерцающих помех.// Сборник докладов 28-й Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 2022, Т6. - С.115-123.
- Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.

5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018, Т.1.- 588с.
6. Полак Э. Численные методы оптимизации / М.: Мир, 1974. –376с.
7. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970, Т. 3. – 413 с.

REFERENCES

1. Golovkov A.A., Phomin A.V. Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. «News of high schools. Radio electronics»//St.-Petersburg: СПбГТУ «LETI». 2021, 24 (6). - Pp. 27-37
2. Golovkov A.A., Phomin A.V. Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of identical cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part. Physics of wave processes and radio engineering systems//Samara: PSUTI. 2021, 324 (3).-Pp.46-55
3. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Phomin A.V. Substantiation of equivalence of frequency characteristics of multicasade and one-cascade peak-phase manipulators of a high-frequency signal for creation flickering помех.//The Collection of reports of 28th International scientific and technical conference "The Radar-location, navigation, communication", Voronezh: VSU 2022, Vol6. - Pp.115-123.
4. Gurevich I.V. Bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 p.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: MESC AF, 2018, vol.1.-588p.
6. Polak E. Number optimisation methods / M: the World, 1974.-376p.
7. The directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. M: Energy, 1970, vol. 3. – 413p.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

А.А. Головков

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

Аннотация. Использован ранее разработанный алгоритм параметрического синтеза многокаскадных радиоустройств с одним состоянием нелинейного элемента для определения взаимосвязей между элементами классической матрицы передачи и сопротивлений двухполюсников комплексных согласующих четырёхполюсников, оптимальных по критерию обеспечения двухуровневой манипуляции амплитуды и фазы высокочастотного сигнала при минимальном количестве двухполюсников. Показано, что для реализации этого режима необходимо наличие минимум двух двухполюсников с оптимальными значениями параметров соответственно. Получены формулы для определения параметров четырёх структур квазиоптимальных двухполюсников, обеспечивающих совпадение своих комплексных проводимостей с оптимальными значениями на двух частотах.

Ключевые слова: параметрический синтез комплексных четырёхполюсников, заданные частотные характеристики многокаскадных радиоустройств

MATHEMATICAL MODELLING OF MULTICASCADE PEAK-PHASE MANIPULATORS WITH UNEQUAL CASCADES

A.A. Golovkov

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

The summary. Earlier developed algorithm of parametrical synthesis of multicasade radio devices with one condition of a nonlinear element for definition of interrelations between elements of a classical matrix of transfer and resistance of two-poles complex согласующих two-port networks, optimum by criterion of maintenance of two-level manipulation of amplitude and a phase of a high-frequency signal is used at a minimum quantity of two-poles. It is shown, that for realisation of this mode presence a minimum of two two-poles with optimum values of parametres accordingly is necessary. Formulas for definition of parametres of four structures the kvasioptimum the two-poles providing coincidence admittance with optimum values on two frequencies are received.

Keywords: parametrical synthesis of the complex two-port networks, the set frequency characteristics of multicasade radio devices

1. ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-2] рассмотрена возможность параметрического синтеза перспективных многокаскадных радиоустройств (демодуляторов сигналов с угловой модуляцией, усилителей, динамических звеньев систем регулирования и т.д.). Такие устройства состоят из произвольного количества N неодинаковых каскадов типа «нелинейная часть-согласующий четырёхполюсник» (НЧ-СЧ) или СЧ-НЧ между источником сигнала и нагрузкой с сопротивлениями $z_0 = r_0 + jx_0$; $z_h = r_h + jx_h$. Каскады между собой соединены с использованием того же вида обратной связи, по которому соединены нелинейный элемент (НЭ) и цепь обратной связи (ЦОС) (рисунки 1,2). В

данной работе делается попытка решения задачи обеспечения требуемых зависимостей модулей m_n и фаз φ_n передаточных функций H_n от частоты в двух состояниях нелинейного элемента, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала (здесь и далее аргументы опущены) при минимальном количестве двухполюсников СЧ:

$$H_n = m_n (\cos \varphi_n + j \sin \varphi_n). \quad (1)$$

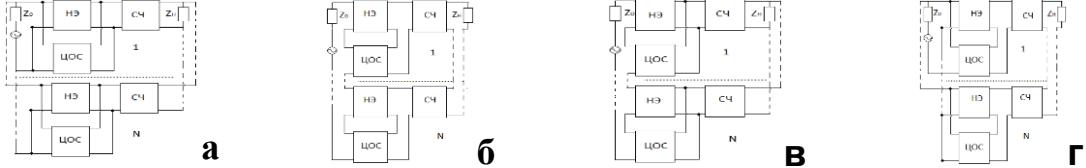


Рис. 1. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между источником сигнала и СЧ.

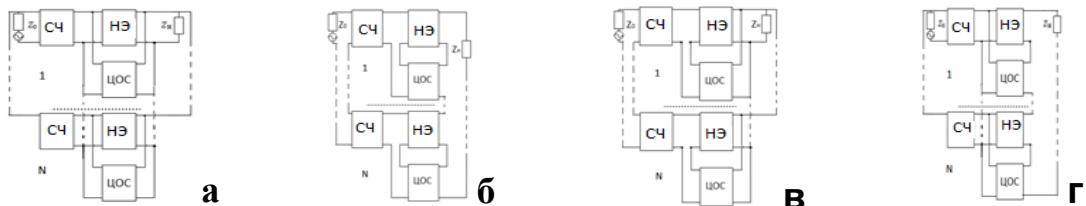


Рис. 2. Структурные схемы многокаскадных радиоустройств с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б), последовательной по напряжению (в), параллельной по току (г) цепями обратной связи и нелинейной частью, включёнными между СЧ и нагрузкой

Уравнение (1) связывает передаточные функции, характеризующие синтезируемое многокаскадное радиоустройство с неодинаковыми каскадами в определённом состоянии, и требования к частотным характеристикам (АЧХ и ФЧХ) этого устройства. Поэтому (1) будем называть характеристическим уравнением относительно параметров многокаскадного радиоустройства.

2. АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ДВУХУРОВНЕВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ С НЕОДИНАКОВЫМИ КАСКАДАМИ

Рассмотрим структурные схемы, изображённые на рисунках 1а-1г. Воспользуемся результатами, полученными в работах [1-3]. Из всех каскадов выделим отдельно n -й каскад, который будем описывать элементами матрицы передачи a_n, b_n, c_n, d_n . Остальные каскады можно рассматривать как цепи обратной связи. Тогда передаточная функция для схемы, изображённой на рисунке 1а имеет вид:

$$H = \frac{z_n [Y_{21}^{oc} (d_n b_{yn} + a_{yn} b_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где $A_0 = z_n [c_y z_0 + a_{yn} (1 + Y_{11}^{oc} z_0)]; B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)] a_{yn} + c_{yn} z_0 (1 - Y_{22}^{oc} z_n);$

$C_0 = z_n [d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + Y_{11}^{oc} z_0)]; H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_n; E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn});$

$D_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_n)] b_{yn} + d_{yn} z_0 (1 - Y_{22}^{oc} z_n);$

$$Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m}; \quad Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc} -$$

известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция для схемы, показанной на рисунке 1б:

$$H = \frac{z_n [Z_{21}^{oc} (a_n c_{yn} + c_n d_{yn}) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (3)$$

$$\text{где } A_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] c_{yn} + a_{yn} (z_n - Z_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} + c_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$C_0 = [(z_0 + Z_{11}^{oc})(z_n - Z_{22}^{oc}) + Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}] d_{yn} + b_{yn} (z_n - Z_{22}^{oc}); \quad D_0 = b_{yn} + d_{yn} (z_0 + Z_{11}^{oc});$$

$$H_0 = Z_{12}^{oc}; \quad E_0 = -Z_{21}^{oc} (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); \quad Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; \quad Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m}; \quad Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m};$$

$$Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m}; \quad Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc} - \text{ известные зависимости суммарных элементов}$$

матрицы сопротивлений всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция для схемы, предъявленной на рисунке 1в:

$$H = \frac{z_n [H_{21}^{oc} (b_n c_{yn} + d_n d_{yn}) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (4)$$

$$\text{где } A_0 = z_n [a_{yn} + c_{yn} (z_0 + H_{11}^{oc})]; \quad B_0 = (1 - H_{22}^{oc} z_n) a_{yn} + c_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n) (z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n];$$

$$H_0 = H_{12}^{oc} z_n; \quad C_0 = z_n [b_{yn} + d_{yn} (z_0 + H_{11}^{oc})]; \quad D_0 = d_{yn} [(1 - H_{22}^{oc} z_n) (z_0 + H_{11}^{oc}) + H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n] + (1 - H_{22}^{oc} z_n) b_{yn};$$

$$E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); \quad H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; \quad H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; \quad H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; \quad H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m};$$

$H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы

всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Передаточная функция для схемы, представленной на рисунке 1г:

$$H = \frac{z_n [F_{21}^{oc} (a_n a_{yn} + b_{yn} c_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (5)$$

$$\text{где } A_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (1 + F_{11}^{oc} z_0) (z_n - F_{22}^{oc})] a_{yn} + c_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_{yn};$$

$$H_0 = F_{12}^{oc} z_0; \quad D_0 = d_{yn} z_0 + b_{yn} (1 + F_{11}^{oc} z_0); \quad C_0 = [F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0 + (z_n - F_{22}^{oc}) (1 + F_{11}^{oc} z_0)] b_{yn} + d_{yn} z_0 (z_n - F_{22}^{oc});$$

$$E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_{yn} d_{yn} - b_{yn} c_{yn}); \quad F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; \quad F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; \quad F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; \quad F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m};$$

$F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме $n-го$) от частоты.

Подставим поочерёдно (2) - (5) в (1). Получим исходные характеристические уравнения. Общая для всех вариантов взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи СЧ $n-го$ каскада, полученная путём решения исходного уравнения, имеет следующий вид:

$$a_n = \frac{(C_1 c_n + B) b_n + D_1 d_n + C_2 c_n + C}{C_1 d_n + D}. \quad (6)$$

Коэффициенты для (6) при использовании (2) в исходном уравнении:

$$\begin{aligned} B &= (a_y Y_{21}^{oc} z_h - B_0 M) = b_r + j b_x; \quad C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D &= A_0 M = d_r + j d_x; \quad D_1 = b_y Y_{21}^{oc} z_h - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \end{aligned} \quad (7)$$

Коэффициенты для (6) при использовании (3) в исходном уравнении:

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad (8)$$

$$C_2 = d_{yn} z_h Z_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = A_0 M - c_y z_h Z_{21}^{oc} = d_r + j d_x; \quad D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Коэффициенты для (6) при использовании (4) в исходном уравнении:

$$B = c_{yn} H_{21}^{oc} z_h - B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad (9)$$

$$C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = A_0 M = d_r + j d_x; \quad D_1 = d_{yn} H_{21}^{oc} z_h - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Коэффициенты для (6) при использовании (5) в исходном уравнении:

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; \quad C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \quad (10)$$

$$C_2 = b_{yn} z_h F_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \quad D = A_0 M - a_{yn} z_h F_{21}^{oc} = d_r + j d_x; \quad D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

Рассмотрим структурные схемы с каскадами типа «СЧ-НЧ» (рисунок 2).

Передаточная функция радиоустройства, схема которого показана на рисунке 2а:

$$H = \frac{z_h [Y_{21}^{oc} (a_n b_y + b_n d_y) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (11)$$

$$\text{где } A_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_h)] b_y + a_y z_h (1 + Y_{11}^{oc} z_0); \quad C_0 = z_0 [a_y z_h + b_y (1 - Y_{22}^{oc} z_h)],$$

$$B_0 = [Y_{12}^{oc} Y_{21}^{oc} z_0 z_h + (1 + Y_{11}^{oc} z_0)(1 - Y_{22}^{oc} z_h)] d_y + c_y z_h (1 + Y_{11}^{oc} z_0); \quad D_0 = z_0 [c_y z_h + d_y (1 - Y_{22}^{oc} z_h)]; \quad H_0 = Y_{12}^{oc} z_0 z_h;$$

$$E_0 = -Y_{21}^{oc} z_0 z_h (a_y d_y - b_y c_y); \quad Y_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{11m}; \quad Y_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{12m}; \quad Y_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{21m}; \quad Y_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Y_{22m};$$

$Y_{11}^{oc}, Y_{12}^{oc}, Y_{21}^{oc}, Y_{22}^{oc}$ - известные зависимости суммарных элементов матрицы проводимостей всех каскадов (кроме $n=20$) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого представлена на рисунке 2б:

$$H = \frac{z_h [Z_{21}^{oc} (a_y c_n + c_y d_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (12)$$

$$\text{где } A_0 = b_y + a_y (z_h - Z_{22}^{oc}); \quad B_0 = d_y + c_y (z_h - Z_{22}^{oc}); \quad C_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc}) [b_y + a_y (z_h - Z_{22}^{oc})] + a_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc};$$

$$D_0 = (z_0 + Z_{11}^{oc}) [d_y + c_y (z_h - Z_{22}^{oc})] + c_y Z_{12}^{oc} Z_{21}^{oc}; \quad E_0 = -Z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y); \quad H_0 = Z_{12}^{oc};$$

$$Z_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{11m}; \quad Z_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{12m}; \quad Z_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{21m}; \quad Z_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N Z_{22m}; \quad Z_{11}^{oc}, Z_{12}^{oc}, Z_{21}^{oc}, Z_{22}^{oc}$$

- известные зависимости суммарных элементов матрицы сопротивлений всех

каскадов (кроме $n - 20$) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого изображена на рисунке 2в:

$$H = \frac{z_n [H_{21}^{oc} (b_y c_n + d_y d_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (13)$$

где $A_0 = a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)$; $H_0 = H_{12}^{oc} z_n$; $B_0 = c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)$; $E_0 = H_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y)$;

$C_0 = (z_0 + H_{11}^{oc}) [a_y z_n + b_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + b_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n$; $D_0 = (z_0 + H_{11}^{oc}) [c_y z_n + d_y (1 - H_{22}^{oc} z_n)] + d_y H_{12}^{oc} H_{21}^{oc} z_n$;

$$H_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{11m}; H_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{12m}; \quad H_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{21m}; H_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N H_{22m}; H_{11}^{oc}, H_{12}^{oc}, H_{21}^{oc}, H_{22}^{oc}$$

известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы H всех каскадов (кроме $n - 20$) от частоты.

Передаточная функция радиоустройства, схема которого предъявлена на рисунке 2г:

$$H = \frac{z_n [F_{21}^{oc} (a_y a_n + c_y b_n) + 1]}{a_n A_0 + b_n B_0 + c_n C_0 + d_n D_0 + (a_n d_n - b_n c_n) E_0 + H_0}, \quad (14)$$

где $A_0 = (1 + F_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + a_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0$; $B_0 = (1 + F_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] + c_y F_{12}^{oc} F_{21}^{oc} z_0$;

$C_0 = [b_y - a_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0$; $D_0 = [d_y - c_y (F_{22}^{oc} - z_n)] z_0$; $E_0 = F_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y)$; $H_0 = F_{12}^{oc} z_0$;

$$F_{11}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{11m}; F_{12}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{12m}; F_{21}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{21m}; F_{22}^{oc} = \sum_{m=1, m \neq n}^N F_{22m}; F_{11}^{oc}, F_{12}^{oc}, F_{21}^{oc}, F_{22}^{oc}$$

известные зависимости суммарных элементов смешанной матрицы F всех каскадов (кроме $n - 20$) от частоты.

Решение указанного выше исходного уравнения для всех вариантов схем имеет вид взаимосвязи (6) между элементами классической матрицы передачи одного из СЧ, оптимальной по критерию обеспечения заданных частотных характеристик. При использовании (11) в исходном уравнении коэффициенты для (6) имеют вид (схема на рисунке 2а):

$$B = d_y Z_{21}^{oc} - B_0 M = b_r + j b_x; C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D = A_0 M - b_y Z_{21}^{oc} z_n = d_r + j d_x; D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (15)$$

При учёте (12) в исходном уравнении коэффициенты для (6) имеют вид (схема на рисунке 2б):

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

$$C_2 = a_y z_n Z_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; D_1 = c_y z_n Z_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \quad (16)$$

Для варианта применения (13) в исходном уравнении коэффициенты для (6) имеют вид (схема на рисунке 2в):

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; D = A_0 M = d_r + j d_x;$$

$$C_2 = b_y z_n H_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; D_1 = d_y z_n H_{21}^{oc} - D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \quad (17)$$

Если выбрать вариант (14), то коэффициенты для (6) принимают следующий вид (схема на рисунке 2г):

$$B = c_y z_h F_{21}^{oc} - B_0 M = b_r + j b_x; C = z_h - H_0 M = c_r + j c_x; D_1 = -D_0 M = d_{1r} + j d_{1x}; \\ C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; C_2 = -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; D = A_0 M - a_y z_h F_{21}^{oc} = d_r + j d_x; \quad (18)$$

Если требуется обеспечить заданные значения модулей $m_{1,2}$ и фаз $\varphi_{1,2}$

передаточной функции АФМ с неодинаковыми каскадами НЧ-СЧ или СЧ-НЧ в двух состояниях нелинейного элемента, определяемых двумя уровнями управляющего сигнала, необходимо взаимосвязи (6) записать для двух состояний:

$$a_n = \frac{(C_{11}c_n + B_1)b_n + D_{11}d_n + C_{21}c_n + C_1}{C_{11}d_n + D_1}; a_n = \frac{(C_{12}c_n + B_2)b_n + D_{12}d_n + C_{22}c_n + C_2}{C_{12}d_n + D_2}, \quad (19)$$

где $C_{11}, C_{12}, B_1, B_2, D_{11}, D_{12}, C_{21}, C_{22}, C_1, C_2, D_1, D_2$ – коэффициенты C, B, D_1, C_2, C, D для взаимосвязи (6) из (7)-(10), (15)-(18), записанные для двух состояний нелинейного элемента.

Полученную таким образом систему двух уравнений (19) можно также решить относительно любых двух элементов из a, b, c, d .

3. ОПТИМАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЛЕКСНЫХ СЧ ОТ ЧАСТОТЫ

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем комплексных СЧ каскада «НЧ-СЧ» или «СЧ-НЧ» необходимо взять известные формулы для элементов классической матрицы передачи СЧ [4,5], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты для (19) с выбранными типами каскадов и обратной связи и подставить их в (19). Затем полученное исходное комплексное уравнение надо решить относительно сопротивления или проводимости выбранного двухполюсника. Количество решений равно числу сочетаний по два из общего числа двухполюсников.

Если в качестве комплексного СЧ используется Г-образное соединение двух двухполюсников с сопротивлениями $Z_{1,2}$ (рисунок 3а), то зависимости этих сопротивлений от частоты, удовлетворяющие взаимосвязям (19), оптимальным по критерию обеспечения двухуровневой манипуляции параметров сигнала с помощью многокаскадных манипуляторов с неодинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ, СЧ-НЧ, определяются следующим образом:

$$Z_1 = \frac{C_{21} + D_{11}Z_2}{C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_2} Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2c_2}}{2a_2}, \quad (20)$$

$$\text{где } a_2 = B_1 D_{12} - B_2 D_{11}; b_2 = (C_{11} - C_1 - D_1) D_{12} + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_{11} (C_{12} - C_2 + D_2); \\ c_2 = (C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) C_{22} - C_{21} (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12}).$$

Обратное Г-образное соединение двух сопротивлений $Z_{1,2}$ (рисунок 3б):

$$Z_1 = \frac{(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) Z_2 + C_{21}}{D_1 - B_1 Z_2} Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2c_2}}{2a_2}, \quad (21)$$

где $a_2 = (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})B_1 - B_2(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})$;

$$b_2 = (C_{12} - C_2 - D_{12})D_1 + B_1C_{22} - B_2C_{21} + D_2(C_1 - C_{11} + D_{11}); \quad c_2 = C_{21}D_2 - C_{22}D_1.$$

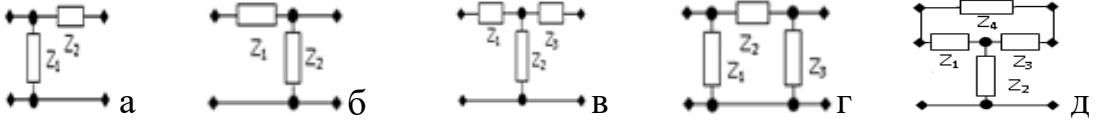


Рис. 3. Синтезированные комплексные СЧ для многокаскадных устройств

T-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3в):

$$Z_1 = \frac{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_3)Z_2 - C_{21} - D_{11} Z_3}{B_1(Z_2 + Z_3) - D_1}; \quad Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2 c_2}}{2a_2}, \quad (22)$$

где $a_2 = (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})B_1 - B_2(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})$;

$$b_2 = [(C_2 - C_{12} + 2D_{12})B_1 + B_2(C_{11} - C_1 - 2D_{11})]Z_3 + (C_1 - C_{11} + D_{11})D_2 + B_1C_{22} - B_2C_{21} - D_1(C_2 - C_{12} + D_{12});$$

$$c_2 = (B_1D_{12} - B_2D_{11})Z_3^2 + (B_1C_{22} - B_2C_{21} - D_1D_{12} + D_2D_{11})Z_3 + C_{21}D_2 - C_{22}D_1.$$

$$Z_1 = \frac{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_3)Z_2 - C_{21} - D_{11} Z_3}{B_1(Z_2 + Z_3) - D_1}; \quad Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (23)$$

где $a_3 = B_1D_{12} - B_2D_{11}; b_3 = B_1C_{22} - B_2C_{21} - D_1D_{12} + D_2D_{11} + Z_2[(C_2 - C_{12} + 2D_{12})B_1 + B_2(C_{11} - C_1 - 2D_{11})]$;

$$c_3 = [(D_2 - B_2 Z_2)(C_1 - C_{11} + D_{11}) - (D_1 - B_1 Z_2)(C_2 - C_{12} + D_{12})]Z_2 + (B_2 D_1 - B_1 D_2)Z_2^2 + (B_1 C_{22} - B_2 C_{21})Z_2 + C_{21} D_2 - C_{22} D_1.$$

$$Z_2 = \frac{C_{21} - D_1 Z_1 + (D_{11} + B_1 Z_1)Z_3}{C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1(Z_1 + Z_3)}; \quad Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (24)$$

где $a_3 = B_1D_{12} - B_2D_{11}; b_3 = (C_1 - C_{11} - D_1)D_{12} + B_1C_{22} - B_2C_{21} + D_{11}(C_{12} - C_2 + D_2) - Z_1[(C_2 - C_{12})B_1 - B_2(C_1 - C_{11})]$;

$$c_3 = (B_2 D_1 - B_1 D_2)Z_1^2 + [(C_{11} - C_1 - D_{11})D_2 + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_1(C_2 - C_{12} + D_{12})]Z_1 + (C_{12} - C_2 + D_2 - D_{12})C_{21} +$$

$$+ C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}).$$

Π-образное соединение трёх сопротивлений $Z_{1,2,3}$ (рисунок 3г):

$$Z_1 = \frac{C_{21}(Z_2 + Z_3) + D_{11}Z_2Z_3}{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_2)Z_3 - C_{21} + D_1 Z_2}; \quad Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2 c_2}}{2a_2}, \quad (25)$$

где $a_2 = (B_1D_{12} - B_2D_{11})Z_3^2 + (B_1C_{22} - B_2C_{21} - D_1D_{12} + D_2D_{11})Z_3 + C_{21}D_2 - C_{22}D_1$;

$$b_2 = [(C_1 - C_{11} - D_1)D_{12} + B_1C_{22} - B_2C_{21} + D_{11}(C_{12} - C_2 + D_2)]Z_3^2 + [(C_1 - C_{11} - 2D_1)C_{22} + C_{21}(C_{12} - C_2 + 2D_2)]Z_3;$$

$$c_2 = Z_3^2[(C_{12} - C_2 + D_2 - D_{12})C_{21} + C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})].$$

$$Z_1 = \frac{C_{21}(Z_2 + Z_3) + D_{11}Z_2Z_3}{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_2)Z_3 - C_{21} + D_1 Z_2}; \quad Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (26)$$

где $a_3 = (B_1D_{12} - B_2D_{11})Z_2^2 + [(C_{12} - C_2 + D_2)D_{11} + B_1C_{22} - B_2C_{21} - D_{12}(C_{11} - C_1 + D_1)]Z_2 + (C_{12} - C_2 + D_2 - D_{12})C_{21} +$

$$+ C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}); c_3 = Z_2^2(C_{21}D_2 - C_{22}D_1);$$

$$b_3 = (B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 D_{12} + D_2 D_{11}) Z_2^2 + [(C_{12} - C_2 + 2D_2) C_{21} - C_{22} (C_{11} - C_1 + 2D_1)] Z_2.$$

$$Z_2 = \frac{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11}) Z_1 Z_3 - C_{21} (Z_1 + Z_3)}{C_{21} - D_1 Z_1 + (D_{11} + B_1 Z_1) Z_3}; Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (27)$$

где $a_3 = [(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11}) B_2 + B_1 (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})] Z_1^2 + [(C_2 - C_{12} - D_2) D_{11} + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_{12} (C_{11} - C_1 + D_1)] Z_1 - C_{21} D_{12} + C_{22} D_{11}; c_3 = Z_1^2 (C_{21} D_2 - C_{22} D_1);$

$$b_3 = Z_1^2 [(C_1 - C_{11} + D_{11}) D_2 + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 (C_2 - C_{12} + D_{12})] - Z_1 [C_{22} (C_1 - C_{11}) - C_{21} (C_2 - C_{12})].$$

Перекрытое Т-образное соединение из четырёх сопротивлений $Z_{1,2,3,4}$ (рисунок 3д):

$$Z_1 = \frac{Z_2 (Z_3 + Z_4) (C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) + C_{21} (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (D_{11} + B_1 Z_2)}{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_4) (Z_2 + Z_3) - C_{21} + D_1 Z_4}; Z_2 = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4a_2 c_2}}{2a_2}, \quad (28)$$

где $a_2 = Z_4^2 [(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11}) B_2 + B_1 (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})];$

$$b_2 = Z_4^2 [(D_2 - B_2 Z_3) (C_1 - C_{11} + D_{11}) - (D_1 - B_1 Z_3) (C_2 - C_{12} + D_{12}) + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + Z_3 (B_1 D_{12} - B_2 D_{11})] - Z_3 Z_4 [(D_1 + D_{11}) (C_2 - C_{12}) - (D_2 + D_{12}) (C_1 - C_{11}) + 2(D_1 D_{12} - D_2 D_{11})];$$

$$c_2 = (C_{21} D_2 - C_{22} D_1) (Z_3 + Z_4)^2 + \{Z_3 [(C_1 - C_{11}) C_{22} - C_{21} (C_2 - C_{12})] + Z_3 Z_4 (B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 D_{12} + D_2 D_{11})\} (Z_3 + Z_4) + Z_3^2 \{(B_1 D_{12} - B_2 D_{11}) Z_4^2 + [(C_1 - C_{11}) D_{12} - D_{11} (C_2 - C_{12})] Z_4 - C_{21} D_{12} + C_{22} D_{11}\}.$$

$$Z_1 = \frac{Z_2 (Z_3 + Z_4) (C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) + C_{21} (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (D_{11} + B_1 Z_2)}{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_4) (Z_2 + Z_3) - C_{21} + D_1 Z_4}; Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (29)$$

где $a_3 = [(C_{12} - C_2 + D_2) D_{11} + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_{12} (C_{11} - C_1 + D_1)] Z_4 - (C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11}) C_{22} - C_{21} (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12}) + (B_1 D_{12} - B_2 D_{11}) Z_4^2; b_3 = Z_4^2 (B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 D_{12} + D_2 D_{11}) + Z_4 [(C_1 - C_{11} - 2D_1) C_{22} + C_{21} (C_{12} - C_2 + 2D_2)] + Z_2 \{[(C_{11} - C_1 - 2D_{11}) B_2 + B_1 (C_2 - C_{12} + 2D_{12})] Z_4^2 + [(C_{12} - C_2) (D_1 + D_{11}) + (C_1 - C_{11}) (D_2 + D_{12}) - 2(D_1 D_{12} - D_2 D_{11})] Z_4\};$

$$c_3 = Z_4^4 \{[(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11}) B_2 + B_1 (C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})] Z_2^4 + [(C_1 - C_{11} + D_{11}) D_2 + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 (C_2 - C_{12} + D_{12})] Z_2\} + (C_{21} D_2 - C_{22} D_1) Z_4^2.$$

$$Z_1 = \frac{Z_2 (Z_3 + Z_4) (C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) + C_{21} (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (D_{11} + B_1 Z_2)}{(C_{11} - C_1 + D_1 - D_{11} - B_1 Z_4) (Z_2 + Z_3) - C_{21} + D_1 Z_4}; Z_4 = \frac{-b_4 \pm \sqrt{b_4^2 - 4a_4 c_4}}{2a_4}, \quad (30)$$

где $a_4 = \{[D_2 - B_2 (Z_2 + Z_3)] (C_1 - C_{11}) - [D_1 - B_1 (Z_2 + Z_3)] (C_2 - C_{12})\} Z_2 + (B_1 D_{12} - B_2 D_{11}) (Z_2 + Z_3)^2 - Z_2^2 (B_1 D_2 - B_2 D_1) + C_{21} D_2 - C_{22} D_1 + (Z_2 + Z_3) (B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_1 D_{12} + D_2 D_{11});$

$$b_4 = [(C_{11} - C_1 - D_{11}) D_{12} + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_{11} (C_{12} - C_2 + D_2)] Z_3^2 + [B_b + (C_1 - C_{11} - 2D_1) C_{22} + C_{21} (C_{12} - C_2 + 2D_2)] \{Z_3\};$$

$$B_b = Z_2 [(C_{12} - C_2 - 2D_{12}) D_1 + D_2 (C_1 - C_{11} + 2D_{11}) + D_{12} (C_1 - C_{11}) - D_{11} (C_2 - C_{12})];$$

$$c_4 = Z_3^2 [(C_{12} - C_2 + D_2 - D_{12})C_{21} + C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})].$$

$$Z_2 = \frac{[Z_1(D_1 - B_1 Z_3) - D_{11} Z_3]Z_4 - C_{21}(Z_1 + Z_3 + Z_4) - Z_1 Z_3(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})}{(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})(Z_1 + Z_3 + Z_4) + B_1 Z_4(Z_1 + Z_3)}; Z_3 = \frac{-b_3 \pm \sqrt{b_3^2 - 4a_3 c_3}}{2a_3}, \quad (31)$$

где $a_3 = [(C_1 - C_{11} - D_1)D_{12} + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_{11}(C_{12} - C_2 + D_2)]Z_4 + (C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})C_{22} - C_{21}(C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12}) + (B_1 D_{12} - B_2 D_{11})Z_4^2; b_4 = Z_1 Z_4(C_1 - C_{11})[(D_{12} - D_2 + B_2 Z_4) + Z_4(2Z_1 + Z_4)(B_1 C_{22} - B_2 C_{21}) - 2(Z_1 + Z_4)(C_{21} D_{12} - C_{22} D_{11}) - [D_{12} Z_4^2 + 2C_{22}(Z_1 + Z_4)](C_{11} - C_1 + D_1) + [D_{11} Z_4^2 + 2C_{21}(Z_1 + Z_4)](C_{12} - C_2 + D_2) - Z_1 Z_4(C_2 - C_{12})(D_{11} - D_1 + B_1 Z_4); c_4 = Z_1 Z_4(Z_1 + Z_4)[(B_1 C_{22} - B_2 C_{21} - D_2(C_1 - C_{11} + D_{11}) + D_1(C_2 - C_{12} + D_{12})].$

$$Z_2 = \frac{[Z_1(D_1 - B_1 Z_3) - D_{11} Z_3]Z_4 - C_{21}(Z_1 + Z_3 + Z_4) - Z_1 Z_3(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})}{(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})(Z_1 + Z_3 + Z_4) + B_1 Z_4(Z_1 + Z_3)}; Z_4 = \frac{-b_4 \pm \sqrt{b_4^2 - 4a_4 c_4}}{2a_4}, \quad (32)$$

где $a_4 = (Z_1 - Z_3)(D_1 D_{12} - D_2 D_{11}) + Z_3^2(B_1 D_{12} - B_2 D_{11}) - Z_1^2(B_1 D_2 - B_2 D_1) - C_{22}(D_1 - D_{11}) + C_{21}(D_2 - D_{12}) + [(B_1 C_{22} - B_2 C_{21})(Z_1 + Z_3) - (C_2 - C_{12})[C_{21} - D_1 Z_1 + Z_3(D_{11} + B_1 Z_1)] + (C_1 - C_{11})[C_{22} - D_2 Z_1 + Z_3(D_{12} + B_2 Z_1)];$

$$b_4 = (B_1 C_{22} - B_2 C_{21})(Z_1 + Z_3)^2 + [2C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11}) - 2C_{21}(C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12}) - Z_1(C_1 D_2 - C_2 D_1) + Z_3(C_1 D_{12} - C_2 D_{11})](Z_1 + Z_3) + [D_2(C_{11} - D_{11}) - D_1(C_{12} - D_{12})]Z_1^2 + [C_{11}(D_2 - D_{12}) - C_{12}(D_1 - D_{11})]Z_1 Z_3 + [D_{11}(C_{12} + D_2) - D_{12}(C_{11} + D_1)]Z_3^2; c_4 = (Z_1 + Z_3)^2[(C_{12} - C_2 + D_2 - D_{12})C_{21} + C_{22}(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})].$$

$$Z_3 = \frac{Z_1 Z_4(D_1 - B_1 Z_2) - [C_{21} + Z_2(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})](Z_1 + Z_4)}{(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})(Z_1 + Z_2) + Z_4[D_{11} + B_1(Z_1 + Z_2)] + C_{21}}; Z_4 = \frac{-b_4 \pm \sqrt{b_4^2 - 4a_4 c_4}}{2a_4}, \quad (33)$$

где $a_4 = Z_2[D_{11} + B_1(Z_1 + Z_2)](C_2 - C_{12}) - Z_2[D_{12} + B_2(Z_1 + Z_2)](C_1 - C_{11}) + (Z_1 + Z_2)(B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_1 D_{12} - D_2 D_{11}) + Z_2^2(B_1 D_{12} - B_2 D_{11}) + C_{22} D_{11} - C_{21} D_{12} - (B_1 D_2 - B_2 D_1)(Z_1 + Z_2)^2;$

$$b_4 = Z_1[(C_1 - C_{11} + 2D_{11})C_{22} - C_{21}(C_2 - C_{12} + 2D_{12})] + Z_1^2[(C_{11} - C_1 - D_{11})D_2 + B_1 C_{22} - B_2 C_{21} + D_1(C_2 - C_{12} + D_{12})] - Z_1 Z_2[(C_{12} - C_2 - 2D_{12})D_1 + D_2(C_1 - C_{11} + 2D_{11}) + D_{12}(C_1 - C_{11}) - D_{11}(C_2 - C_{12})];$$

$$c_4 = Z_1^2[(C_1 - C_{11} - D_1 + D_{11})C_{22} - C_{21}(C_2 - C_{12} - D_2 + D_{12})].$$

Полученные формулы (20)-(33) можно использовать как ограничения на параметры части двухполюсников при общем отыскании значений параметров остальных двухполюсников с помощью известных численных методов оптимизации [6]. При этом наблюдается значительное сокращение времени оптимизации за счёт сокращения числа оптимизируемых параметров.

4. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ КОМПЛЕКСНЫХ СЧ

Для определения значений параметров квазиоптиимальных двухполюсников необходимо в соответствии с методом интерполяции выбрать схему двухполюсника, найти его сопротивление и приравнять оптимальному значению сопротивления из (20)-(33) на заданных частотах. Затем надо разделить мнимые и действительные части, а полученную таким образом систему уравнений решить относительно выбранных параметров. В качестве примера на рисунке 4 показаны квазиоптиимальные комплексные двухполюсники, обеспечивающие совпадение реальных значений комплексных проводимостей с оптимальными значениями комплексных проводимостей на двух частотах и совпадение с заданной точностью в окрестностях этих частот.

В интересах сокращения вычислений при синтезе двухполюсников, в которых преобладает параллельное включение элементов, также целесообразно вместо сопротивления $z=r+jx$ использовать понятие проводимости $y=g+jb$.

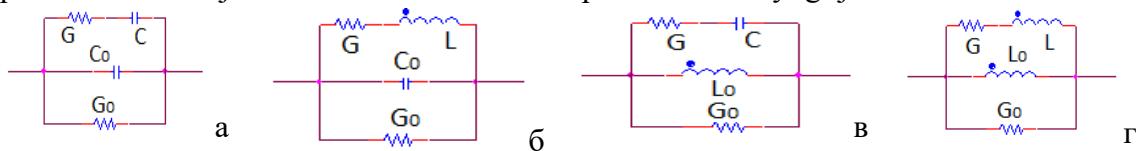


Рис. 4. Квазиоптиимальные «двуухчастотные» комплексные двухполюсники

Например, для двухполюсника, показанного на рисунке 4а, общая проводимость определяется по следующей формуле:

$$y_n = g_n + jb_n = G_0 + j\omega_n C_0 + \frac{Gj\omega_n C}{G + j\omega_n C}, \quad n=1,2. \quad (34)$$

Решение (34) для двух частот интерполяции:

$$G_0 = \frac{(g_1 - g_2)(g_1\omega_2^2 - g_2\omega_1^2) + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2}{(g_1 - g_2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}; \quad C_0 = \frac{(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1) - \omega_1 \omega_2 (g_1 - g_2)^2}{(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}, \quad (35)$$

$$G = \frac{[\omega_1^2(g_1 - g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1 - g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(g_2 - g_1)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2}; \quad C = \frac{[\omega_1^2(g_1 - g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1 - g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(g_2 - g_1)^2(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)\omega_1\omega_2},$$

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 рисунке 4б:

$$y_n = g_n + jb_n = G_0 + j\omega_n C_0 + \frac{G}{1 + Gj\omega_n L}; \quad n=1,2. \quad (36)$$

Решение (36):

$$G_0 = \frac{(g_1\omega_1^2 - g_2\omega_2^2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2 + \omega_1^2 \omega_2^2 (g_1 - g_2)^3}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2}; \quad C_0 = \frac{(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1) - \omega_1 \omega_2 (g_1 - g_2)^2}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)}, \quad (37)$$

$$G = \frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(g_1-g_2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2}; L = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^3}{\omega_1 \omega_2 [\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)^2]}.$$

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рисунке 4в:

$$y_n = g_n + jb_n = G_0 + \frac{1}{j\omega_n L_0} + \frac{Gj\omega_n C}{G+j\omega_n C}; n=1,2. \quad (38)$$

Решение (38):

$$G_0 = \frac{\omega_1^2 \omega_2^2 (g_1-g_2)^3 + (\omega_1 \omega_2^2 - g_2 \omega_1^2)(\omega_2 b_2 - \omega_1 b_1)^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_2 b_2 - \omega_1 b_1)^2}; L_0 = \frac{(\omega_2 b_2 - \omega_1 b_1)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \omega_2 [(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1) - \omega_1 \omega_2 (g_1 - g_2)^2]}, \quad (39)$$

$$G = \frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(g_1-g_2)(\omega_2 b_2 - \omega_1 b_1)^2}; C = \frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2]}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^3}.$$

Исходная система уравнений для синтеза двухполюсника, показанного на рисунке 4г:

$$y_n = g_n + jb_n = G_0 + \frac{1}{j\omega_n L_0} + \frac{G}{1+Gj\omega_n L}; n=1,2. \quad (40)$$

Решение (40):

$$G_0 = \frac{(g_1-g_2)(g_1\omega_1^2 - g_2\omega_2^2) + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2}{(g_1-g_2)(\omega_1^2 - \omega_2^2)}; L_0 = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)}{[\omega_1 \omega_2 (g_1-g_2)^2 - (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)(\omega_1 b_2 - \omega_2 b_1)]\omega_1 \omega_2}; \quad (41)$$

$$G = \frac{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2]}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(g_1-g_2)(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2}; L = \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(g_1-g_2)^2(\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)}{[\omega_1^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2][\omega_2^2(g_1-g_2)^2 + (\omega_1 b_1 - \omega_2 b_2)^2]}.$$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проверка полученных результатов в системе «MathCad» показало справедливость всех полученных результатов в виде оптимальных (20)-(33) и квазиоптимальных (34)-(41) математических моделей двухполюсников комплексных СЧ. Минимальное количество двухполюсников комплексных СЧ с оптимальными значениями параметров для двухуровневых многокаскадных манипуляторов амплитуды и фазы с неодинаковыми каскадами равно двум. Каждый квазиоптимальный двухполюсник содержит минимум четыре элемента. Таким образом, разработанный подход к параметрическому синтезу можно применять для технического проектирования амплитудно-фазовых манипуляторов с неодинаковыми каскадами типа НЧ-СЧ или СЧ-НЧ. Для всех типов манипуляторов необходимо обеспечить достаточно широкую полосу частот, потому, что это позволяет реализовать более короткое время переключения из одного состояния в другое, чем время нахождения в каждом из состояний [7].

ЛИТЕРАТУРА

- Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между нелинейной частью и нагрузкой. Физика

- волновых процессов и радиотехнические системы. г. Самара: ПГУТИ. 2021, 24(3). С.-63-70
2. Головков А.А., Головков В.А., Фомин А.В. «Параметрический синтез радиоустройств с заданным количеством неодинаковых каскадов для вариантов включения реактивных четырёхполюсников между источником сигнала и нелинейной частью». Инфокоммуникационные технологии. г. Самара: ПГУТИ. 2021. 19(4), С.-479-487
 3. Головков А.А. Математическое моделирование многоуровневых амплитудно-фазовых манипуляторов с одинаковыми каскадами. Статья в данном сборнике.
 4. Гуревич И.В. Основы расчётов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. – 368 с.
 5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018, Т.1.- 588с.
 6. Полак Э. Численные методы оптимизации / Э. Полак –М.: Мир, 1974. –376с.
 7. Справочник по радиоэлектронике: в 3-х томах. Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т. 3. – 413 с.

RFFERENCES

1. Golovkov A.A., Fomin A.V. parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a nonlinear part and loading. Physics of wave processes and radio engineering systems. Samara: PSYTI. 2021, 24 (3). –Pp.63-70
2. Golovkov A.A., Golovkov V. A, Fomin A.V. «Parametrical synthesis of radio devices with the set quantity of unequal cascades for variants of inclusion of jet two-port networks between a source of a signal and a nonlinear part». Information communication technologies. Samara: PSYTI. 2021, 19(4).-Pp.479-487
3. Golovkov A.A. Mathematical modelling of multicascade peak-phase manipulators with identical cascades. Article in the given collection.
4. Gurevich I.V. Bas of calculations of radio engineering chains (linear chains at harmonious influences). M: Communication, 1975. - 368 p.
5. Golovkov A.A., Golovkov V. A. Parametrical synthesis of radio engineering devices and systems. Voronezh: MESC AF, 2018, vol.1.-588p.
6. Polak E. Number optimisation methods / M: the World, 1974.-376p.
7. The directory on radio electronics: in 3 volumes. Under the editorship of A.A.Kulikovsky. M: Energy, 1970, vol. 3. – 413p.

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ТРЕХ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ В ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРАХ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ИХ ОСНОВНЫХ ВОЛН

А. А. Скворцов

СГТУ имени Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

Аннотация. На основе метода эквивалентных схем проведена квазистационарная оценка влияния трех вертикальных диэлектрических слоев в емкостных зазорах П- и Н-волноводов на критические длины их основных волн. Приводится сравнение результатов расчетов нормированных критических волновых чисел основной волны П-волновода, выполненных методами эквивалентных схем и частичных областей при различных значениях его геометрических размеров и диэлектрических проницаемостей слоистого заполнения.

Ключевые слова: критическая длина, основная волна, П-волновод, Н-волновод, вертикальный диэлектрический слой, квазистационарный расчет, метод эквивалентных схем, метод частичных областей.

TAKING INTO ACCOUNT THE INFLUENCE OF THREE VERTICAL DIELECTRIC LAYERS IN CAPACITIVE GAPS OF SINGLE- AND DOUBLE-RIDGED WAVEGUIDES ON THEIR DOMINANT MODES CUTOFF WAVELENGTHS

A. A. Skvortsov

SSTU named after Y. Gagarin, Saratov, Russia

Abstract. A quasi-stationary estimation of the influence of vertical dielectric layers in capacitive gaps of single- and double-ridged waveguides on their dominant modes cutoff wavelengths was carried out on the basis of the equivalent networks method. Results of calculations of the normalized cutoff wave numbers of the dominant mode of single-ridged waveguide, performed by the equivalent networks method and the method of partial domains for different values of its geometrical sizes and dielectric permittivities of layered filling are compared.

Keywords: cutoff length, dominant mode, single ridged waveguide, double-ridged waveguide, vertical dielectric layer, quasi-stationary calculation, equivalent network method, method of partial domains.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время П- (ПВ) и Н- (НВ) волноводы с вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах находят достаточно широкое применение в качестве базовых элементов таких СВЧ-устройств, как электротермические установки, измерительные ячейки, фазовращатели, аттенюаторы, согласующие переходы и др. [1–5]. Линии передачи (ЛП) данного типа хотя и являются достаточно сложными структурами, но обладают по сравнению с волноводами простых сечений рядом преимуществ: повышенными значениями критической длины основной волны и диапазона одноволновой работы, лучшими массогабаритными показателями, низким волновым сопротивлением, квазистационарным распределением электромагнитного поля в поперечном сечении. Важной задачей, возникающей при построении СВЧ-устройств, выполненных на основе отрезков ПВ и НВ с вертикальными диэлектрическими слоями в

емкостных зазорах, является определение критических длин основных волн анализируемых направляющих систем (НС).

2. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ДЛЯ КВАЗИСТАЦИОНАРНОГО РАСЧЕТА КРИТИЧЕСКИХ ДЛИН ОСНОВНЫХ ВОЛН П- И Н-ВОЛНОВОДОВ С ТРЕМЯ ВЕРТИКАЛЬНЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СЛОЯМИ В ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРАХ

Рассчитать критические длины основных волн ПВ и НВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах (рисунок 1) на основе точного аналитического решения внутренней краевой задачи электродинамики не удается из-за сложной конфигурации поперечного сечения и слоистого диэлектрического заполнения емкостных зазоров рассматриваемых НС. В связи с этим приходится прибегать к приближенным методам расчета, среди которых, прежде всего, необходимо отметить численные подходы: метод конечных элементов, метод конечных разностей метод, частичных областей (МЧО) и некоторые другие [1–5]. Основным достоинством численных методов, является их универсальность, а недостатками – частный характер результатов, значительные трудности математического и вычислительного характера, наличие в ряде случаев существенной погрешности первого приближения этих методов.

В инженерной практике хорошо зарекомендовал себя метод эквивалентных схем (МЭС) [6, 7], основанный на замене реальной НС эквивалентной цепью с сосредоточенными параметрами и отличающейся наглядностью, возможностью выявить общие закономерности функционирования устройств и сравнительной простотой вычислений. При этом выбор эквивалентной схемы зависит от физических свойств замещаемой ЛП и используемого подхода, а точность расчета зависит от эффективности определения ее параметров, которые могут быть оценены как качественно, так и рассчитаны методами теории поля.

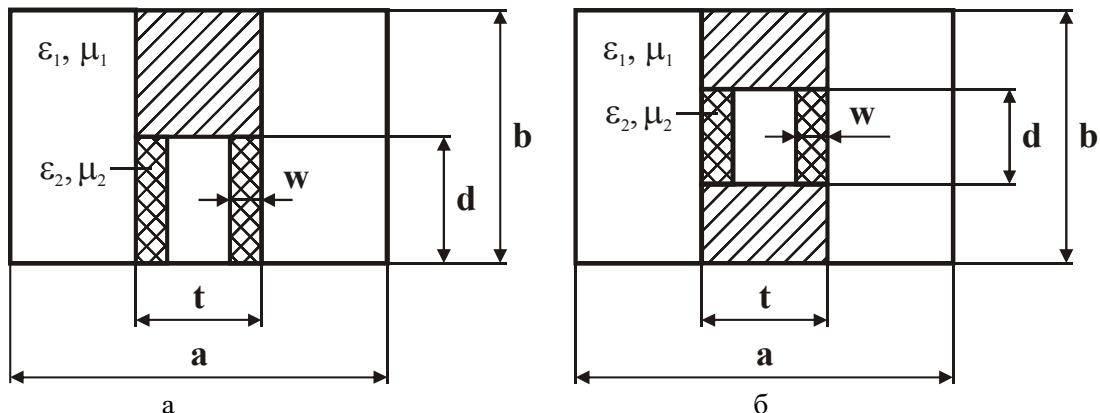


Рис. 1. Поперечные сечения ПВ (а) и НВ (б) с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах

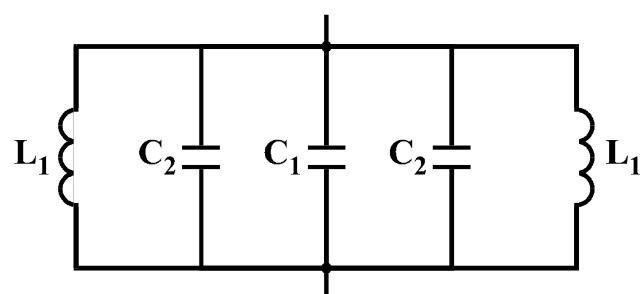


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета критических длин основных волн ПВ и НВ с вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах

Квазистационарный расчет критических длин основных волны ПВ и НВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах можно провести, представив эквивалентную схему отрезков рассматриваемых ЛП единичной длины в виде параллельного резонансного контура из сосредоточенных индуктивностей и емкостей (рисунок 2) [6, 7]:

$$\lambda_{c1} = 2\pi c \sqrt{LC} \quad (1)$$

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

Погонная индуктивность эквивалентного колебательного контура определяется выражением

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

где

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

– погонная индуктивность боковой секции ПВ и НВ; μ_0 – магнитная постоянная; μ_1 – относительная магнитная проницаемость диэлектрического заполнения боковых секций ПВ и НВ.

Погонную емкость эквивалентного колебательного контура можно найти из соотношения

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

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

Погонную электростатическую емкость C_1 можно рассчитать по формуле плоского конденсатора со слоистым диэлектрическим заполнением:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 [\varepsilon_1 t + (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) 2w]}{d} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\text{эфф}} t}{d}, \quad (5)$$

где ε_0 – электрическая постоянная; ε_1 и ε_2 – относительные диэлектрические проницаемости слоистого заполнения емкостных зазоров ПВ и НВ;

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \left[\varepsilon_1 + \frac{2w}{t} (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \right] \quad (6)$$

– эффективная относительная диэлектрическая проницаемость слоистого заполнения емкостных зазоров ПВ и НВ.

Анализ (5) показывает, что ПВ и НВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах можно рассматривать как ЛП, емкостные зазоры которых однородно заполнены материалом с эффективной относительной диэлектрической проницаемостью, определяемой (6), причем

$$C_1 = \begin{cases} \varepsilon_1 \varepsilon_0 t / d & \text{при } w = 0 \text{ или } \varepsilon_2 = \varepsilon_1; \\ \varepsilon_2 \varepsilon_0 t / d & \text{при } w = t/2. \end{cases} \quad (7)$$

Погонная краевая емкость C_2 вычисляется следующим образом:

$$C_2 = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0}{\pi} \left[\frac{1+9^2}{9} \operatorname{Arch} \left(\frac{1+9^2}{1-9^2} \right) - 2 \ln \left(\frac{49}{1-9^2} \right) \right] \times \begin{cases} 1 & \text{для ПВ;} \\ 1/2 & \text{для НВ,} \end{cases} \quad (8)$$

где $9 = d/b$.

Из (1)–(8) следует, что при $w=0$ или $\varepsilon_2 = \varepsilon_1$ они определяют критические длины основных волн ПВ и НВ, однородно заполненных материалом с относительной диэлектрической проницаемостью ε_1 , а при $w=t/2$ – критические длины основных волн ПВ и НВ, емкостные зазоры которых полностью заполнены материалом с относительной диэлектрической проницаемостью ε_2 .

По полученным выше формулам осуществлена квазистационарная оценка влияния трех вертикальных диэлектрических слоев в емкостных зазорах П- и Н-волноводов на критические длины их основных волн. В качестве примера, иллюстрирующего эффективность рассмотренной выше квазистационарной методики, в таблице 1 представлено сравнение результатов расчетов нормированного критического волнового числа $\chi_{c1}a$ основной волны ПВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах ($b/a = 0,45$; $t/a = 0,155$; $d/b = 0,417$; $w/a = 0,055$; $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$), проведенных МЭС и МЧО [5] при различных значениях ε_2 . Сравнение результатов расчетов $\chi_{c1}a$, приведенных в таблице 1, позволяет утверждать, что их расхождение, определяемое по формуле

$$\delta = \frac{|\chi_{c1}^{MCHO} a - \chi_{c1}^{MESC} a|}{\chi_{c1}^{MCHO} a} \times 100\%, \quad (8)$$

не превышает 12,6 %.

Таблица 1. Сравнение результатов расчетов $\chi_{c1}a$ ПВ, полученных МЭС и МЧО [5] при различных ε_2

ε_2	$\chi_{c1}a$		$\delta, \%$
	Расчет МЭС	Расчет МЧО	
4	1,7904	1,8356	2,5
8	1,3674	1,5640	12,6

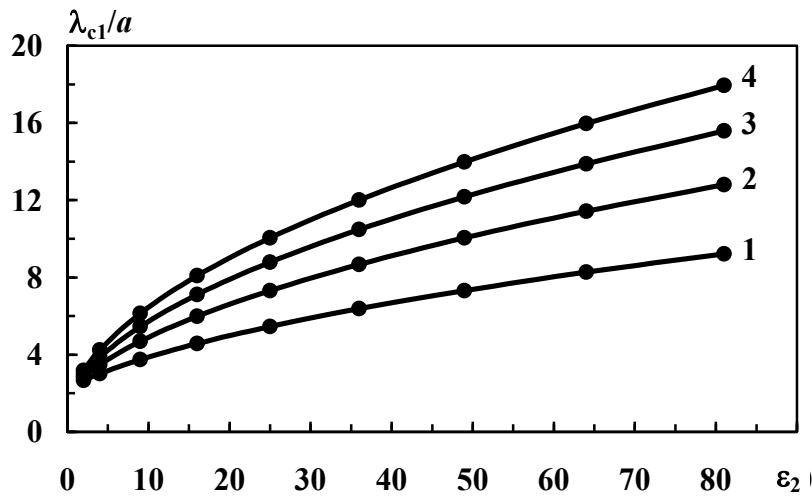


Рис. 3. Зависимость λ_{c1}/a ПВ от ε_2 при различных w/a :
1 – $w/a=0,05$; 2 – $w/a=0,1$; 3 – $w/a=0,15$; 4 – $w/a=0,2$

Для более детального анализа поведения λ_{c1}/a ПВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах ($b/a = t/a = d/b = 0,5$; $\varepsilon_1 = \mu_1 = \mu_2 = 1$) была исследована ее зависимость от ε_2 при различных w/a , графики которой приведены на рисунке 3. Как и следовало ожидать, λ_{c1}/a возрастает с увеличением ε_2 и w/a , поскольку согласно (5) и (6) изменяется в сторону больших значений емкость эквивалентного колебательного контура, определяющая критическую длину основной волны ПВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенная в настоящей работе на основе МЭС квазистационарная оценка критических длин основных волн ПВ и НВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах показала, что геометрические размеры и электрофизические параметры слоистого заполнения оказывают существенное влияние на них. Сравнение результатов расчетов нормированных критических волновых чисел основных волн анализируемых НС, выполненных МЭС и МЧО при различных значениях геометрических размеров и диэлектрических проницаемостей слоистого заполнения, показало их достаточно хорошее согласование. С учетом сказанного, рассмотренные квазистационарные выражения могут быть с успехом использованы для квазианалитического расчета критических длин основных волн базовых элементов СВЧ-устройств различного назначения, выполненных на основе ПВ и НВ с тремя вертикальными диэлектрическими слоями в емкостных зазорах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коломейцев В. А., Комаров В. В. Микроволновые системы с равномерным объемным нагревом. Ч.1. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 1997. – 160 с.
2. Коломейцев В. А., Комаров В. В., Железняк А. Р. Микроволновые системы с равномерным объемным нагревом. Ч.2. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2006. – 232 с.
3. Бондаренко А. Л. Фазовращатели на волноводах сложного сечения с планарными петлями связи и р-и-п-диодами // Вестник Саратовского государственного технического университета, 2011, № 3 (57), вып. 1. – С. 61-70.

4. Донченко А. В., Заргано Г. Ф. П-волновод, как измерительная ячейка устройств определения диэлектрической проницаемости материалов // Физические основы приборостроения, 2016, Т. 5, № 5. – С. 42-49.
5. Донченко А. В., Заргано Г. Ф., Земляков В. В. Электродинамический анализ электромагнитных полей волн гибридных типов в гребневом волноводе // Известия вузов. Радиофизика, 2017, Т. 60, № 10. – С. 880-891.
6. Chen T. S. Calculation of the parameters of ridge waveguides // IRE Trans, 1957, Vol. MTT-5, No 1. – Pp. 12-17.
7. Скворцов А. А. Расчет критической длины основной волны П- и Н-волноводов с кусочно-слоистым диэлектриком // Проблемы управления, обработки и передачи информации: сб. тр. VI Междунар. науч. конф. Саратов: ООО СОП «Лоди», 2019. – С. 245-248.

REFERENCES

1. Kolomeytsev V. A., Komarov V. V. Microwave systems with uniform volumetric heating. P. 1. Saratov: SSTU, 1997. – 160 p.
2. Kolomeytsev V. A., Komarov V. V., Zheleznyak A. R. Microwave systems with uniform volumetric heating. P. 2. Saratov: SSTU, 2006. – 232 p.
3. Bondarenko A. L. Phase shifters on waveguides of complex cross-section with planar coupling loops and p-i-n diodes // Bulletin of the Saratov State Technical University, 2011, № 3 (57), issue 1. – Pp. 61-70.
4. Donchenko A. V., Zargano G. F. Single ridged waveguide as a measurement cell of devices for determination of dielectric permittivity of materials // Physical fundamentals of instrument making, 2016, Vol. 5, № 5. – Pp. 42-49.
5. Donchenko A. V., Zargano G. F., Zemlyakov V. V. Electrodynamic analysis of electromagnetic fields of hybrid waves in a ridge waveguide // News of universities. Radiophysics, 2017, Vol. 60, № 10. – Pp. 880-891.
6. Chen T. S. Calculation of the parameters of ridge waveguides // IRE Trans, 1957, Vol. MTT-5, № 1. – Pp. 12-17.
7. Skvortsov A. A. Calculation of dominant wave cutoff length of single- and double-ridged waveguides with piece-layered dielectric // Problems of control, processing and transmission of information: digest of the VI International Conf. Saratov, JSC SOP «Lodi», 2019. – Pp. 245-248.

УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ПЛАТФОРМА БПЛА «FPV-LAB»

А. В. Ананьев^{1,3}, А. В. Акимов², В. М. Ананьев³, Н. Ф. Кузяров³, Д. Н. Скрипников³

¹Воронежский филиал РЭУ им. Г.В. Плеханова, Воронеж, Россия

²ООО «Радиоизмерения», Казань, Россия

³ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж,
Россия

Аннотация. В статье представлена модель учебно-исследовательской платформы (прототипа) «FPV-LAB» предназначенная для изучения и проведения исследований беспилотных летательных аппаратов FPV-типа. Целевой аудиторией использования «FPV-LAB» являются образовательные учреждения различного уровня. Актуальность применения «FPV-LAB» обусловлена растущим интересом к технологиям беспилотных летательных аппаратов FPV-типа и необходимостью подготовки соответствующих специалистов, способных эффективно использовать и разрабатывать такие системы. В работе описаны ключевые компоненты учебно-исследовательской платформы. Для уяснения места и роли «FPV-LAB» проведен анализ существующих работ и научных подходов, раскрывающих вопрос прототипирования беспилотных летательных аппаратов FPV-типа.

Ключевые слова: учебная платформа, БпЛА, прототип, FPV.

TRAINING AND RESEARCH PLATFORM UAV «FPV-LAB»

A. V. Ananjev¹, A. V. Akimov², V. M. Ananjev³, N. F. Kuziyarov³, D. N. Skripnikov³

¹Plekhanov Russian University of Economics, Voronezh, Russia

²LLC «Radio Measurements» Kazan, Russia

³MERC AF «AFA named after Prof. N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russia

Abstract. The article presents a model of educational and research platform (prototype) «FPV-LAB» designed for studying and conducting research of FPV-type unmanned aerial vehicles. The target audience of using «FPV-LAB» are educational institutions of different levels. The relevance of «FPV-LAB» application is conditioned by the growing interest to FPV-type unmanned aerial vehicles technologies and the necessity of training of corresponding specialists capable to effectively use and develop such systems. The paper describes the key components of the training and research platform. In order to clarify the place and role of «FPV-LAB» the existing works and scientific approaches that reveal the issue of FPV-type unmanned aerial vehicles prototyping have been analyzed.

Keywords: training platform, UAV, prototype, FPV.

1. ВВЕДЕНИЕ

С развитием технологий беспилотных летательных аппаратов (БпЛА) и их внедрением в различные сферы деятельности, возникает необходимость в подготовке квалифицированных специалистов, способных эффективно управлять и разрабатывать такие системы. Одним из наиболее перспективных направлений в обучении является изучение БпЛА FPV-типа.

БпЛА FPV-типа обладают рядом уникальных характеристик, которые делают их весьма привлекательными для различных категорий пользователей. Технология «First Person View» дословно означает «вид от первого лица», т.е. когда управление не просто

отображается в экране планшета или телефона, а передается на виртуальные очки (FPV - goggles). Таким образом, БпЛА FPV-типа – это беспилотный летательный аппарат с камерой и системой передачи потокового видеосигнала в реальном времени на наземную станцию управления пилота. При этом основным отличием БпЛА FPV-типа от обычного мультироторного БпЛА является принцип управления, при котором пилот получает и анализирует информацию через виртуальные очки, которые во время полета находятся у него на голове, а само управление происходит через пульт (аппаратуру управления).

Конструктивное исполнение и программная настройка БпЛА FPV-типа ориентировано на различные режимы полета, характеризуемые требованиям к маневренности и скорости БпЛА.

Имея определённого рода практику обучения БпЛА FPV-типа авторы статьи отмечают, что даже самые опытные эксплуатанты данного типа БпЛА, имеют весьма поверхностное представление о физических процессах, протекающих в БпЛА FPV-типа. Сложившаяся ситуация не позволяет эксплуатантам БпЛА FPV-типа использовать в полной мере возможности таких систем, несмотря на то, что их конструктивное исполнение позволяет выполнять фигуры сложного пилотажа.

Рассматриваемая в данной работе учебно-исследовательская платформа является совместной разработкой специалистов ВУНЦ ВВС «ВВА» и ООО «Радиоизмерения», которая представляет собой прототип БпЛА FPV-типа. Основные исследования в которых рассматривался вопрос прототипирования [1-5] включают методы создания прототипов печатных плат, а также материалы, используемые при их изготовлении с помощью комплекса автоматизации проектирования и прототипирования электронных средств [1]. Исследована возможность применения аддитивных технологий для макетирования составных частей БпЛА, разработана программа и методика испытаний для определения фактических механических свойств материалов, использующихся в аддитивном производстве [2]. Рассматриваются основные принципы управления БпЛА мультироторного типа, а также описана структурная схема полетного контроллера и приведен опыт его прототипирования с использованием отладочной платы на базе микроконтроллера серии STM32 [3]. Рассматривается процесс создания беспилотного наземного транспортного средства для использования поисковыми службами, его технические характеристики и особенности [5]. В учебном пособии [4] рассмотрен вопрос применения одной из технологий изготовления прототипов, описан принцип действия оборудования, позволяющего получать прототипы на основе трехмерных моделей.

В целом можно заключить, что в приведенных работах не рассматривалось прототипирование БпЛА именно FPV-типа. Также отличительной особенностью, представленной в нашей работе учебно-исследовательской платформы, является возможность исследования радио и электротехнических процессов в БпЛА FPV-типа. Платформа позволяет осуществлять оперативную замену компонентов и как следствие быстро проводить анализ характеристик исследуемой конфигурации.

Разработка учебной платформы для БпЛА FPV-типа обусловлена необходимостью создания доступных и эффективных образовательных инструментов. Целью данной работы является представить обоснование и описание модели учебно-исследовательской платформы, которая может стать основой для подготовки специалистов в области беспилотных технологий FPV, а также способствовать развитию новых подходов в образовательной практике.

2. ОПИСАНИЕ УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ПЛАТФОРМЫ

Прототип – это версия продукта, созданная на начальных этапах. Предназначен для взаимодействия с этим продуктом, т.е. для проверки и улучшения функционирования

узлов.

Функции прототипа:

проверка функционирования и эффективности продукта, что позволяет избежать затрат на разработку неудачных идей;

позволяет выявить проблемы и недостатки на начальных этапах;

служит наглядным инструментом для обсуждения последующих идей;

тестирование прототипов, замена определенных узлов и компонентов позволяет создать более качественный продукт;

обучение специалистов в области создаваемого продукта;

основа для создания документации и обучающих материалов.

Рассмотрим состав и компоненты учебно-исследовательской платформы БПЛА FPV-типа и их функциональное назначение:

1. Приемник «ELRS 2,4 ГГц NANO BETAFPV»

ExpressLRS стремится обеспечить наилучшую полностью открытую линию радиоуправления с высоким обновлением, сохраняя при этом максимально достижимый диапазон с такой скоростью и низкой задержкой. Обширная поддержка оборудования на частотах 900 МГц и 2,4 ГГц. Данный приемник представлен на рисунках 1 и 2.



Рис. 1. Приемник «ELRS 2,4 ГГц NANO BETAFPV»

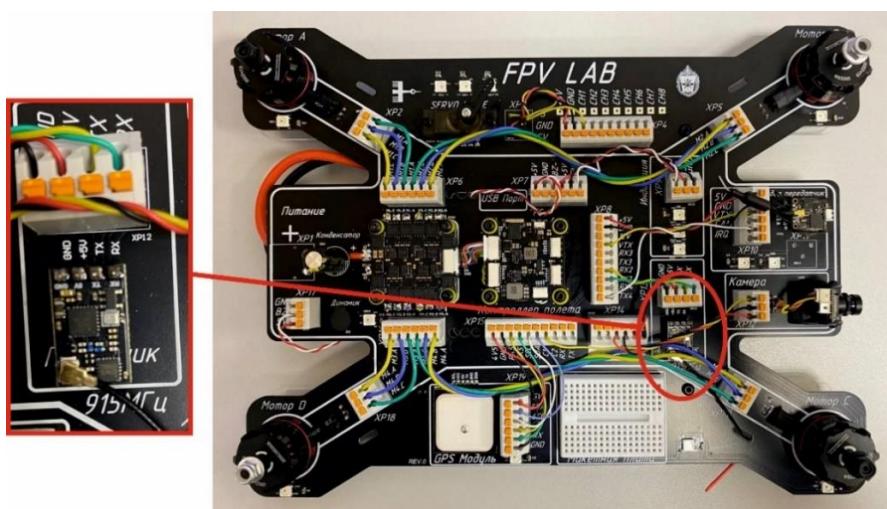


Рис. 2. Приемник «ELRS 2,4GHz NANO BETAFPV»
на учебно-исследовательской платформе

Основные параметры:

прошивка: BETAFPV 2400RX

тип: ISM

тип антенны: IPEX1

максимальная частота обновления: 500 Гц

минимальная частота обновления: 25 Гц

рабочее напряжение: 45,5 В

вес: 0,65 г

размер: 17×10,5×3 мм

протокол: CRSF (Betaflight) [6].

2. Передатчик «M03 25-350 мВт 5,8 ГГц VTX»

«M03 VTX» – сверхлёгкий и мощный аналоговый передатчик 5,8 ГГц, предназначенный для небольших дронов с пропеллерами 2,5-5,5 дюймов и открывающий возможность полета на большие расстояния. Разъем камеры JST-0,8 подходит для камер BETAFPV C02 и C03. Поставляется с антенной типа IPX, остается просто подключить и летать, без дополнительной пайки. Данный передатчик представлен на рисунках 3 и 4.



Рис. 3. Передатчик «M03 VTX»

Основные параметры:

мощность: РIT/25/100/200/350 мВт

входное напряжение: 4,5-5,5 В

частота: 5,8 ГГц, 48 каналов

протокол VTX: SmartAudio

разъём антенны: IPX

монтажные отверстия: 18×14 мм

разъём камеры: JST-0,8

вес: 1,1 г (без антенны) [7].

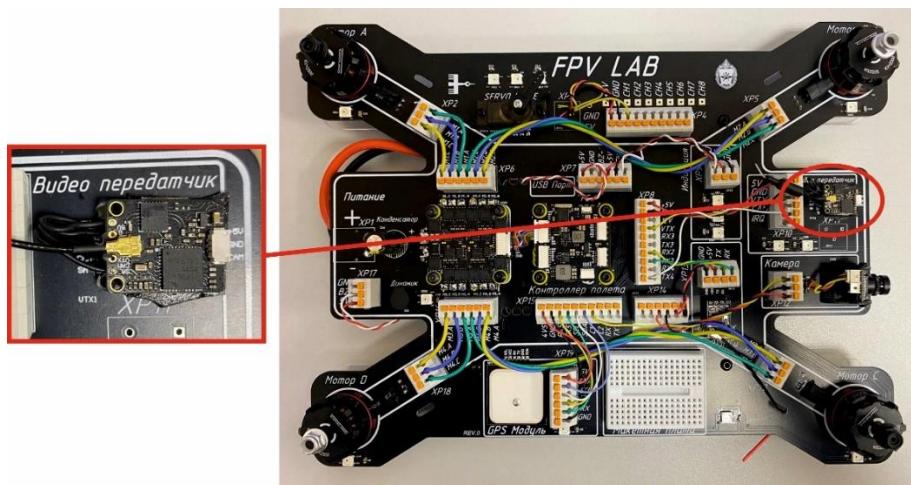


Рис. 4. Передатчик «M03 VTX» на учебно-исследовательской платформе

3. Электромотор «EMAX RS2205 2300KV CCW»

Электромотор «EMAX RS2205 2300KV CCW» (рисунки 5, 6) отлично подойдёт для использования в гоночных коптерах на базе рам 200-250 класса.



Рис. 5. Электромотор «EMAX RS2205 2300KV CCW»

Преимущества:

неодимовые магниты N52

отверстия для охлаждения мотора

низкий вес

японские подшипники

основные параметры:

рекомендуемая батарея: 3S-4S

вал: M5

кВ: 2300

максимальная тяга: 1024 г

длина: 31,7 мм

диаметр: 27,9 мм

рекомендуемый пропеллер: HQ 5045 BN

вес: 30 г [8].

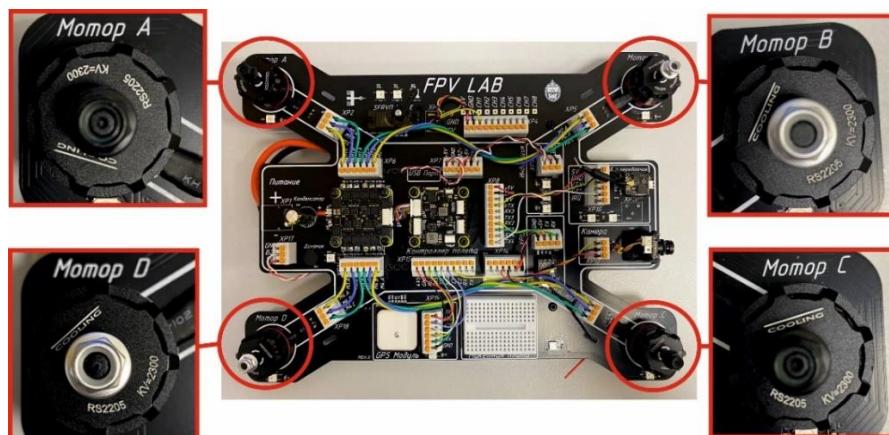


Рис. 6. Электромоторы «EMAX RS2205 2300KV CCW»
на учебно-исследовательской платформе

4. Полетный контроллер «BeastFPV F722 BLS 65 A FC» и регулятор оборотов (ESC) «BeastFPV Stack»

«BeastFPV F722 BLS 65 A FC» и регулятор оборотов (ESC) «BeastStack» (рисунок 7) использует основной чип управления STMF722, поддерживает две камеры, оснащен источником питания 12 В и подходит для 1,2 ГГц и 5,8 ГГц VTX. «BeastStack» представляет систему 4-в-1 мощностью 65 А, которая легко справляется с двигателями FPV от 7 до 10 дюймов.

Основные параметры:

- барометр: Built-in DPS310/SP106
- поддержка камер: 2
- название прошивки: BEASTFPVF722
- непрерывный ток ESC: 4 в 1 65 А
- ESC протокол: DSHOT300/600
- количество поддерживаемых двигателей: 8
- вес: 10 г
- пиковый ток: 70 А (10 с) [9].

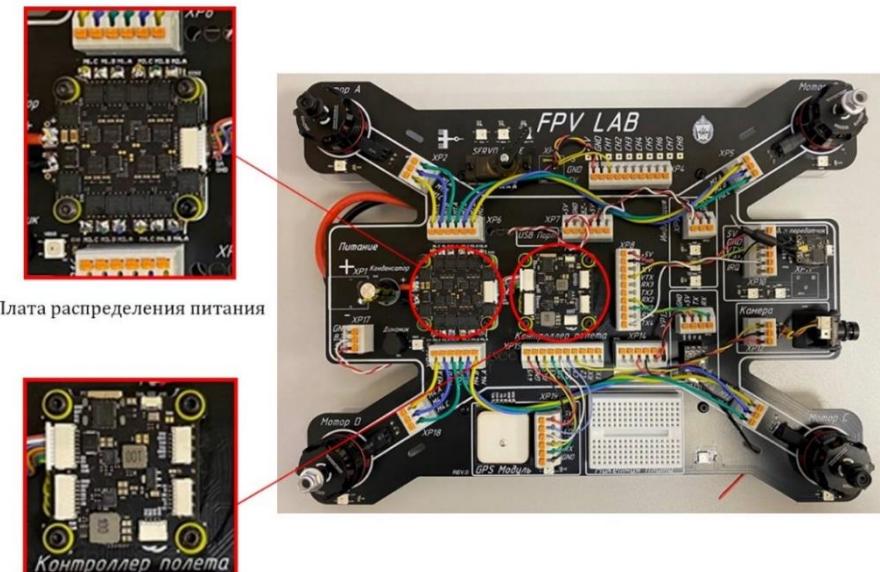


Рис. 7. Полетный контроллер «FPV F722 BLS 65A FC» и регулятор оборотов (ESC) «BEASTFPV Stack» на учебно-исследовательской платформе

5. Курсовая камера «Caddx NANO Ant»

Камера «Caddx Ant» (рисунки 8, 9) весит всего 2 грамма. Это одна из самых легких FPV камер с WDR и широким диапазоном входного напряжения. Подходит для прямого подключения к 1-4S аккумуляторам.



Рис. 8. Курсовая камера «Caddx NANO Ant»

Основные параметры:

- сенсор: 1/3 CMOS-датчик
- разрешение: 1200 ТВЛ
- изображение: 16:9/4:3
- электронный затвор: PAL 1/50~100 000; NTSC1/60~100 000
- отношение сигнал/шум: > 52 дБ (AGC выключено)
- видео выход: CVBS
- объектив: 1,8 мм

минимальное освещение: 0,001 люкс F1,2
 питание: 3,7-18 В
 диапазон рабочих температур: от -20°C до 60°C
 рабочая влажность: 20-80%
 размеры: 14×14 мм (с кронштейном 19 × 19 мм)
 вес: 2 г [10].

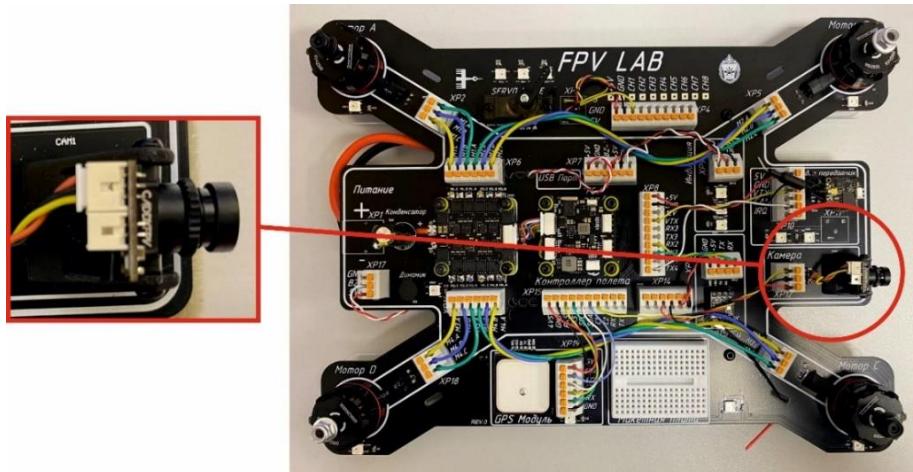


Рис. 9. Курсовая камера «Caddx NANO Ant» на учебно-исследовательской платформе

6. Модуль «GPS BEITIAN BN-880»

Модуль «GPS BEITIAN BN-880» (рисунки 10, 11) включает в себя: антенну GPS, антенну GNSS, антенну RTK, антенну Beisan RDSS, модуль GPS, модуль GNSS, плату, приемник GNSS, модуль Beidou.



Рис. 10. Модуль «GPS BEITIAN BN – 880»

Основные параметры:

размер: 28×28×10 мм

масса: 10 г

системы: GPS, ГЛОНАСС, Galileo, Beidou, QZSS, SBAS

напряжение питания: 2,8-6 В (обычно 3,3 или 5 В)

потребление при токе 50 мА-4,92 В

холодный старт: 25 с

горячий старт: 3 с

точность: 2 м

скорость обмена данными: 4800-115200bps. 38400 по умолчанию.

интерфейс: UART

частота обновления: 1-10Гц. По умолчанию 1Гц

каналов: 72

компас: HMC5883L

разъем: JST 1,25 6р [11].

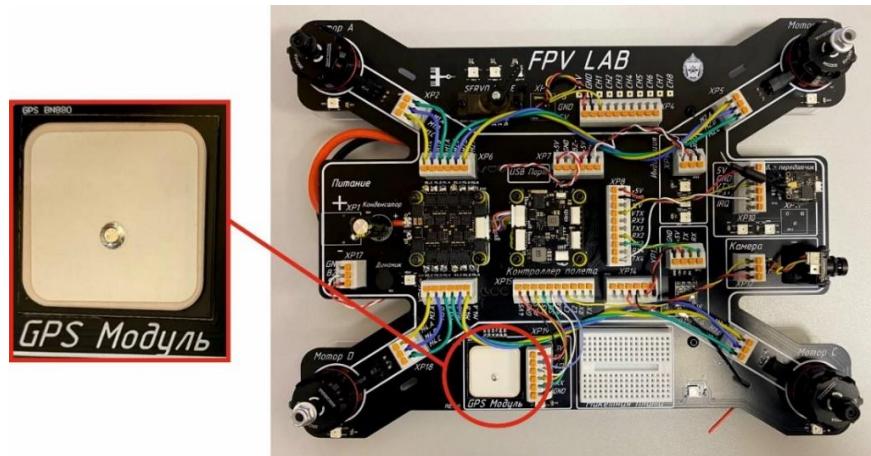


Рис. 11. Модуль «GPS BEITIAN BN – 880» на учебно-исследовательской платформе

7. Ограничитель тока «Smoke Stopper JHEMCU»

«Smoke Stopper JHEMCU» (рисунок 12 а) – это ограничитель тока, устройство для защиты периферии квадрокоптера перед первым запуском. Используется для выявления проблем с питанием (короткое замыкание, некачественные компоненты, ошибки при сборке). Включается между батареей и квадрокоптером.

Основные параметры:

- входное напряжение: 3-30 В (1-6S);
- разъём: XT60 и XT30 (вход и выход);
- ток удержания: 0,5 А;
- ток срабатывания (отключения): 1,0 А.

Ограничитель тока включается в цепь между аккумуляторной батареей и проводами питания квадрокоптера (рисунок 12 б). [12].



Рис. 12. Ограничитель тока «Smoke Stopper JHEMCU»

При отсутствии неисправностей в цепи питания, о нормальном режиме работы будет информировать зеленый индикатор.

В случае короткого замыкания или любой другой ситуации, когда ток питания превысит 1 А, загорится красный индикатор и появится звуковой сигнал, при этом ограничитель самостоятельно разомкнет цепь, тем самым сохраняя элементы внешней периферии квадрокоптера от перегрева и последующего выхода их строя. Для обеспечения собственной работоспособности ограничителя, при срабатывании происходит самостоятельное отключение основных элементов платы, а при обратном включении все элементы функционируют в заданном режиме.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной идеей рассмотренной в данной работе платформы является возможность

исследования радио и электротехнических процессов в БПЛА FPV-типа. Платформа позволяет осуществлять оперативную замену компонентов и как следствие быстро проводить анализ характеристик исследуемой конфигурации. Высокая оперативность изменения конфигурации достигается за счет использования «быстрых» контактов.

Созданная платформа позволяет проверить основные функциональные характеристики и работоспособность системы, выявить возможные ошибки и недочеты до начала ее использования для требуемых задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Летуновский Д.С., Лихачева Т.С., Романова Е.Б. Методики прототипирования печатных плат, лежащие в основе работы комплекса автоматизации проектирования и прототипирования электронных средств / Альманах научных работ молодых ученых Университета ИТМО. Материалы XLVI научной и учебно-методической конференции. 2017. С. 190-193.
2. Кулаков К.С., Крылов Ю.П., Красников В.И. Применение аддитивных технологий для прототипирования и изготовления составных частей БПЛА / Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2024. № 5-6 (191-192). С. 130-136.
3. Бобылев Ф.А., Маркелов М.К. Пример создания полетного контроллера беспилотного летательного аппарата на базе микроконтроллера stm32 / Техника, технология, управление. 2023. С. 72-81.
4. Ильюшин С.В., Белгородский В.С., Довнич И.И. Проектирование изделий с использованием технологии быстрого прототипирования. Учебное пособие. Москва. 2014. 51 с.
5. Шапеев Д.Ю., Михайлова А.В. Разработка прототипа беспилотного наземного транспортного средства для поисковых служб / Информационные системы и технологии в образовании, науке и бизнесе. Материалы всероссийской научно-практической конференции. Улан-Удэ, 2024. С. 76-79.
6. Товар на сайте AliExpress. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://aliexpress.ru/item/1005006071440189.html?ysclid=m4ybpkdm9783147680&sku_id=12000035595651386 (дата обращения: 09.03.2025).
7. M03 25-350mW 5.8G VTX [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://betafpv.com/products/m03-25-350mw-5-8g-vtx> (дата обращения: 09.03.2025).
8. Двигатель для квадрокоптера RS 2205 CW/CCW 2300KV [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.ozon.ru/product/dvigatel-dlya-kvadrokoptera-rs-2205-cw-ccw-2300kv-nabor-iz-4-sht-828458971/> (дата обращения: 09.03.2025).
9. BeastFPV F722 BLS 65A FC/ESC Stack [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://beastfpv.ru/product/beastfpv-f722-bls-65a-fcesc-stack/?ysclid=m4yeecmlt7578488271> (дата обращения: 11.03.2025).
10. Caddx Ant [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://clk.ru/3HMA Sk> (дата обращения: 10.03.2025).
11. Название товара [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://fixfly.ru/zproduct/5489?ysclid=m4yfh5s21q706411728> (дата обращения: 11.03.2025).
12. JHEMCU XT30/XT60 RC Smoke Stopper [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.jhemcu.com/e_productshow/?52-JHEMCU-XT30XT60-RC-Smoke-Stopper-1-6S-Fuse-Holder-Test-Short-circuit-Protection-52.html (дата обращения: 10.03.2025).

REFERENCEC

1. Letunovsky D.S., Likhacheva T.S., Romanova E.B. Methodologies for Prototyping Printed Circuit Boards Underlying the Operation of the Automation Complex for Designing and Prototyping Electronic Devices, Almanac of Scientific Works of Young Scientists of ITMO University, Materials of the XLVI Scientific and Educational Methodological Conference, 2017, pp. 190-193.
2. Kulakov K.S., Krylov Yu.P., Krasnikov V.I. Application of Additive Technologies for Prototyping and Manufacturing Components of UAVs, Issues of Defense Technology. Series 16: Technical Means of Countering Terrorism, 2024, No, 5-6 (191-192), pp. 130-136.
3. Bobylev F.A., Markelov M.K. Example of Creating a Flight Controller for an Unmanned Aerial Vehicle Based on the STM32 Microcontroller, Technique, Technology, Management, 2023, pp. 72-81.
4. Ilyushin S.V., Belgorodsky V.S., Dovnich I.I. Designing Products Using Rapid Prototyping Technology, Tutorial, Moscow, 2014. pp. 51.
5. Shapeev D.Yu., Mikhailova A.V. Development of a Prototype of an Unmanned Ground Vehicle for Search Services, Information Systems and Technologies in Education, Science, and Business, Materials of the All-Russian Scientific and Practical Conference, Ulan-Ude, 2024, pp. 76-79.
6. Product on the AliExpress website, Available, at:
https://aliexpress.ru/item/1005006071440189.html?ysclid=m4ybdkdm9783147680&sku_id=12000035595651386
7. M03 25-350mW 5.8G VTX. Available at: <https://betafpv.com/products/m03-25-350mw-5-8g-vtx>
8. Engine for Quadcopter RS 2205 CW/CCW 2300KV, Available, at:
<https://www.ozon.ru/product/dvigatel-dlya-kvadrokoptera-rs-2205-cw-ccw-2300kv-nabor-iz-4-sht-828458971/>
9. BeastFPV F722 BLS 65A FC/ESC Stack, Available, at:
<https://beastfpv.ru/product/beastfpv-f722-bls-65a-fcesc-stack/?ysclid=m4yeecmlt7578488271>
10. Caddx Ant, Available, at: <https://clck.ru/3HMASk>
11. Product Name [Electronic resource]. Available at:
<https://fixfly.ru/zproduct/5489?ysclid=m4yfh5s21q706411728>
12. JHEMCU XT30/XT60 RC Smoke Stopper, Available, at:
https://www.jhemcu.com/e_productshow/?52-JHEMCU-XT30XT60-RC-Smoke-Stopper-1-6S-Fuse-Holder-Test-Short-circuit-Protection-52.html

К ВОПРОСУ ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

А. В. Королев, С. Г. Рыков

АО «Всероссийский НИИ радиотехники», Москва, Россия

Аннотация. Важной задачей, решаемой в ходе проектирования синтезаторов частот с использованием ЦВС, является прогнозирование параметров при изменении частоты выходных колебаний, формируемых синтезатором и, как следствие, частоты колебаний на выходе ЦВС. Эта задача тесно связана с анализом источников паразитных спектральных составляющих (ПСС), идентификацией ПСС и оценкой их влияния на результаты измерений. В данном докладе выполнен анализ спектра дискретных составляющих и фазовых шумов выходного колебания ЦВС, проведено моделирование и измерение фазовых шумов. Предложены рекомендации по выбору частот для измерения фазовых шумов.

Ключевые слова: ЦВС, фазовый шум, дискретные составляющие, шумы квантования, усечение кода фазы.

ON THE ISSUE OF DIREC DIGITAL SYNTHESIZERS PHASE NOISE MEASURING

A.V. Korolev¹, S.G. Rykov²

«JSC All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering», Moscow, Russia

Abstract. An important task to be solved during the design of frequency synthesizers using DDS is the prediction of parameters when changing the frequency of the output oscillations generated by the synthesizer and, as a result, the frequency of the oscillations at the output of the DDS. This task is closely related to the analysis of spurs sources, the identification of spurs and the assessment of their impact on the measurement results. In this report, the analysis of the spectrum of discrete components and phase noise at DDS output is carried out, modeling and measurement of phase noise is carried out. Recommendations on the choice of frequencies for measuring phase noise are proposed.

Keywords: DDS, phase noise, spurs spectrum, quantization noise, phase truncation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) находят широкое применение в радиотехнических устройствах благодаря исключительно высокому разрешению по частоте, скорости измерения параметров выходного колебания, гибкости управления. Параметры спектра выходного сигнала ЦВС во многом определяют качественные показатели синтезаторов для систем связи, радиолокации и измерительной техники.

Фазовые и амплитудные шумы, возникающие в результате флюктуаций параметров ЦВС, определяются частотой синтезируемого гармонического колебания, которую можно найти из выражения

$$f_c = \frac{K_f}{2^L} f_T, L \leq N, \quad (1)$$

где N – разрядность аккумулятора фазы, L – номер последнего ненулевого разряда аккумулятора фазы, K_f – код частоты с разрядностью L , $K_f < 2^{L-1}$, f_T – частота тактового колебания. Модель ЦВС [1], содержащая тракт приема и распределения тактового

колебания, накопитель кода фазы НКФ, преобразователь кодов фазы в коды значений синуса ФП и цифроаналоговый преобразователь ЦАП приведена на рисунке 1.

На этом рисунке $S_{0,t\text{вых}}(F), S_{1,t\text{вых}}(F)$ – естественная и фликкерная составляющие СПМФШ вызванных флуктуациями задержки переключения разрядов ЦАП, $S_{0,\phi\text{вых}}(F), S_{1,\phi\text{вых}}(F)$ – естественная и фликкерная составляющие СПМФШ, вызванных флуктуациями порога срабатывания тракта приема и распределения тактового колебания, S_L – естественная составляющая фазовых шумов выходного колебания ЦАП.

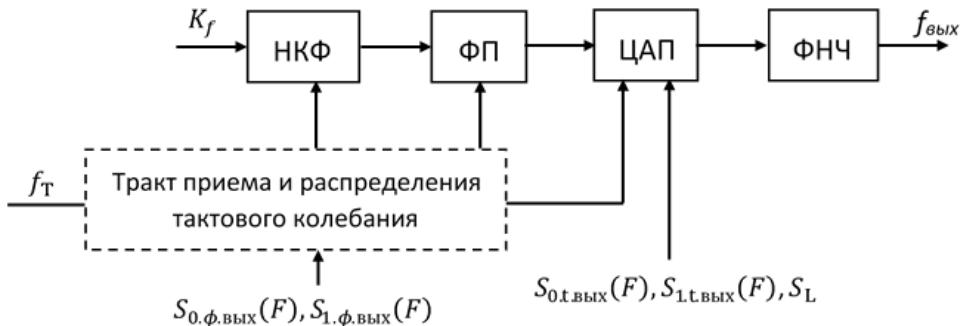


Рис 1. Модель ЦВС с трактом приема и распределения тактового колебания

В соответствии с этой моделью СПМФШ формируемого ЦВС гармонического колебания на отстройке F от несущей частоты f_c имеет вид:

$$S_\varphi(F) = S_{0,\phi\text{вых}}(F) + S_{1,\phi\text{вых}}(F) + S_{0,t\text{вых}}(F) + S_{1,t\text{вых}}(F) + S_L \quad (1)$$

Спектральную плотность мощности фазовых шумов (СПМФШ) можно рассчитать для любого значения частоты f_c при произвольных K_f , L и f_T . При этом следует учитывать, что на спектр выходного сигнала ЦВС оказывают влияние не только шумы, вносимые ЦВС в формируемый сигнал, но и побочные спектральные составляющие (ПСС), возникающие при формировании гармонического колебания зависящие от способа реализации цифрового синтезатора. Для ряда частот [2] с $K_f = 2^y, y = 1 \dots L - 2$ ПСС в спектре выходного колебания ЦВС отсутствуют, что дает возможность сопоставления расчетных и полученных экспериментально значений СПМФШ. Для других синтезируемых частот может возникнуть проблема разделения флуктуационных и дискретных составляющих результирующего спектра фазовых шумов [a1]. В самом общем виде рекомендации по выбору частот синтеза колебаний приводятся во многих источниках [3, 4]. Тем не менее, эти источники не позволяют выполнить совместный анализ ПСС различного происхождения и фазовых шумов на малых отстройках от частоты синтезируемого колебания. Такой анализ в дальнейшем позволит найти значения частот f_c , на которых влиянием ПСС на формируемый сигнал можно пренебречь и тем самым построить синтезатор частот с улучшенной чистотой спектра.

Таким образом, для решения задачи прогнозирования параметров ЦВС необходимо выполнить анализ источников ПСС.

2. АНАЛИЗ СПЕКТРА ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО КОЛЕБАНИЯ

В зависимости от причины возникновения ПСС рассматривают [4]:

- ПСС, обусловленные дискретизацией, на образах основной частоты f_c синтезируемого колебания, с частотами $f_i = i \cdot f_T \pm f_c$, где i – целое число;
- ПСС вызванные ошибками квантования из-за конечной разрядности цифроаналогового преобразователя (ЦАП);
- ПСС вследствие усечения кода фазы;

- ПСС из-за нелинейности ЦАП и выходных каскадов ЦВС, формирующие спектр частот

$$f_{\text{комб}} = i \cdot f_T \pm j \cdot f_c.$$

Еще один источник ПСС в ЦВС - работа ЦАП в режиме чередования во времени [5]. В этом случае в спектре выходного колебания появляются составляющие с частотами [5]

$$f_{TI} = i \cdot \frac{f_T}{M} \pm j \cdot f_{\text{осн}}.$$

Здесь M – количество поочередно работающих ЦАП или цифровых каналов.

ПСС на частотах f_i могут быть подавлены фильтром низких частот или полосовым фильтром при работе на частоте образа, остальные ПСС могут попасть в полосу рабочих частот синтезатора и в полосу формируемого сигнала.

В настоящем докладе будем рассматривать ПСС, вызванных квантованием по амплитуде и усечением кода фазы.

3. КВАНТОВАНИЕ ПО АМПЛИТУДЕ

При цифро-аналоговом преобразовании широкополосных сигналов ошибки квантования по амплитуде носят случайный характер, и для их описания может использоваться понятие шумов квантования, спектральная плотность мощности которых (в децибелах) может быть найдена по формуле [6]

$$S_q(f) = -1,76 - 6,02W - 10 \log(f_T/2) [\text{дБ}],$$

где W – разрядность ЦАП. Такое определение предполагает, что квантуемый сигнал и тактовое колебание не коррелированы [7].

Частота гармонического колебания, синтезируемого ЦВС, выражается рациональным числом, см. (1), и коррелировано с тактовым колебанием. Согласно [7], при наличии корреляции сигнала с тактовым колебанием спектр ошибок квантования носит дискретный характер.

Представим формируемый ЦВС сигнал $s(i)$ в виде гармонического колебания

$$s(i) = A \sin(2\pi f_c \cdot i),$$

где $A = qN_w/2$ – амплитуда колебания, q – шаг квантования по амплитуде, $N_w = 2^w$ – количество уровней квантования по амплитуде. Анализ спектра ошибок квантования гармонического колебания в [8] показал, что спектр представляет собой периодическую функцию частоты f , содержащую экстремумы на частотах

$$f_{xn} = \frac{2\pi f_c An}{q} = f_c \cdot f_{xn},$$

$$f_{xn} = \pi N_w n,$$

где n – номер периода.

Спектральная плотность мощности шумов квантования по амплитуде (СПМШК) в каждом периоде может быть найдена по приближенной формуле [8]:

$$S_{vv}(f) = \frac{q^3}{4\pi^4 f_c^4 A} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{fq}{2\pi f_c An}\right)^2}} \cdot \frac{1}{n^3}, \quad |fq| < 2\pi f_c An.$$

где f_c – частота гармонического колебания, f – частота анализа.

СПМШК $S_{vv}(f)$ можно интерпретировать как среднее значение мощности ПСС квантования по амплитуде, полученное с использованием анализатора спектра с разрешением по частоте Δf таким что $f_c \ll \Delta f \ll f_{xn}$ [8].

Выражение для гармоник $c(i)$ спектра ошибок квантования по амплитуде с учетом их дискретного характера было получено в [9]:

$$c(i) = \frac{4}{iN\pi} \sum_{k=1}^N \cos\left(i \cdot \arcsin\left(\frac{k-0,5}{N}\right)\right),$$

$$N = 2^W/2, \quad i = 2n+1, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

В выражении (ф.26) спектр ошибок квантования по амплитуде содержит только нечетные гармоники $c(2n+1)$ входного сигнала, а частоте сигнала f_c соответствует номер $i = 1$.

Допустимость представления $S_{vv}(f)$ как среднего значения мощности ПСС квантования по амплитуде демонстрирует рисунок 2, где показана СПМШК $S_{vv}(f)$ и спектр ошибок квантования после усреднения

$$|c(i, \Delta f)|^2 = \sum_{k=i-\Delta f/2}^{i+\Delta f/2} |c(k)|^2$$

при $\Delta f = 61$ для $W = 10$ и частоты сигнала равной $f_c = 1$. Видно, практически для всех значений номеров гармоник i $S_{vv}(f = i) \approx |c(i, \Delta f)|^2$, что позволяет использовать $S_{vv}(f)$ для оценки среднего значения мощности ПСС.

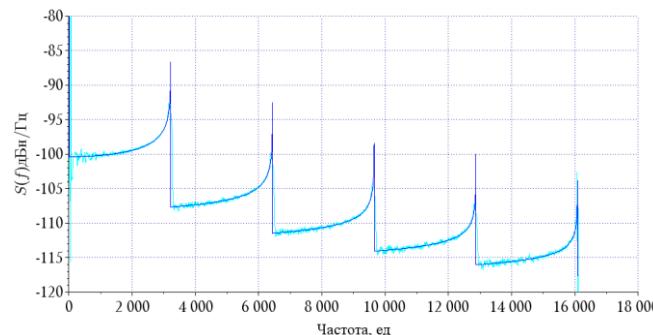


Рис.2. Спектральная плотность мощности шумов квантования по амплитуде $S_{vv}(f)$ и спектр ошибок квантования после усреднения $|c(i, \Delta f)|^2$

Ориентируясь на набольший уровень составляющих $|c(i_{max1})|^2$, оценку максимального уровня ПСС в области первого периода ПСС можно выполнять по формуле

$$S_{\text{ПСС max}}(W) \cong -8W - 4,5 \text{ дБн}$$

В таблице т.3 приведены значения максимального уровня ПСС $|c(i_{max1})|^2$ на частотах гармоник $i \leq f_{x1}$ ближайших к f_{x1} для ряда значений L использованных старших разрядов аккумулятора фазы. Видно, что при $L - W \geq 4$ уровень максимальной ПСС слабо зависит от значения L и изменяется менее чем на 0,4 дБ.

Таблица 1.

W	f_{x1}	L				
		14	16	18	20	22
		$ c(i_{max1}) ^2, \text{дБн}$				
10	3216,99	-84,35	-84,65	-84,61	-84,60	-84,61
12	12867,96	-100,16	-100,30	-100,38	-100,50	-100,50
14	51471,85		-115,74	-116,38	-116,22	-116,26
16	205887,41			-131,23	-132,62	-132,53

. Таким образом, при полном использовании реальной разрядности аккумулятора фазы $N = 32 \dots 48$ современных ЦВС максимальные уровни гармоник $|c(i_{max1})|^2$ можно оценить по таблице 1.

4. УСЕЧЕНИЕ КОДА ФАЗЫ

Введем обозначения: R – адресуемая разрядность аккумулятора фазы после усечения кода фазы, $B = L - R$ – количество отброшенных разрядов аккумулятора фазы. Согласно [10] максимальный уровень ПСС усечения кода фазы равен

$$P = -6.02R \text{ [дБ]}$$

Заметим, что в современных радиочастотных ЦВС $R=15\dots19$, и соответственно $P \leq -(90 \dots 114) \text{ дБ}$. Такой уровень ПСС может быть достаточным для многих радиотехнических систем. Тем не менее, составляющие спектра ПСС могут располагаться на малых отстройках от частоты f_c сигнала, и их уровень может существенно превышать значения СПМФШ на этих отстройках, как показано на рисунке 3.

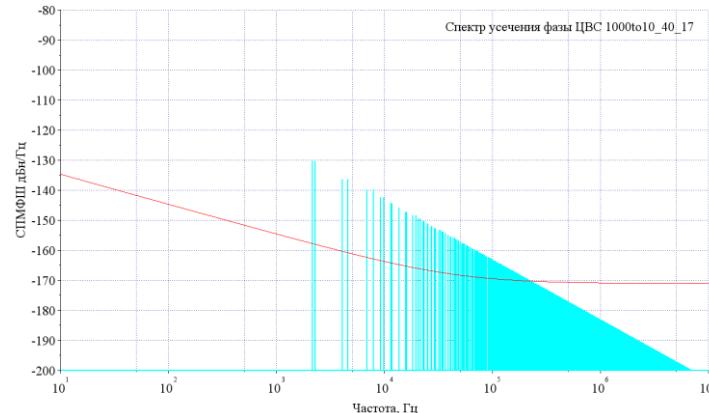


Рис. 3. Спектр ПСС для $L = 40$, $f_T = 1 \text{ ГГц}$,
 $K_f = 10995116277$ ($f_c \approx 10 \text{ МГц}$) и $R = 17$ и СПМФШ выходного колебания ЦВС
 1508ПЛ08 на частоте $f_c = 10 \text{ МГц}$.

В [10] были получены выражения для расчета частот и амплитуд ПСС усечения кода фазы, в [9] найдена весовая функция для расчета амплитуд как этих ПСС, так и ПСС ошибок квантования и нелинейности ЦАП.

Ошибки усечения кода фазы во временной области имеют вид пилообразной функции с периодом равным $1/2^B$. Соответственно спектр сигнала на выходе ЦВС с усечением кода фазы может быть представлен в виде [11]

$$\begin{aligned} \dot{S}_d(k) &= \dot{V}_d(k) \dot{S}'_k(k), \\ \dot{S}'_k(k) &= \frac{1}{2^R} \sum_{i=0}^{2^W-1} s(2^B \cdot i) \exp\left(-j \frac{2\pi}{2^R} ik\right), 0 \leq k \leq 2^L - 1, L \leq N, \\ \dot{V}_d(k) &= \frac{1 - \exp\left(-j \frac{2\pi}{2^R} k\right)}{1 - \exp\left(-j \frac{2\pi}{2^L} k\right)}, 0 \leq k \leq 2^L - 1, L \leq N. \end{aligned}$$

Спектр $\dot{S}'_k(k)$ представляет собой периодическую функцию с периодом 2^W и содержит 2^B периодов. Спектр $\dot{S}_d(k)$ получается из спектра $\dot{S}'_k(k)$ умножением его на весовую функцию $\dot{V}_d(k)$. Весовая функция $\dot{V}_d(k)$ медленно уменьшается при $k \ll 2^R$. В связи с этим приведенные в таблице 1 значения максимального уровня ПСС $|c(i_{max1})|^2$

могут быть использованы для оценки максимального уровня ПСС, вызванных квантованием по амплитуде, и при наличии усечения кода фазы ЦВС.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТА

Было выполнено моделирование спектра ПСС ЦВС 1508ПЛ08. Для этой микросхемы $R = 15, W = 10, N = 48$.

На рисунке 4, а показан расчетный спектр выходного колебания ЦВС при $f_t = 10^8 \text{ Гц}, L = 20, R = 15, W = 10, K_f = 104857$. Видно значительное число ПСС квантования по амплитуде, в том числе расположенных на малых отстройках от частоты основного колебания $f_{\text{с.сигн}} \cong 10^7 \text{ Гц}$.

Экспериментально полученный спектр выходного колебания ЦВС 1508ПЛ8Т для заданного выше кода частоты K_f показан на рисунке 4, б. При $f_t = 10^8 \text{ Гц}$ и $L = 20$ шаг ПСС составляет $f_t/2^L \cong 954 \text{ Гц}$, при установленной полосе анализа 100 Гц анализатор спектра позволяет определить уровень каждой составляющей ПСС. Для наиболее мощной ПСС уровень равен $|c_{\max}|^2 \sim (-85) \text{ дБн}$.

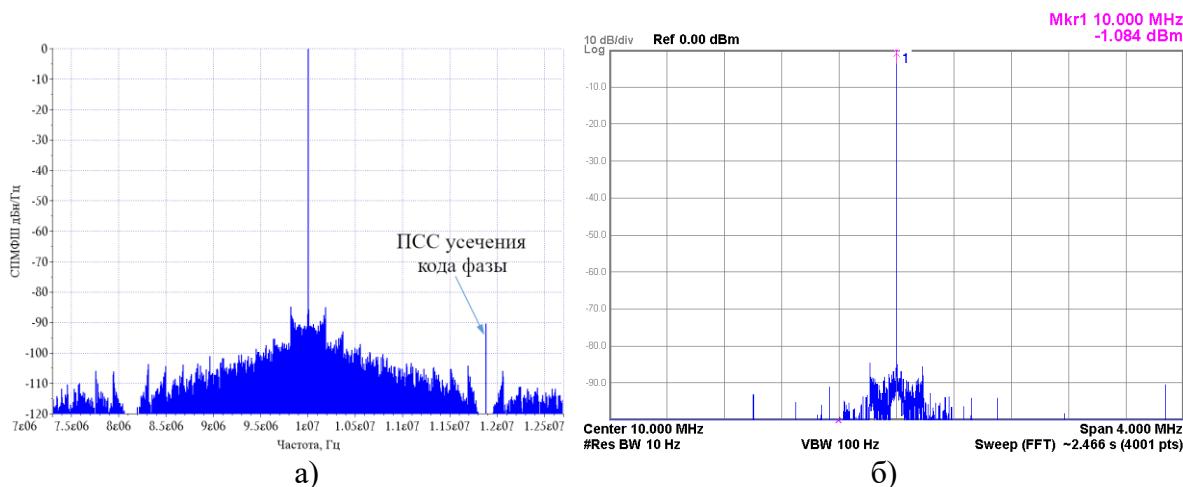


Рис. 4. Спектр выходного колебания ЦВС 1508ПЛ8Т, $L = 20, R = 15, W = 10, K_f = 104857$. а) –расчет, б) - эксперимент

6. РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ В ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСЕ

Энергетический спектр (или спектр мощности) не позволяет определить какой вид модуляции (амплитудной или угловой) преобладает для каждой составляющей ПСС.

Для анализа ПСС, вызванных угловой модуляцией, их спектр удобно представить в зависимости от частоты отстройки $F_{\Delta k}$ от несущей частоты в логарифмическом масштабе, как это обычно делается в анализаторах источников сигналов (анализаторах шумов). В этом случае относительную мощность ПСС на отстройке $F = F_{\Delta k}$ от частоты $f_{\text{с.сигн}}$ в одной боковой полосе следует вычислять как

$$P_{\text{ПСС}}(F_{\Delta k}) = 20 \log_{10} \left| \dot{s}_d(K_f + \Delta k) + \overline{\dot{s}_d(K_f - \Delta k)} \right| - 3 \text{ [дБн].}$$

Здесь частота отстройки ПСС рассчитывается как $F_{\Delta k} = (f_t/N) \cdot |\Delta k|$, а $\dot{s}_d(K_f + \Delta k)$ и $\overline{\dot{s}_d(K_f - \Delta k)}$ –составляющая спектра (3) с номером $(K_f + \Delta k)$ и комплексно сопряженная составляющая с номером $(K_f - \Delta k)$ соответственно.

Анализатор сигналов вычисляет мощность спектральных составляющих в полосе $\Delta F_{\text{фил}}$ фильтра, перестраиваемого по частоте F . Пусть число отсчетов в одной декаде логарифмической шкалы равно $i_{\text{дек}}$. Тогда частота F_i отсчета с номером i будет равна

$$F_i = 10^{i/i_{\text{дек}}}$$

Полагаем полосу пропускания фильтра с центральной частотой $(F_i + F_{i+1})/2$ равной $\Delta F_{\text{фил},i} = F_{i+1} - F_i$. Суммарную мощность ПСС в этой полосе можно считать равной

$$P_{\text{ПСС}}(F_i) = \sum_{\substack{F_{\Delta k}=F_{i+1} \\ F_{\Delta k}=F_i}} P_{\text{ПСС}}(F_{\Delta k}).$$

Пересчитанная к полосе 1 Гц, мощность ПСС будет равна

$$P_{\text{ПСС1Гц}}(F_i) = P_{\text{ПСС}}(F_i)/\Delta F_{\text{фил},i} \quad (2)$$

Спектр ПСС не дает полного представления о фазовых шумах ЦВС, поскольку в расчетах мы не принимали во внимание реально существующие фазовые шумы ЦВС. Для учета спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМФШ) ЦВС, воспользуемся моделью [1], позволяющей рассчитывать СПМФШ $S_{\varphi}(F)$ ЦВС при заданных значениях f_c и f_t и при необходимости учитывать фазовые шумы источника тактового колебания на частоте f_t . Полагая что шумы $S_{\varphi}(F)$, вызванные флюктуационными процессами в цепях ЦВС, не коррелированы с составляющими спектра $P_{\text{ПСС1Гц}}(F_i)$, связанными с процессом дискретизации, эквивалентную СПМФШ ЦВС на частоте F можно записать как

$$S_{\varphi,\text{экв}}(F) = S_{\varphi}(F) + P_{\text{ПСС1Гц}}(F) \quad (3)$$

Рассчитанная в соответствии с (2) и (3) СПМФШ $S_{\varphi,\text{экв}}(F)$ ЦВС 1508П1Т для заданных ранее частот $f_{\text{с.сигн}}$ и f_t показана на рисунке 5, а.

Сравнение с экспериментально полученной спектральной плотностью мощности фазовых шумов (СПМФШ) ЦВС 1508ПЛ8Т на частоте $f_{\text{с.сигн}}$ (рисунок 5, б) показывает хорошее соответствие расчета и измерения в области, где преобладает влияние ПСС.

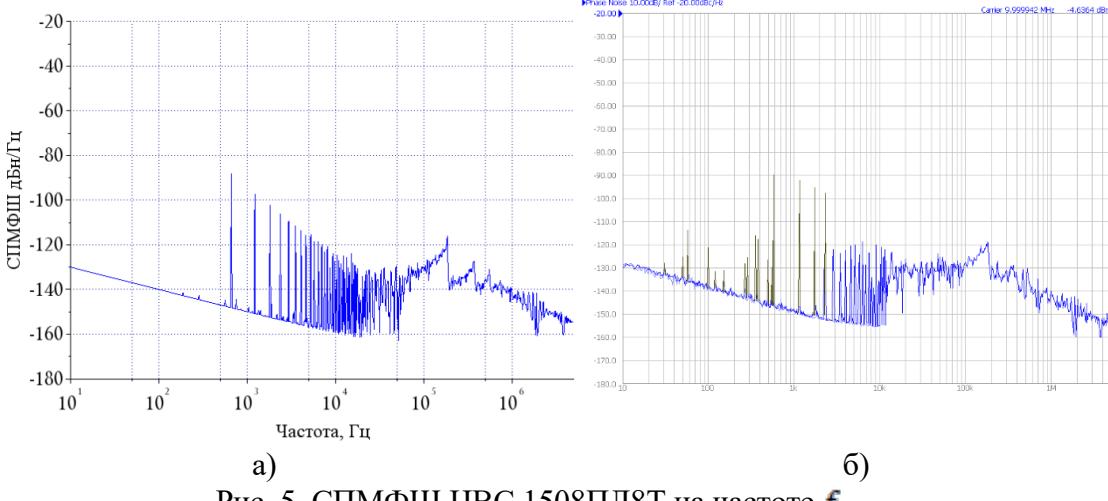


Рис. 5. СПМФШ ЦВС 1508ПЛ8Т на частоте $f_{\text{с.сигн}}$,
а) – расчет, б) - эксперимент

Расчеты показывают, что по мере увеличения номера последнего ненулевого разряда L повышается точность установки частоты $f_{\text{с.сигн}}$, а величина соответствующая $F_{\Delta k\text{макс}}$ отстройки наиболее мощной ПСС уменьшается. Так, при $L = 48$ отстройка $F_{\Delta k\text{макс}}$ не превышает 0,000002 Гц, и весь спектр ПСС сосредоточен на отстройках не превышающих 1 Гц, и на отстройках $F > 1$ Гц выполняется условие

$$S_\varphi(F) > P_{\text{ПСС1Гц}}(F), \quad (4)$$

что дает $S_{\varphi,\text{экв}}(F) \approx S_\varphi(F)$. Аналогично можно выбрать значения кода частоты K_f так, чтобы выполнялось условие (4) на требуемых отстройках F . Это позволяет выполнять измерение СПМФШ $S_\varphi(F)$ на частотах, отличающихся от очевидных частот $f_c = f_T/2^M, M \leq L$, где ПСС присутствуют только на частотах кратных f_c .

На рисунке 6, а) приведена расчетные СПМФШ $S_{\varphi,\text{экв}}(F)$ ЦВС 1508ПЛ8Т для $N = 48, L = 5, 0, W = 10$ при $f_T = 106,67 \text{ МГц}$, и для $N = 48, L = 48, 0, W = 10$ при $f_T = 100 \text{ МГц}$. В обоих случаях код частоты рассчитывался как $K_f = \text{int}(2^L/10)$, а частота выходного колебания $f_c = 10 \text{ МГц}$. В области фликкерных шумов СПМФШ неотличимы, а при $L = 5$ в спектре на отстройках меньших чем $f_c/2$ наблюдается одна дискретная составляющая, обусловленная дискретизацией по амплитуде, частота ее отстройки Δf_{dc} определяется соотношением $\Delta f_{dc} = f_T/2^L$. Аналогичные результаты получены в эксперименте (рисунок 6, б). Дискретные составляющие усечения кода фазы в спектре отсутствуют, поскольку выполняется условие $L < R$. Обратим внимание, что частота Δf_{dc} не зависит от значения W .

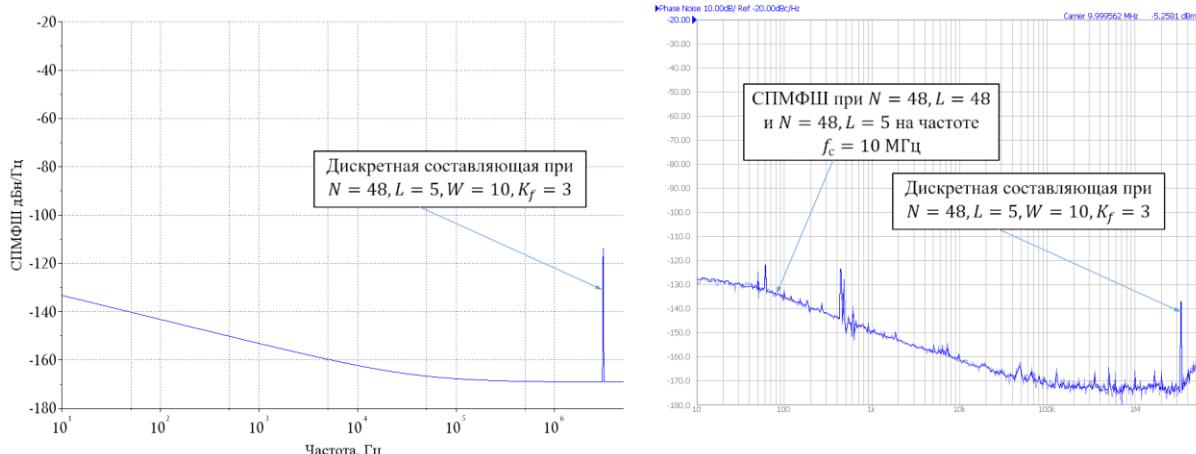


Рис. 6. Расчетные СПМФШ $S_{\varphi,\text{экв}}(F_i)$ ЦВС 1508ПЛ8Т для $N = 48, L = 5, 0, W = 10$ при $f_T = 106,67 \text{ МГц}$, и для $N = 48, L = 48, 0, W = 10$ при $f_T = 100 \text{ МГц}$

Таким образом, выбирая $L < R$ можно выполнить измерение вносимых фазовых шумов ЦВС на требуемых отстройках от частоты синтезируемого колебания (разумеется за исключением частоты Δf_{dc}).

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем сообщении выполнен анализ спектра дискретных составляющих и фазовых шумов выходного колебания ЦВС с учетом разрядности аккумулятора фазы, квантования амплитуды и усечения кода фазы. Выполнено моделирование и измерение фазовых шумов для ЦВС 1508ПЛ8Т, предложены рекомендации по выбору частот для измерения фазовых шумов и использованию ЦВС в синтезаторах для минимально возможного ухудшения фазовых шумов. Показано, что для ЦВС возможно измерение вносимых фазовых шумов на частотах, отличающихся от очевидных частот $f_c = f_T/2^M$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Королёв А.В., Рыков С.Г. Фазовые шумы цифровых вычислительных синтезаторов при изменении частот тактового и выходного колебания // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 5. С. 100–116.
2. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин. Цифровые вычислительные синтезаторы – современные решения // Электроника, наука, технология, бизнес. 2014, №4, с. 154–158.
3. Groulx R., Mason S., Collins R. Minimization of DDS Spurious Content in Multi-Channel Systems //High Frequency Electronics. – 2006. – С. 18-28.
4. А.В. Голубков, В.Г. Голубков, В.Н. Кочемасов, Е.В. Янковский. Механизмы возникновения паразитных составляющих в спектре выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора // Сборн. докл. междунар. научн.-тех. сем. “Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях”. Йошкар-Ола, 2012, С. 15-18.
5. Kurosawa N. et al. Explicit analysis of channel mismatch effects in time-interleaved ADC systems //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 2001. – Т. 48. – №. 3. – С. 261-271.
6. Clara M. High-performance D/A-converters: Application to digital transceivers. – Springer Science & Business Media, 2012. – Т. 36. P.6
7. Van de Plassche R. J. Integrated analog-to-digital and digital-to-analog converters. – Springer Science & Business Media, 2012. – Т. 264
8. Widrow B., Kollár I. Quantization noise: roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications. – Cambridge University Press, 2008.
9. Bellan D., Brandolini A., Gandelli A. Quantization theory-a deterministic approach //IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1999. – Т. 48. – №. 1. – С. 18-25.
10. Kroupa V. F. et al. Spurious signals in direct digital frequency synthesizers due to the phase truncation //IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. – 2000. – Т. 47. – №. 5. – С. 1166-1172.
11. Torosyan A., Willson A. N. Exact analysis of DDS spurs and SNR due to phase truncation and arbitrary phase-to-amplitude errors //Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2005. – IEEE, 2005. – С. 50–58.

REFERENCES

1. Korolev A.V., Rykov S.G. DDS phase noise dependency on clock frequency and DDS output signal frequency. Radiotekhnika. 2021. V. 85. № 5. Pp. 100–116
2. Kochemasov, D. Skok, A. Cherkashin. Cifrovyye vychislitel'nye sintezatory – sovremennoye resheniya // Elektronika, nauka, texnologiya, biznes. 2014, №4, Pp. 154–158.
3. Groulx R., Mason S., Collins R. Minimization of DDS Spurious Content in Multi-Channel Systems //High Frequency Electronics. – 2006. – Pp. 18-28
4. A.V. Golubkov, V.G. Golubkov, V.N. Kochemasov, E.V. Yankovskij. Mekhanizmy vozniknoveniya parazitnykh sostavlyayushchikh v spektre vykhodnogo signala cifrovogo vychislitel'nogo sintezatora // Sborn. dokl. mezhdunar. nauchn.-tekhn. sem. “Sistemy sinronizacii, formirovaniya i obrabotki signalov v infokommunikaciyaKH”. Joshkar-Ola, 2012, Pp. 15-18
5. Kurosawa N. et al. Explicit analysis of channel mismatch effects in time-interleaved ADC systems //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 2001. – Т. 48. – №. 3. – Pp. 261-271

6. Clara M. High-performance D/A-converters: Application to digital transceivers. – Springer Science & Business Media, 2012. – T. 36. P.6
7. Van de Plassche R. J. Integrated analog-to-digital and digital-to-analog converters. – Springer Science & Business Media, 2012. – T. 264.
8. Widrow B., Kollár I. Quantization noise: roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications. – Cambridge University Press, 2008.
9. Bellan D., Brandolini A., Gandelli A. Quantization theory-a deterministic approach //IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1999. – T. 48. – №. 1. – Pp. 18-25.
10. 10 Kroupa V. F. et al. Spurious signals in direct digital frequency synthesizers due to the phase truncation //IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. – 2000. – T. 47. – №. 5. – Pp. 1166-1172.
11. Torosyan A., Willson A. N. Exact analysis of DDS spurs and SNR due to phase truncation and arbitrary phase-to-amplitude errors //Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2005. – IEEE, 2005. – Pp. 50–58/

РЕЗОНАНСНЫЕ ЭФФЕКТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА В БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУРАХ С ИЗМЕНЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ОБЪЕМНОГО НАРУШЕНИЯ И ИНТЕРФЕЙСА

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

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

Аннотация. Приведены результаты исследований резонансов в СВЧ фотонных кристаллах, обусловленных как особенностями их интерфейса, так и объемным нарушением периодичности брэгговской структуры. Рассмотрены особенности поверхностных таммовских состояний как проявление интерфейсных состояний на границе фотонного кристалла и слоя поглотителя электромагнитного излучения. Охарактеризованы дефектные моды фотонного кристалла, связанные с созданием сложного нарушения, в виде отрезка волновода частично заполненного поглотителем электромагнитного излучения. Проанализированы особенности возникающих резонансов в зависимости от материала поглотителя. При использовании в качестве поглотителя структуры, содержащей воду в виде сплошного слоя, учитывалась частотная зависимость её комплексной диэлектрической проницаемости.

Ключевые слова: СВЧ фотонный кристалл; металлический слой; слой воды, таммовский резонанс, дефектная мода

RESONANCE EFFECTS OF THE MICROWAVE RANGE IN BRAGG STRUCTURES WITH VARIABLE STRUCTURE OF VOLUME DEFECT AND INTERFACE

A.V. Skripal, D. V. Ponomarev, V. E. Sharonov, M. A. Volshanik
Saratov State University, Saratov, Russia

Abstract. The results of studies of resonances in microwave photonic crystals caused by both the features of their interface and the volume defect of the periodicity of the Bragg structure have been presented. The features of surface Tamm states have been considered as a demonstration of interface states at the boundary of a photonic crystal and electromagnetic radiation absorber layer. The defect modes of a photonic crystal associated with the creation of a complex defect in the form of a waveguide segment partially filled with electromagnetic radiation absorber have been characterized. The features of the emerging resonances have been analyzed depending on the absorber material. For an absorber in the form of structure containing continuous water layer, the frequency dependence of its complex permittivity has been taken into account.

Keywords: photonic crystal; metal layer; water layer, Tamm resonance, defect mode

1. ВВЕДЕНИЕ

Возникновение резонансных эффектов СВЧ-диапазонов в брэгговских структурах может быть обусловлено как объемным нарушением периодичности брэгговской структуры (возникновением дефектных мод), так и особенностями её интерфейса [1–3]. В качестве интерфейсных состояний можно рассматривать возникновение поверхностных таммовских состояний на границе фотонного кристалла и слоя поглотителя электромагнитного излучения. В качестве поглотителя могут выступать сильнолегированные полупроводниковые и нанометровые металлические слои [4, 5] и

структуры, содержащие воду (материалы «зелёной» электроники), как в виде сплошных слоёв, так и в виде отдельных периодически расположенных капель [6–8].

При расположении слоя поглотителя в области сосредоточения поля электромагнитной волны повышается эффективность управления резонансными особенностями на АЧХ ФК. Поскольку область сосредоточения электрического поля находится внутри ФК, то при расположении образца в этой области на АЧХ ФК реализуется резонансная особенность, которую, как правило, называют дефектной модой [9–11].

2. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЧХ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ИЗМЕНЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ОБЪЕМНОГО НАРУШЕНИЯ ПЕРИОДИЧНОСТИ И ИНТЕРФЕЙСА

При исследовании фотонных таммовских резонансов в диапазоне частот 7–13 ГГц были изготовлены СВЧ фотонные кристаллы на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением: в виде периодически чередующихся слоев керамики Al_2O_3 (нечетные слои, $\epsilon=9.6$, толщина 0.5 мм) и тефлона (четные слои, $\epsilon=2.0$, толщина 18 мм). Фотонные кристаллы состояли из 11 слоев, слои полностью заполняли поперечное сечение волновода. В качестве интерфейса использовался поглотитель как в виде тонкого проводящего слоя, так и в виде тонкого сплошного слоя воды.

Для расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения $S_{11}(\omega)$ и коэффициента пропускания $S_{21}(\omega)$ электромагнитной волны использовалась матрица передачи слоистой структуры с различными значениями постоянной распространения электромагнитных волн волны γ_i и γ_{i+1} при учете распространения в волноводе только волны основного типа H_{10} [12, 13]:

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

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

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

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

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

где $\mathbf{T}_N = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_N[1,1] & \mathbf{T}_N[1,2] \\ \mathbf{T}_N[2,1] & \mathbf{T}_N[2,2] \end{pmatrix}$ – матрица передачи слоистой структуры, состоящей из N слоев.

Результаты расчетов коэффициентов прохождения и отражения электромагнитной волны при толщине нанометрового металлического слоя равной 76 нм и 125 нм с удельной электропроводностью $0.5 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{м}^{-1}$ представлены на рис. 1. На этом же рисунке приведены расчеты АЧХ коэффициента прохождения фотонного кристалла без металлического слоя.

Как следует из результатов расчета на АЧХ коэффициента отражения фотонной структуры на краю как первой, так и второй запрещенных зон на частотах $f_{\text{Tamm}1}=7.51 \text{ ГГц}$ и $f_{\text{Tamm}2}=12.46 \text{ ГГц}$ возникают ярко выраженные резонансы,

обусловленные существованием фотонного таммовского состояния на границе фотонного кристалла с металлическим нанослоем.

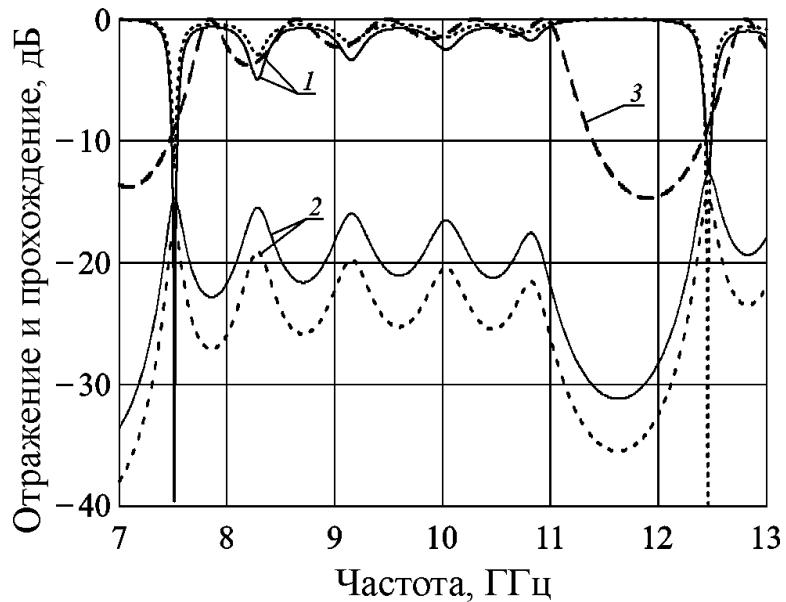


Рис. 1 АЧХ коэффициентов отражения (кривые 1) и прохождения (кривые 2) электромагнитной волны при толщине нанометрового металлического слоя равной 76 нм (сплошные кривые) и 125 нм (пунктирные кривые) с удельной электропроводностью $0.5 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{м}^{-1}$ и АЧХ коэффициента прохождения фотонного кристалла без металлического нанослоя (кривая 3)

Для выяснения особенностей проявления и возможности управления фотонными таммовскими резонансами в структуре одномерного СВЧ фотонного кристалла с интерфейсом в виде поглотителя электромагнитного излучения микроволнового диапазона на основе структуры, содержащей воду в виде сплошного слоя, был выполнен расчет коэффициента прохождения и отражения в диапазоне частот 7–13 ГГц с учётом частотной зависимости комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon^*(f)$ дистиллированной воды определялась на основе модели двухчастотной дебаевской релаксации [14]:

$$\epsilon^*(f) = \epsilon_{\infty} + \frac{\Delta\epsilon_1}{1+i2\pi f\tau_1} + \frac{\Delta\epsilon_3}{1+i2\pi f\tau_3}. \quad (4)$$

Как следует из результатов расчета, на АЧХ фотонных кристаллов как в первой, так и во второй запрещенных зонах на частотах $f_{\text{Tamm}1}$ и $f_{\text{Tamm}2}$ возникают таммовские резонансы, положение которых зависит от толщины слоя дистиллированной воды (рис 2).

При исследовании резонансных особенностей на АЧХ фотонного кристалла с объемным нарушением периодичности брэгговской структуры рассматривалось нарушение в виде отрезка волновода с воздушным заполнением.

В этом случае при моделировании диэлектрическая проницаемость нечётных слоёв фотонного кристалла выбиралась равной $\epsilon = 9.6$ (Al_2O_3), толщина – 1.0 мм, чётных слоёв $\epsilon = 2.0$ (тэфлон), толщина 9.0 мм.

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

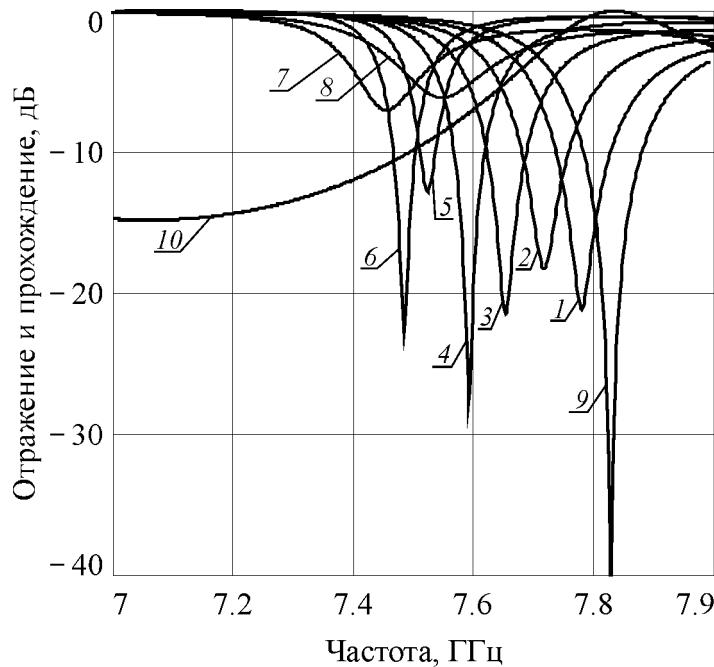


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} в первой запрещённой зоне 11-ти слойного фотонного кристалла при использовании в качестве интерфейса слоя дистиллированной воды различной толщины d , мм: 1 – 0.04, 2 – 0.1, 3 – 0.2, 4 – 0.4, 5 – 1.0, 6 – 1.5, 7 – 2.0, 8 – 2.5, 9 и 10 (S_{21}) – при отсутствии слоя воды

Из расчётов следует, что при размере нарушения, соизмеримого с половиной длины волны на частоте дефектной моды, в центре нарушения наблюдалась пучность стоячей волны, а вблизи его границ внутри нарушения возникали узлы стоячей волны.

Перемещением исследуемой структуры внутри нарушения можно добиться различного уровня взаимодействия электромагнитной волны с ней.

Как следует из результатов расчета, при расположении металлической плёнки в узле стоячей волны коэффициент прохождения S_{21} на частоте дефектной моды при изменении электропроводности образца от 10^0 до $10^7 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$ уменьшается от –0.01 до –4.5 дБ. При расположении образца вдали от узла на самой границе нарушения коэффициент прохождения S_{21} на частоте дефектной моды при изменении электропроводности σ образца от 1 до $10^7 \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{м}^{-1}$ уменьшается от –0.3 до –25 дБ

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные данные подтверждают результаты расчетов и демонстрируют эффект возникновения фотонных таmмовских состояний в запрещённой зоне при использовании в качестве интерфейса поглотителя как в виде тонкого проводящего слоя, так и в виде структуры, содержащей воду в виде сплошного слоя.

При этом в случае использования тонкого проводящего слоя изменение его толщины не приводит к изменению частоты таmмовского резонанса, а только его амплитуды. При использовании же в качестве интерфейса поглотителя в виде слоя воды наблюдается как изменение амплитуды, так и частоты таmмовского резонанса.

Экспериментально показано, что в зависимости от соотношения между продольным размером нарушения и длиной стоячей волны внутри фотонного кристалла как эффект прозрачности фотонного кристалла с проводящим нанослоем на частоте дефектной моды, так и эффект подавления дефектной моды реализуются при различных структурах нарушенного слоя [15].

Экспериментально подтверждено, что частотное положение дефектной моды коэффициента прохождения при фиксированном положении образца внутри нарушения изменяется с уменьшением поверхностного сопротивления проводящего нанослоя. При этом величина и знак этого изменения определяются расположением структуры внутри нарушения.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, для реализации резонансов в СВЧ фотонных кристаллах, обусловленных как особенностями их интерфейса, так и объемным нарушением периодичности брэгговской структуры могут быть использованы поглотители, выполненные в виде проводящих нанослоев и структур, содержащих воду в виде сплошного слоя. Выявлены особенности изменения таммовских резонансов при изменении толщины поглотителя в зависимости от его типа, связанные с соотношением между толщиной поглотителя и длиной волны электромагнитного излучения.

Показана возможность как достижения эффекта прозрачности фотонного кристалла с проводящим нанослоем на частоте дефектной моды, так и эффекта подавления дефектной моды изменением структуры нарушенного слоя.

Проанализировано влияние структуры СВЧ фотонного кристалла на возникновение резонансных особенностей на АЧХ фотонного кристалла, обусловленных как особенностями их интерфейса, так и объемным нарушением.

Полученные результаты могут быть использованы, в частности, как при конструировании узкополосных перестраиваемых СВЧ-фильтров на отражение и СВЧ-аттенюаторов на основе фотонных кристаллов, использующих в качестве поглотителя структуры, содержащие проводящие нанослои или включения воды в виде сплошного слоя, так и характеристизации таких структур.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РНФ № 25-22-00199.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыбин М. М., Лимонов М. Ф. Резонансные эффекты в фотонных кристаллах и метаматериалах// УФН, 2019, Т. 189, №8. - С. 881-898.
2. Sibilia C., Benson T. M., Marciniak M., Szoplik T. Photonic crystals: physics and technology. Milano: Springer Milan, 2008. - 284 p.
3. Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal A. V., Ponomarev D. V. One-dimensional microwave photonic crystals: new applications. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, Taylor Francis Group, 2019. - 154 p.
4. Skripal A. V., Ponomarev D. V., Komarov A. A Tamm resonances in the structure 1-D microwave photonic crystal/conducting nanometer layer// on IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, Vol. 68, iss. 12. - Pp. 5115-5122.
5. Skripal Al. V., Ponomarev D. V., Komarov A. A., Sharonov V. E. Tamm resonances control in one-dimensional microwave photonic crystal for measuring parameters of

- heavily doped semiconductor layers// Izv. Saratov Univ. (N.S.), Ser. Physics, 2022, Vol. 22, iss. 2. - Pp. 123-130.
6. Wen J. Progress in water-based metamaterial absorbers: a review / Wen J., Zhao Q., Peng R., Yao H., Qing Y., Yin J., Ren Q. Progress // Optical Materials Express, 2022, Vol. 12, no. 4. - Pp. 1461-1479.
 7. Скрипаль Ал. В., Пономарев Д. В., Волшаник М. А. Резонансы в фотонных кристаллах сверхвысокочастотного диапазона при использовании в качестве интерфейса структуры, содержащей воду в виде сплошного слоя// Письма в ЖТФ, 2024, Т. 50, вып. 15. - С. 30-33.
 8. Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Волшаник М. А. Управление резонансами в одномерной брэгговской структуре сверхвысокочастотного диапазона при использовании в качестве интерфейса слоя дистиллированной воды// Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика, 2024, Т. 24, вып. 4. - С. 398-411.
 9. Беляев Б. А., Волошин А. С., Шабанов В. Ф. Исследование добротности резонанса примесной моды в микрополосковой модели одномерного фотонного кристалла// Доклады Академии Наук, 2005, Т. 403, № 3. - С. 319-324.
 10. Гуняков В. А. Управление пропусканием многослойного фотонного кристалла с жидкокристаллическим дефектом с помощью магнитного поля / Гуняков В. А., Мысливец С. А., Паршин А. М., Зырянов В. Я., Архипкин В. Г., Шабанов В. Ф. // ЖТФ, 2010, Т. 80, вып. 10. - С. 95-100.
 11. Inoue M. Investigating the use of magnonic crystals as extremely sensitive magnetic field sensors at room temperature / Inoue M., Baryshev A., Takagi H., Lim P. B., Hatafuku K., Noda J., Togo K. // Appl. Phys. Lett., 2011, Vol. 98. - Pp. 132511-1-132511-3.
 12. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S. Determination of the metal nanometer layer thickness and semiconductor conductivity in metal-semiconductor structures from electromagnetic reflection and transmission spectra// Technical Physics, 2006, Vol. 51, no 5. - Pp. 644-649.
 13. Fan S. Advances in theory of photonic crystals / Fan S., Yanik M. F., Wang Z., Sandhu S., Povinelli M. L. // Journal of lightwave technology, 2006, Vol. 24, no. 12. - Pp. 4493–4501.
 14. Sato T., Buchner R. Dielectric relaxation processes in ethanol/ water mixtures// J. Phys. Chem. A., 2004, Vol. 108, iss. 23. - Pp. 5007-5015.
 15. Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Шаронов В. Е. Дефектные моды фотонного кристалла с проводящим нанослойем на изолирующей подложке// ЖТФ, 2025, Т. 95, № 1. - С. 150-158.

REFERENCES

1. Rybin M. V., Limonov M. F. Resonance effects in photonic crystals and metamaterials// UFN, 2019, Vol. 189, № 8. - Pp. 881-898.
2. Sibilia C., Benson T. M., Marciniak M., Szoplik T. Photonic crystals: physics and technology. Milano: Springer Milan, 2008. - 284 p.
3. Usanov D. A., Nikitov S. A., Skripal A. V., Ponomarev D. V. One-dimensional microwave photonic crystals: new applications. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, Taylor Francis Group, 2019. - 154 p.
4. Skripal A. V., Ponomarev D. V., Komarov A. A. Tamm resonances in the structure 1-D microwave photonic crystal/conducting nanometer layer// on IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, Vol. 68, iss. 12. - Pp. 5115-5122.
5. Skripal Al. V., Ponomarev D. V., Komarov A. A., Sharonov V. E. Tamm resonances control in one-dimensional microwave photonic crystal for measuring parameters of

- heavily doped semiconductor layers// Izv. Saratov Univ. (N.S.), Ser. Physics, 2022, Vol. 22, iss. 2. - Pp. 123-130.
- 6. Wen J. Progress in water-based metamaterial absorbers: a review / Wen J., Zhao Q., Peng R., Yao H., Qing Y., Yin J., Ren Q. Progress // Optical Materials Express, 2022, Vol. 12, no. 4. - Pp. 1461-1479.
 - 7. Skripal A. V., Ponomarev D. V. Volshanik M. A. Resonances in microwave photonic crystals with an interface layer in the form of structure containing continuous water layer// Technical Physics Letters, 2024, Vol. 50, № 15. - Pp. 30-33.
 - 8. Skripal A. V., Ponomarev D. V. Volshanik M. A. Control of resonances in a one-dimensional bragg structure of the microwave range using a distilled water layer as an interface// Izv. Saratov Univ. (N.S.), Ser. Physics, 2024, Vol. 24, iss. 4. - Pp. 398-411.
 - 9. Belyaev B. A., Voloshin A. S., Shabanov V. F. Study of the Q factor of the impurity resonance mode in the microstrip model of a 1D photonic crystal// Doklady Physics, 2005, Vol. 50, № 7. - Pp. 337-342.
 - 10. Gunyakov V. A. Magnetic-field control of the transmission of a photonic crystal with a liquid-crystal defect / Gunyakov V. A., Myslivets S. A., Parshin A. M., Zyryanov V. Y., Arkhipkin V. G., Shabanov V. F. // Technical Physics, 2010, Vol. 55, № 10. - Pp. 1484-1489.
 - 11. Inoue M. Investigating the use of magnonic crystals as extremely sensitive magnetic field sensors at room temperature / Inoue M., Baryshev A., Takagi H., Lim P. B., Hatafuku K., Noda J., Togo K. // Appl. Phys. Lett., 2011, Vol. 98. - Pp. 132511-1-132511-3.
 - 12. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S. Determination of the metal nanometer layer thickness and semiconductor conductivity in metal-semiconductor structures from electromagnetic reflection and transmission spectra// Technical Physics, 2006, Vol. 51, no 5. - Pp. 644-649.
 - 13. Fan S. Advances in theory of photonic crystals / Fan S., Yanik M. F., Wang Z., Sandhu S., Povinelli M. L. // Journal of lightwave technology, 2006, Vol. 24, no. 12. - Pp. 4493–4501.
 - 14. Sato T., Buchner R. Dielectric relaxation processes in ethanol/ water mixtures// J. Phys. Chem. A., 2004, Vol. 108, iss. 23. - Pp. 5007-5015.
 - 15. Skripal Al. V., Ponomarev D. V., Sharonov V. E. Defect modes of photonic crystals with conducting nanolayer on insulating substrate// Technical Physics Letters, 2025, Vol. 95, № 1. - Pp. 150-158.

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОВЫМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРАМИ

А. В. Тургумбаев, А. А. Панин

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. Рассмотрены алгоритмы оценивания пеленга и угла места, реализованные в фазовом и корреляционном интерферометрах. С помощью компьютерного моделирования получены показатели качества указанных алгоритмов и проведен их анализ.

Ключевые слова: алгоритм; пеленг; угол места; корреляционный интерферометр; фазовый интерферометр.

ANALYSIS OF THE ACCURACY OF ESTIMATING THE DIRECTION TO THE RADIO SOURCE PHASE AND CORRELATION INTERFEROMETERS

A. V. Turgumbaev, A. A. Panin

Military Educational and Scientific Center of the Air force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air force Academy» (MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy»), Voronezh, Russia

Abstract. Algorithms for estimating the bearing and elevation angle implemented in phase and correlation interferometers are considered. Using computer modeling, the quality indicators of these algorithms were obtained and analyzed.

Keywords: algorithm; bearing; location angle; correlation interferometer; phase interferometer.

1. ВВЕДЕНИЕ

Определение направления на источник радиоизлучения (ИРИ) является одной из основных задач, решаемых с помощью существующих средств радиомониторинга и в военной, и в гражданской сферах деятельности [1]. Ввиду этого вопросы совершенствования радиопеленгаторов в настоящее время являются весьма актуальными.

Общая структура радиопеленгатора определяется, прежде всего, используемым в нем методом пеленгования и типом радиоприемного устройства [2], а конкретная реализация будет зависеть от формы представления и алгоритма обработки наблюдаемых данных.

В настоящее время для определения направления на ИРИ в большей части средств радиомониторинга используются фазовые и корреляционные интерферометры [1]. Алгоритмы, обеспечивающие формирование оценки пеленга и угла места по результатам непосредственного измерения разности фаз сигналов на выходе элементов антенной системы, реализованы в интерферометрах первого типа. Используемые в них расчетные процедуры обладают относительной простотой и достаточно широко исследованы в ряде работ [2, 3].

Реализованные в корреляционных интерферометрах алгоритмы обработки данных обладают значительными вычислительными затратами и согласно некоторых источников [1] обеспечивают высокую точность оценивания пеленга и угла места. При этом в [1] показатели качества указанных алгоритмов для различных параметров сигнально-помеховой обстановки авторами не приводятся.

Целью настоящей работы является оценка и анализ точности оценивания пространственных угловых координат ИРИ на основе алгоритмов фазового и корреляционного интерферометров.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОСНОВА ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОВЫМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРАМИ

Антенные системы фазового и корреляционного интерферометров, как правило, представляет собой эквидистантную кольцевую антенну решетку (КАР), состоящую из L ненаправленных в плоскости ее раскрыва антенных элементов (АЭ) A_l , $l = \overline{1, L}$, расположенных на окружности радиуса R (рис. 1).

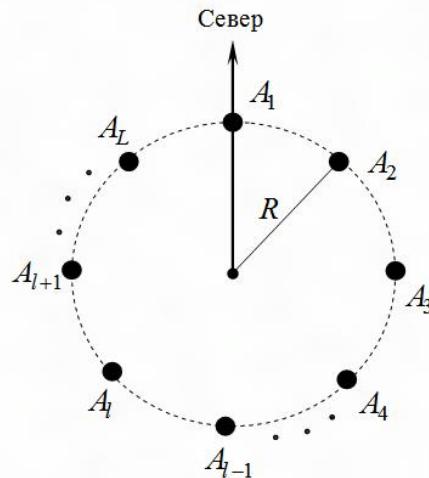


Рис. 1. Схема эквидистантной кольцевой антенной решетки

Согласно [3] в случае фазового интерферометра с трехэлементной эквидистантной КАР оценки пеленга $\hat{\theta}$ и угла $\hat{\beta}$ места ИРИ могут быть получены на основе следующих выражений

$$\hat{\theta} = \operatorname{arctg} \left(\sqrt{3} \frac{\Delta\hat{\phi}_{13} - \Delta\hat{\phi}_{12}}{\Delta\hat{\phi}_{13} + \Delta\hat{\phi}_{12}} \right), \quad (1)$$

$$\hat{\beta} = \arccos \left(\frac{\lambda}{2\sqrt{3}\pi R} \sqrt{\frac{1}{3}(\Delta\hat{\phi}_{13} + \Delta\hat{\phi}_{12})^2 + (\Delta\hat{\phi}_{13} - \Delta\hat{\phi}_{12})^2} \right), \quad (2)$$

где $\Delta\hat{\phi}_{lk}$ – оценка разности фаз сигналов на выходе антенных элементов k и l , λ – длина электромагнитной волны (ЭМВ), $\hat{}$ – обозначение оценки параметра.

В современных радиопеленгаторах в качестве обрабатываемых данных используется N коэффициентов Фурье в L приемных каналах

$$\dot{S}_{nl} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \dot{y}_l(t_i) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{N} (i-1)(n-1) \right\}, \quad n = \overline{1, N}, \quad l = \overline{1, L}, \quad (3)$$

где $\dot{y}_l(t_i)$, $i = \overline{1, N}$ – комплексные дискретные отсчеты аддитивной смеси аналитического радиосигнала и помех в l -м приемном канале, j – мнимая единица. Надсимвольные знаки \cdot и $*$ обозначают комплексную величину и комплексное сопряжение соответственно.

В случае фазового интерферометра оценка разности фаз сигналов с неперекрывающимися спектрами может быть получена как [3]

$$\Delta\hat{\phi}_{lk} = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sum_{n=n_h}^{n_b} \operatorname{Im}(\dot{S}_{nl}\dot{S}_{nk}^*)}{\sum_{n=n_h}^{n_b} \operatorname{Re}(\dot{S}_{nl}\dot{S}_{nk}^*)} \right), \quad (4)$$

где n_h и n_b – номера частотных составляющих, соответствующих нижней и верхней спектральным границам сигнала соответственно.

Радиоприемник корреляционного интерферометра, в отличие от фазового, имеет два канала – опорный и сигнальный. При этом подключение ко входу каждого канала выхода одного из АЭ обеспечивает антенный коммутатор [1]. Исходными данными для алгоритма корреляционного интерферометра являются коэффициенты Фурье опорного \dot{S}_{nl}^o и сигнального \dot{S}_{nl}^c каналов.

Согласно [1] алгоритм оценивания направления на ИРИ состоит в следующем. Для всех возможных сочетаний пар АЭ A_l и A_m ($l = \overline{1, L}$, $m = \overline{1, L}$, $l \neq m$) в пределах спектральных границ обнаруженного радиосигнала $[n_h, n_b]$ вычисляются комплексные спектры

$$\dot{B}_{lm} = \sum_{n=n_h}^{n_b} \frac{\dot{S}_{ln}^c \dot{S}_{mn}^{o*}}{|\dot{S}_{mn}^{o*}|}, \quad l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, L}, \quad l \neq m \quad (5)$$

и затем результирующие комплексные спектры

$$\dot{Z}_{lm} = \frac{1}{L-2} \sum_k \dot{B}_{lk} \dot{B}_{mk}^*, \quad l = \overline{1, L-1}, \quad m = \overline{l+1, L}, \quad k \in [1, L], \quad k \neq l \neq m. \quad (6)$$

После этого для всех возможных пар АЭ A_l и A_m ($l = \overline{1, L-1}$, $m = \overline{l+1, L}$) и значений θ и β , взятых с заданным шагом из соответствующих областей определения $[0, 2\pi)$ и $[0, \pi/2)$, формируется совокупность теоретических комплексных спектров

$$\dot{G}_{lm}(\theta, \beta) = \sum_{n=n_h}^{n_b} \dot{S}_{ln}(\theta, \beta) \dot{S}_{mn}^*(\theta, \beta), \quad \theta \in [0, 2\pi), \quad \beta \in [0, \frac{\pi}{2}), \quad l = \overline{1, L-1}, \quad m = \overline{l+1, L}, \quad (7)$$

где $\dot{S}_{ln}(\theta, \beta) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \dot{s}_l(t_i, \theta, \beta) \exp\left\{-j \frac{2\pi}{N}(i-1)(n-1)\right\}$, $n = \overline{1, N}$ – коэффициенты

Фурье отсчетов сигнала, формируемых теоретически как результат наблюдения значений функции $\dot{s}_l(t_i, \theta, \beta)$ на выходе l -го АЭ при значениях пеленга и угла места θ и β соответственно.

С использованием (6) и (7) для всех возможных пар АЭ A_l и A_m ($l = \overline{1, L-1}$, $m = \overline{l+1, L}$) формируется совокупность комплексных спектров

$$\dot{D}_{lm}(\theta, \beta) = \dot{Z}_{lm} \dot{G}_{lm}^*(\theta, \beta), \quad \theta \in [0, 2\pi), \quad \beta \in [0, \frac{\pi}{2}), \quad l = \overline{1, L-1}, \quad m = \overline{l+1, L}. \quad (8)$$

После этого для всех возможных значений пеленга θ и угла места β , взятых из соответствующих областей определения $[0, 2\pi)$ и $[0, \pi/2)$ с заданным шагом, вычисляется совокупность результирующих комплексных спектров

$$\dot{D}(\theta, \beta) = \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m=l+1}^L \dot{D}_{lm}(\theta, \beta), \quad \theta \in [0, 2\pi), \quad \beta \in [0, \frac{\pi}{2}), \quad (9)$$

на основе которых определяется вектор оценок пеленга и угла места

$$(\hat{\theta}, \hat{\beta})^T = \arg \max_{\theta \in [0, 2\pi), \beta \in [0, \frac{\pi}{2})} |\dot{D}(\theta, \beta)|, \quad (10)$$

где $\arg(\cdot)$ – аргумент функции, $\max(\cdot)$ – максимум функции, T – операция транспонирования.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для оценки показателей качества рассмотренных выше алгоритмов было проведено компьютерное моделирование входной реализации в виде аддитивной смеси сигнала и помех и ее обработка на основе (1) – (10) для случая трехэлементной эквидистантной КАР. На рисунках 2 – 4 приведены зависимости среднеквадратичных ошибок (СКО) оценивания пеленга σ_θ и угла места σ_β ИРИ от отношения сигнал-шум по напряжению (ОСШН) q . При этом кривые 1 на указанных рисунках соответствуют алгоритму обработки данных корреляционным интерферометром, а кривые 2 – фазовым интерферометром.

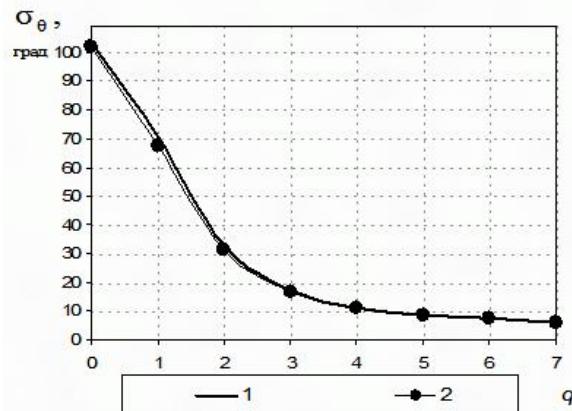


Рис. 2. Зависимости СКО оценивания пеленга от ОСШН при угле места $\beta = 0^\circ$

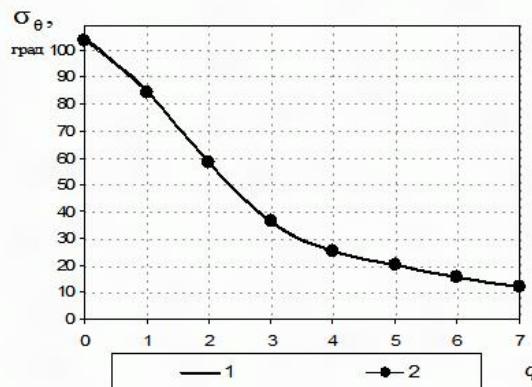


Рис. 3. Зависимости СКО оценивания пеленга от ОСШН при угле места $\beta = 60^\circ$

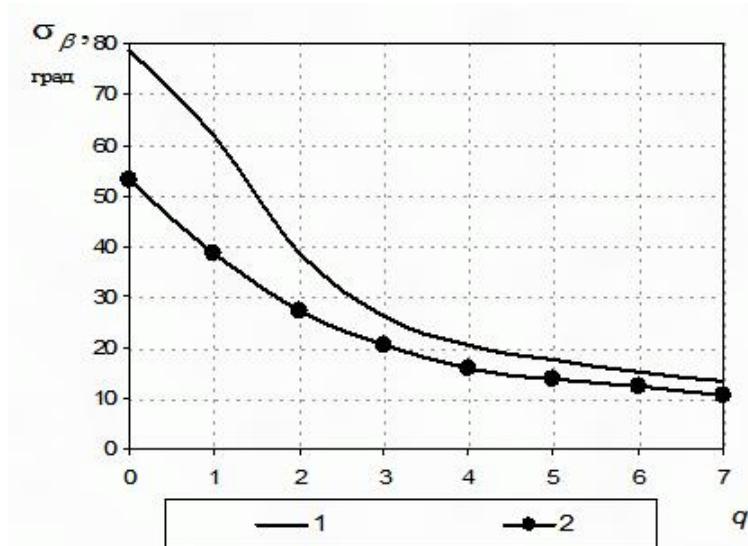


Рис. 4. Зависимости СКО оценивания угла места от ОСШН

Зависимости получены при проведении 10^3 испытаний, в каждом из которых осуществлялось моделирование $N=128$ отсчетов аддитивной смеси частотно-модулированного аналитического радиосигнала с шириной спектра 20 кГц и комплексного дискретного белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением квадратурных составляющих $\sigma=1$. Значения пеленга, угла места и несущей частоты радиосигнала генерировались по равномерному закону из диапазонов $[0, 360^\circ]$, $[0, 90^\circ]$ и $[40, 50]$ МГц соответственно, амплитуда его квадратурных составляющих задавалась как $a = q\sqrt{2/N}$, а набеги фаз сигнала относительно центра КАР радиусом 1 м формировались на основе [5]

$$\varphi_l = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \beta \cos \left(\theta - \frac{2\pi(l-1)}{L} \right), \quad l = \overline{1, L}. \quad (11)$$

В ходе моделирования оценки пеленга и угла места определялись для одной спектральной позиции, соответствующей несущей частоте радиосигнала, которая предполагалась известной заранее, например, по результатам ее оценивания на этапе обнаружения.

Анализ представленных на рисунках 2, 3 зависимостей показывает, что алгоритмы фазового и корреляционного интерферометров обеспечивают практически одинаковую точность пеленгования как при приеме поверхностной (угол места $\beta=0^\circ$), так и пространственной (угол места $\beta=60^\circ$) ЭМВ. При этом наблюдается снижение качества оценивания пеленга при наклоне фронта ЭМВ. Угол места ИРИ корреляционным интерферометром оценивается примерно в 1,5 раза точнее по сравнению с фазовым (рис. 4), что достигается за счет оптимизации решающей функции (9) по двум подлежащим оценке параметрам θ и β .

Равенство полученных в ходе моделирования СКО оценок пеленга для фазового и корреляционного интерферометров вероятно обусловлено малым количеством АЭ. Можно предположить, что увеличение их числа повысит точность оценивания пеленга корреляционным интерферометром по сравнению с фазовым, но при этом значительно возрастет объем вычислительных процедур.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, для случая минимального количества АЭ, необходимого для реализации фазового метода определения углового положения ИРИ в пространстве,

фазовый интерферометр не уступает в точности пеленгования в горизонтальной плоскости корреляционному интерферометру, что может учитываться при проектировании современных средств радиомониторинга. Для сравнительного анализа показателей качества рассмотренных видов радиопеленгаторов с КАР, имеющими более трех АЭ, требуется дополнительное исследование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.
2. Акулинин А.И., Виноградов А.Д., Левашов А.П. Особенности построения современных радиопеленгаторов // Антенны. 2002. № 7 (62). – С. 33-41.
3. Радзиевский В.Г., Уфаев В.А. Первичная обработка сигналов в цифровых панорамных обнаружителях-пеленгаторах // Радиотехника. 2003. № 7. – С. 26-31.
4. Тургумбаев А.В. Оценка точности определения направления на источник радиоизлучения по результатам фазовых измерений во временной и частотной областях // Радиоэлектронная борьба в современном мире: Сборник научных статей по материалам I всероссийской НПК. 2019. – С. 316-319.
5. Уфаев В.А., Разиньков С.Н. Алгоритмы пеленгования радиосигналов по фазовым измерениям в кольцевых антенных решетках // Радиотехника. 2003. № 10. – С. 78-81.

REFERENCES

1. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V. Radio monitoring: tasks, methods, means. M: Hot liniya-Telecom, 2010. – 624 p.
2. Akulinin A.I., Vinogradov A.D., Levashov A.P. Features of the construction of modern direction finders // Antennas. 2002. No. 7 (62). – Pp. 33-41.
3. Radziyevsky V.G., Ufayev V.A. Preprocessing of signals in digital panoramic obnaruzhitelyakh-direction finders // Radio engineering. 2003. No. 7. – Pp. 26-31.
4. Turgumbaev A.V. Evaluation of the accuracy of determining the direction to the source of radio emission based on the results of phase measurements in the time and frequency domains // Electronic warfare in the modern world: A collection of scientific articles based on the materials of the First All-Russian Scientific and practical conference. 2019. – Pp. 316-319.
5. Ufayev V.A., Razinkov S. N. Algorithms of a pelengovaniye of radio signals on phase measurements in ring antenna lattices//Radio engineering. 2003. No. 10. – Pp. 78-81.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЙСТВИЙ ОПЕРАТОРА СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УЧЕБНО-ТРЕНИРОВОЧНЫХ СРЕДСТВ

А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов, О. А. Воскобойников

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается и описывается создание учебно-тренировочных средств (УТС) для подготовки операторов средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) с использованием программной среды Unity и программного обеспечения для трехмерного моделирования Cinema 4D. Работа направлена на улучшение методов обучения операторов в области радиоэлектронной борьбы, что способствует повышению эффективности военно-технического комплекса и поддерживает надежную защиту национальной безопасности Российской Федерации.

Ключевые слова: Учебно-тренировочные средства, радиоэлектронная борьба, компьютерное моделирование.

MODELING THE ACTIONS OF AN ELECTRONIC WARFARE OPERATOR IN THE FACE OF ENEMY COUNTERACTION USING TRAINING EQUIPMENT

A.D. Anisimov, A. A. Bryukhanov, O. A. Voskoboinikov

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test),
Tambov, Russia

Abstract. This article discusses and describes the creation of training facilities for training electronic warfare (EW) operators using the Unity software environment and Cinema 4D three-dimensional modeling software. The work is aimed at improving operator training methods in the field of electronic warfare, which contributes to improving the effectiveness of the military-technical complex and supports reliable protection of the national security of the Russian Federation.

Keywords: Educational and training equipment, electronic warfare, computer simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в области военной промышленности Российской Федерации важную роль играют технологии радиоэлектронной борьбы (РЭБ), которые направлены на обеспечение защиты средств связи и управления радиоэлектронных средств, на подавление вражеских средств РЭБ. Помимо прочего они открывают новые возможности для выполнения боевых задач. Для повышения качества подготовки операторов на технику актуальна разработка учебно-тренировочных средств (УТС). Они позволяют подготавливать операторов средств РЭБ, экономя значительное количество времени, ресурсы, а также решают проблему нехватки техники, автоматизировав большинство процессов обучения при помощи программного обеспечения и обеспечив корректное отображение необходимой техники, нормативов и инструкций в виртуальном трехмерном пространстве. В частности, разработка УТС также позволяет

успешно готовить и переобучать специалистов в рамках проведения Специальной военной операции (СВО).

2. ТЕХНОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ УЧЕБНО-ТРЕНИРОВОЧНЫХ СРЕДСТВ

Современные УТС строятся на основе трехмерных моделей реальной техники, благодаря чему они многофункциональны и доступны. Моделирования виртуальной и дополненной реальности обеспечивают свободу действий оператора внутри тренажера, обеспечение обратной связи от тренажера к обучаемому и обстановкой, максимально приближенной к реальной [1].

Для создания трехмерных моделей в УТС в качестве графического редактора выбран программный продукт *Cineta 4D*. Данный редактор бесплатен и имеет понятный интерфейс. Удобные инструменты моделирования позволяют быстро создавать модели для выполнения нормативов, реалистично визуализировать малейшие детали техники.

Виртуальную среду возможно создавать с использованием приложения *Unity* – игрового движка, который позволяет объединять разработанные 3D-модели в единую среду, а также визуально редактировать разрабатываемое УТС.

При моделировании УТС учитываются следующие параметры [2]:

- УТС должны строиться по строгим нормативам;
- УТС должны олицетворять действия в реальных условиях;
- при моделировании должны учитываться возможность работы в нештатных ситуациях.

Важным элементом при моделировании УТС является теоретическая подготовка с закреплением знаний на практике. В УТС возможно настроить различные режимы освоения, в которых будет доводиться порядок работы с техникой и контролироваться итоговая подготовка обучаемого.

УТС включает в себя четыре режима работы: обучение, тренировка, контроль, нештатные ситуации.

На сегодняшний день уже разработаны модели радиоэлектронной аппаратуры, которые могут быть интегрированы в УТС. Модели включают в себя цифровые копии реальных устройств, что позволяет имитировать их работу с высокой степенью достоверности. Кроме того, существуют алгоритмы взаимодействия с радиоаппаратурой, которые обеспечивают возможность моделирования процессов диагностики, настройки и эксплуатации, представленные на рисунке 1.



Рис. 1. Пример рабочего окна аппаратуры

Задание, которое получает оператор, полностью соответствует заданию оператора, работающего на реальной технике. Оператор может задать режим работы станции, установить поляризацию приемно-передающей антенны. Режим работы подразделяется на поиск, сопровождение цели и подавление ее. Также оператор устанавливает диапазон работы станции помех и устанавливает диапазон запрещающих частот. После ввода всех необходимых частот, обучаемый сохраняет свои данные и нажимает кнопку применить. При вводе неправильных диапазонов частот оператор может изменить или удалить свои значения.

В перспективе создание УТС с одновременным использованием нескольких операторов. Реализовать локальную сеть, где одна команда операторов генерирует СВЧ сигнал, а другая команда пытается найти данный сигнал и определить его частоты, также возможна развертывание станции помех полной командой экипажа, где каждый член команды выполняет действия аналогичные действиям на реальном изделии.

Использование таких моделей и алгоритмов позволяет:

- реализовывать учебные сценарии, максимально приближенные к реальным условиям эксплуатации радиооборудования;
- отрабатывать взаимодействие различных компонентов радиоэлектронных систем;
- изучать и тестировать алгоритмы управления и обработки радиосигналов без риска выхода оборудования из строя;
- снижать затраты на приобретение и обслуживание физических экземпляров радиоаппаратуры;
- гибко адаптировать процесс обучения под различные уровни подготовки специалистов;
- разрабатывать сложные учебные сценарии с учетом специфики работы конкретных устройств и систем.

Так, подготовка специалиста начинается с теоретического блока, меню которого представлено на рисунке 2, который содержит информацию о назначении, составе, порядке работы, выборе позиции ориентирования развертывании и свертывании, отказы и неисправности, учебные видеоматериалы и тестирование. По окончании выполнения норматива данные и результат теста записываются в специальную таблицу, которую может просматривать преподаватель. Вопросы в тесте каждый раз меняются, что исключают возможности знаний ответов по определённой теме [3].



Рис. 2. Теоретический блок учебно-тренировочного средства

На рисунке 3 представлено меню практического блока, который позволяет оператору самостоятельно выполнить норматив. После прохождение норматива

оператору выводится на экран результат его работы, выполнении или невыполнении практических действий с выставлением итоговой оценки.

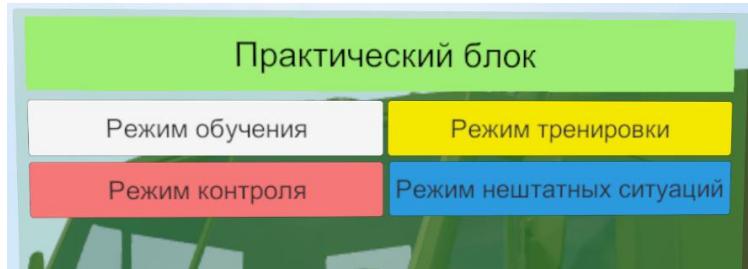


Рис. 3. Практический блок учебно-тренировочного средства

В итоговом отчете о пройденном нормативе выводится статистика, в которой указаны [4]:

- общее время прохождение норматива;
- время отклика специалиста на внештатную ситуацию;
- количество лишних действий, совершенное в процессе решения внештатной ситуации;
- время решения нештатной ситуации.

Таким образом, оператор нарабатывает опыт работы с техникой и в дальнейшем повысит свой уровень подготовки.

Учитывая применяемые методики оценки действий оператора по выполнению специальных задач и нормативов, был разработан специальный модуль оценки, позволяющий результировать работу оператора по подавлению РЛС противника по времени и правильности выполненных действий.

Модуль оценки представлен областями: выполненных действий, временных показателей, а также отдельным полем итоговой оценки. Удобный интерфейс позволяет не только проверить и пронаблюдать динамику своих действий, но и повторить выполнение поставленной задачи (рисунок 4).



Рис. 4. Разработка рабочей области тестового модуля

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирование действий оператора средств РЭБ в условиях противодействия противника с использованием УТС является важным компонентом подготовки специалистов для современных вооруженных сил. УТС позволяют эффективно подготовливать операторов к действиям в условиях радиоэлектронного и огневого

подавления, улучшая их навыки управления техникой, снижая затраты на обучение и минимизируя риски в боевых условиях [5].

В частности, УТС помогают подготавливать операторов в области радиотехники и радиоаппаратуры, позволяя моделировать работу реальных систем, проводить обучение, диагностику и тренировки по эксплуатации сложного оборудования.

Информационные технологии позволяют создавать реалистичные, доступные и безопасные тренажеры, которые повышают качество подготовки кадров. Дальнейшее развитие УТС связано с интеграцией передовых технологий, таких как искусственный интеллект и виртуальная реальность, что сделает процесс подготовки еще более качественным и гибким. Использование облачных технологий позволит расширить возможности дистанционного и группового обучения, обеспечивая высокий уровень подготовки операторов РЭБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Юрков Н.К., Интеллектуальные компьютерные обучающие системы. Пенза: ПГУ, 2010. - 304 с.
2. Алексеев В.В., Анализ возможностей информационных технологий для построения средств освоения сложных интеллектуальных систем. Воронеж: ВГУ, 2017. - С.5.
3. Шукшунов В.Е., Безруков Г.В., Душенко А.Г., Жук Е.И., Зубов Н.Е., Макаров А.М., Наумов Б.А., Потоцкий С.И., Фоменко В.В., Циблиев В.В. Интеллектуальные тренажерные комплексы и тренажеры: технологии разработки и опыт эксплуатации / Безруков Г.В., Душенко А.Г., Жук Е.И., Зубов Н.Е., Макаров А.М., Наумов Б.А., Потоцкий С.И., Фоменко В.В., Циблиев В.В. // Москва, 2015. - 465с.
4. А. С. Абрамов, Л. Ю. Сафонов, Н. Е. Стариков, Ю. А. Чадаев Анализ и классификация комплексов учебно-тренировочных средств // Известия ТулГУ. Технические науки, 2022, № 7, - С. 95-102.
5. В. В. Белов, Д. А. Водиченков, Н. Н. Власов Анализ принципов и российского опыта построения учебно-тренировочных средств // Cloud of Science, 2016, Т. 3, № 1, - С. 81-93.

REFERENCES

6. Yurkov N.K. Intelligent computer learning systems. Penza: PSU, 2010. - 304 p.
7. Alekseev V.V. Analysis of the possibilities of information technologies for building means of mastering complex intelligent systems. Voronezh: VSU, 2017. - p.5.
8. Shukshunov V.E. Intelligent training complexes and simulators: development technologies and operational experience / Bezrukov G.V., Dushenko A.G., Zhuk E.I., Zubov N.E., Makarov A.M., Naumov B.A., Pototsky S.I., Fomenko V.V., Tsibliev V.V. // Moscow, 2015. - 465 p.
9. A. S. Abramov, L. Yu. Safonov, N. E. Starikov, Yu. A. Chadaev Analysis and classification of complexes of educational and training facilities // Izvestiya TulSU. Technical sciences, 2022, No. 7. - Pp. 95-102.
10. V. V. Belov, D. A. Volchenkov, N. N. Vlasov Analysis of principles and Russian experience in building educational and training facilities // Cloud of Science, 2016, Vol. 3, No. 1. - Pp. 81-93.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ КВАДРАТУРНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ В СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ УКВ-ДИАПАЗОНА

А. С. Величкина, Е. П. Свистовцев, Г. К. Усков, В. А. Безух, А. М. Бобрешов,
К. В. Смусева

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются применимость различных типов направленных квадратурных ответвителей для использования в усилителях мощности. В ходе исследований были разработаны модели различных типов ответвителей, изготовлены экспериментальные образцы. В ходе экспериментального исследования измерялись параметры макетов и рассматривались вопросы их соответствия разработанным моделям, а затем макеты использовались непосредственно в схеме усилителей с рабочими частотами до 1 ГГц. Полученные в результате исследований результаты могут быть использованы при проектировании усилителей мощности, в которых требуется сложение сигналов с выходов транзисторов или выполнение требований к выходному КСВ.

Ключевые слова: направленный ответвитель, усилитель мощности, сумматор, вертикальная вставка, связанные линии, микрополосковый ответвитель.

DIRECTIONAL QUADRATURE COUPLERS IN HF POWER AMPLIFIER CIRCUIT

A. S. Velichkina, E. P. Svistovcev, G. K. Uskov, V. A. Bezuh, A. M. Bobreshov,
K. V. Smuseva

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper examines the applicability of various types of directional quadrature couplers for use in power amplifiers. In the course of the research, models of various types of couplers were developed, and experimental samples were manufactured. In the course of the experimental study, the parameters of the models were measured and the issues of their compliance with the developed models were considered, and then the models were used directly in the amplifier circuit with operating frequencies of up to 1 GHz. The results obtained as a result of the research can be used in the design of power amplifiers that require summation of signals from transistor outputs or meeting the requirements for the output VSWR.

Keywords: directional coupler, power amplifier, combiner, vertical insertion, coupled lines, microstrip coupler.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке усилителей мощности (УМ) УКВ-диапазона частот возникает необходимость сложения сигналов с нескольких каскадов усиления (например, с двух и более транзисторов). Соответственно, возникает необходимость сложения сигналов с минимальными потерями: в случае высоких потерь использование сумматора не будет нести в себе никакого смысла.

Ещё одной причиной, по которой разработчики используют устройства для суммирования сигналов является низкий импеданс транзистора: использование ответвителей в некоторых случаях позволяет не прибегать к разработке трансформаторов импедансов. Также следует отметить требования к выходному коэффициенту стоячей

волны (КСВ) усилителей: в случае использования на выходе схемы сумматора, выходной КСВ усилителя будет близок по значению к КСВ сумматора.

В целом, ответвители находят широкое применение в схемах УМ. Однако, существует множество подходов к проектированию таких устройств, включающие как принципиально разные устройства, так и близкие по физическим принципам работы, но отличающиеся в исполнении сумматоры. Таким образом, в работе будут рассмотрены два типа направленных квадратурных ответвителей (НКО): трехдевицебельный ответвитель, и ответвитель с вертикальной вставкой. Будет проведено электродинамическое моделирование, рассмотрено изготовление экспериментальных макетов. Финальной частью экспериментального исследования будет применение устройств в натурной схеме усилителя мощности с диапазоном рабочих частот до 1 ГГц.

2. НКО С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ВСТАВКОЙ

НКО с вертикальной вставкой — объективно довольно редкая конструкция: с ней связано не так много патентов и полезных моделей, статей и материалов. Однако такая конструкция обладает рядом преимуществ, которые были интересны авторам работы:

- устойчивость к технологическим погрешностям: наибольшие требования к точности накладываются на толщину вертикальной вставки, так как от неё зависит уровень связи;
- геометрические размеры и материалы: горизонтальная часть устройства может быть довольно узкой, так как, по сути, большая часть устройства находится на вертикальную вставку. При этом устройство может иметь малые размеры при изготовлении устройства на доступных материалах с диэлектрической проницаемостью порядка 3.8-4.0 (например, FR-4)

Коротко принцип работы НКО с вертикальной вставкой можно описать следующим образом: Известно, что он работает в режиме распространения квази ТЕМ-волны [1-2], в связи с чем накладываются требования на импедансы линий устройства относительно земли. Постулируется [3-4], что рабочее соотношение сопротивлений линий 6:1 (сопротивление линии на вертикальной вставке 20 Ом, на горизонтальной части 20 Ом). Общий вид устройства представлен на рисунке 1.

Для уменьшения геометрических размеров основная линия была выполнена в форме меандра. Её внешний вид и результаты моделирования приведены на рисунке 2. Материал, который был выбран для моделирования и изготовления устройства — FR4. Этот материал был выбран, так как получает получить оптимальный размер полосков при оптимальной длине.

Затем был изготовлен макет ответвителя. Его характеристики были измерены С помощью векторного анализатора цепей Keysight PNA-X N5244B. Внешний вид макета и результаты измерений показаны на рисунке 3. Полученные результаты можно описать следующим образом. Несмотря на малые геометрические размеры НКО с вертикальной вставкой плохо подходят для использования в УМ: основные проблемы связаны с тем, что открытая структура устройства попадает под сильное влияние остальной схемы и металлического корпуса устройства. Одним из следствий узости вертикальной вставки является её высокий нагрев (см. рисунок 4).

Однако, следует отметить хорошую сходимость результатов моделирования с результатами измерений макетов. Также была получена хорошая повторяемость: 4 изготовленных макета показали очень близкие характеристики. Таким образом, для использования в сумматорах с мощностями менее 100 Вт и при нахождении устройства в удаленности от металлических стенок — квадратурный ответвитель будет хорошим решением.

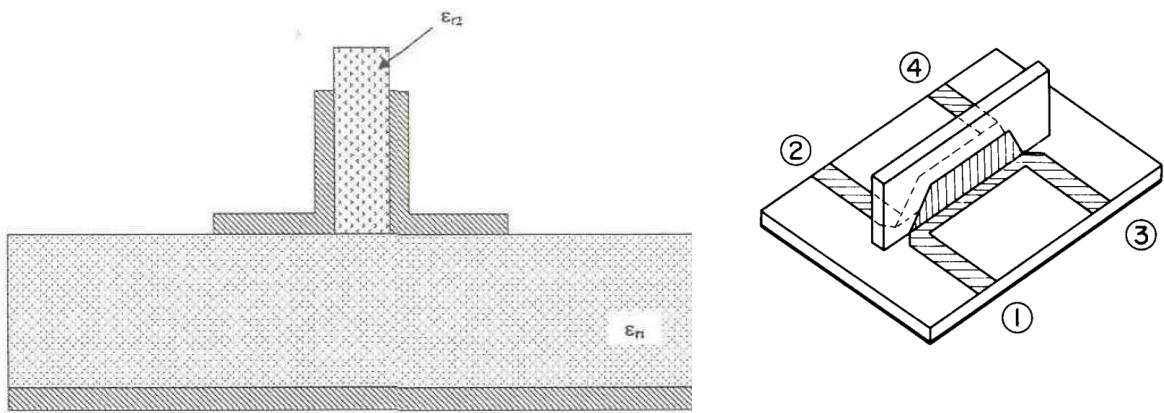


Рис. 1. Общая структура ответвителя с вертикальной вставкой

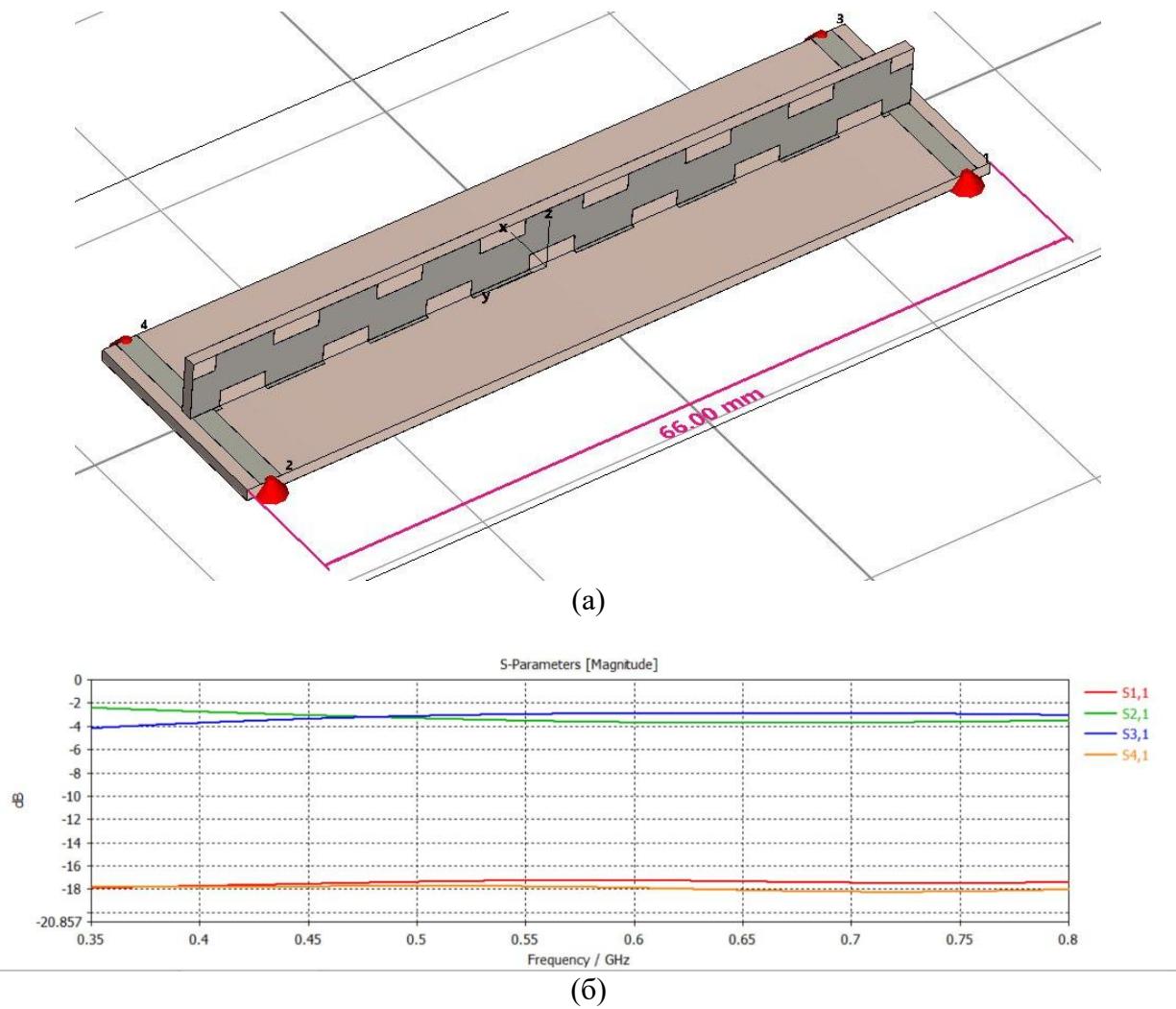


Рис. 2. Модель направленного ответвителя в среде EM-моделирования.



(а)



(б)

Рис. 3. Макеты ответвителя с вертикальной вставкой (а) и результаты измерений его параметров (б)

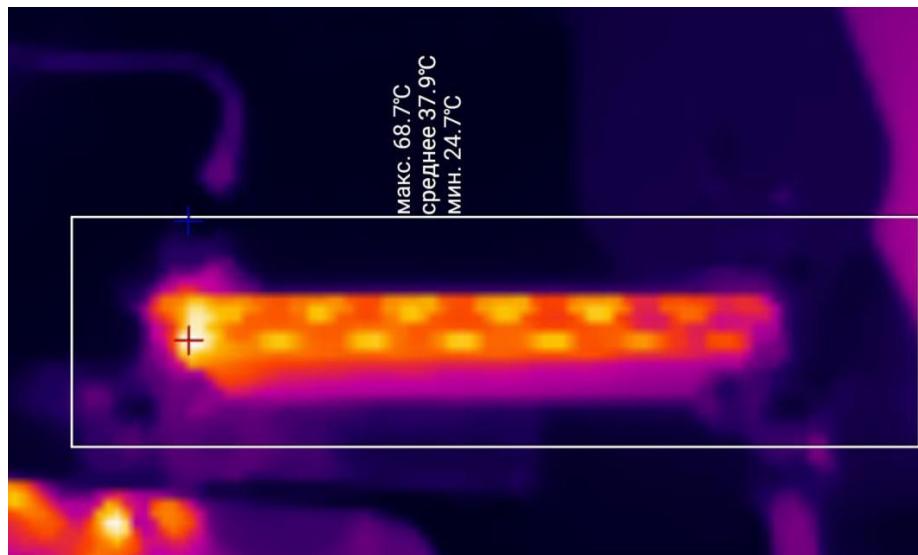


Рис. 4. Использование макета в УМ: нагрев устройства в тепловизоре

3. ТРЕХДЕЦИБЕЛЬНЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ

Затем был рассмотрен трехдекибелльный направленный ответвитель типа моста Ланге на связанных линиях (Coupled lines) [5]. Его работа основана на электромагнитной связи между несколькими полосковыми линиями, соединёнными перемычками [6]. Линии сгруппированы в две пары, что обеспечивает симметричное распределение электромагнитного поля. Это позволяет достичь квадратурного фазового сдвига (90°) между выходными сигналами. Однако стоит отметить, что при изготовлении ответвителей с мостом Ланге требуется высокая технологическая точность изготовления. Упрощенный вид устройства типа моста Ланге приведен на рисунке 5.

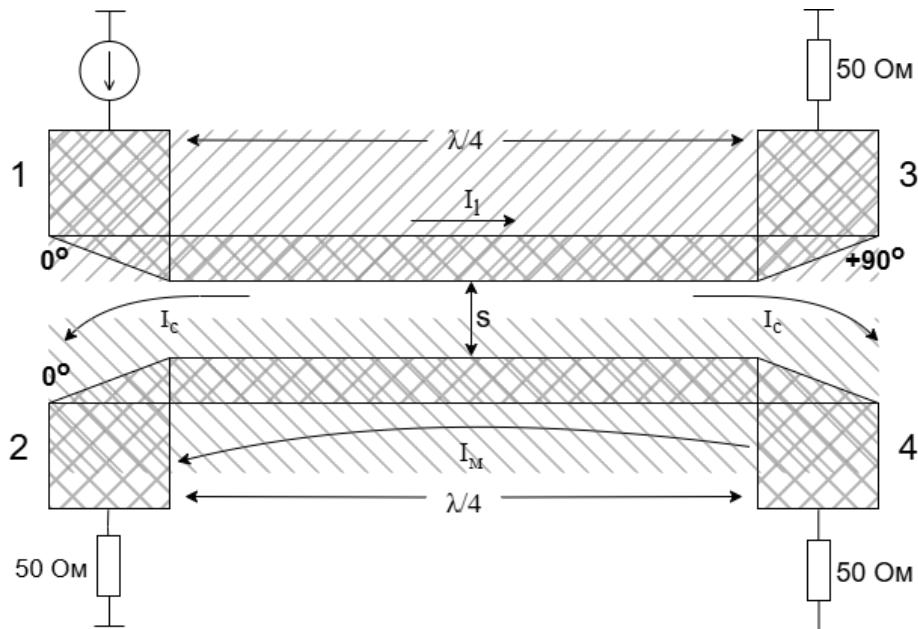


Рис. 5. Схема ответвителя с мостом Ланге.

. С учетом опыта с влиянием металлических стенок корпуса усилителя на параметры устройства был выбран сложный закрытый стек из нескольких слоев диэлектрика Rogers. Расстояние S в предлагаемой схеме представляет собой, по сути, толщину диэлектрика основания устройства. Стек описан в таблице 1.

Таблица 1. Стек устройства

1	Медь	0,18 мм	GND
2	RO4003C	0,813 мм	Крышка
3	Препрег RO 4450F	0,1 мм	
4	RO4003C	0,813 мм	
5	Препрег RO 4450F	0,1 мм	
6	RO4003C	0,203 мм	Основа
7	Препрег RO 4450F	0,1 мм	Крышка
8	RO4003C	0,813 мм	
9	Препрег RO 4450F	0,1 мм	
10	RO4003C	0,813 мм	
11	Медь	0,18 мм	GND

Модель устройства (центральная часть, dumb cart) представлена на рисунке 6. Для уменьшения геометрических размеров основная микрополосковая линия устройства также выполнена в форме меандра.

По результатам моделирования был изготовлен макет устройства в описанном в таблице 1 стеке. Затем параметры устройства были измерены также с помощью векторного анализатора цепей Keysight PNA-X N5244B. Результаты измерений имеют больший разброс, нежели параметры макетов ответвителей с вертикальной вставкой.

Использование ответвителя непосредственно в схеме УМ. Экранировка верхних и нижних частей медной фольгой позволило свести практически к нулю влияние корпуса устройства на параметры НКО. Нагрев устройства был довольно низок, изображение не приводится в связи с металлическим покрытием устройства и некорректной оценкой тепловизора в связи с этим. Также были достигнуты лучшие характеристики по КСВ и коэффициенту S11.

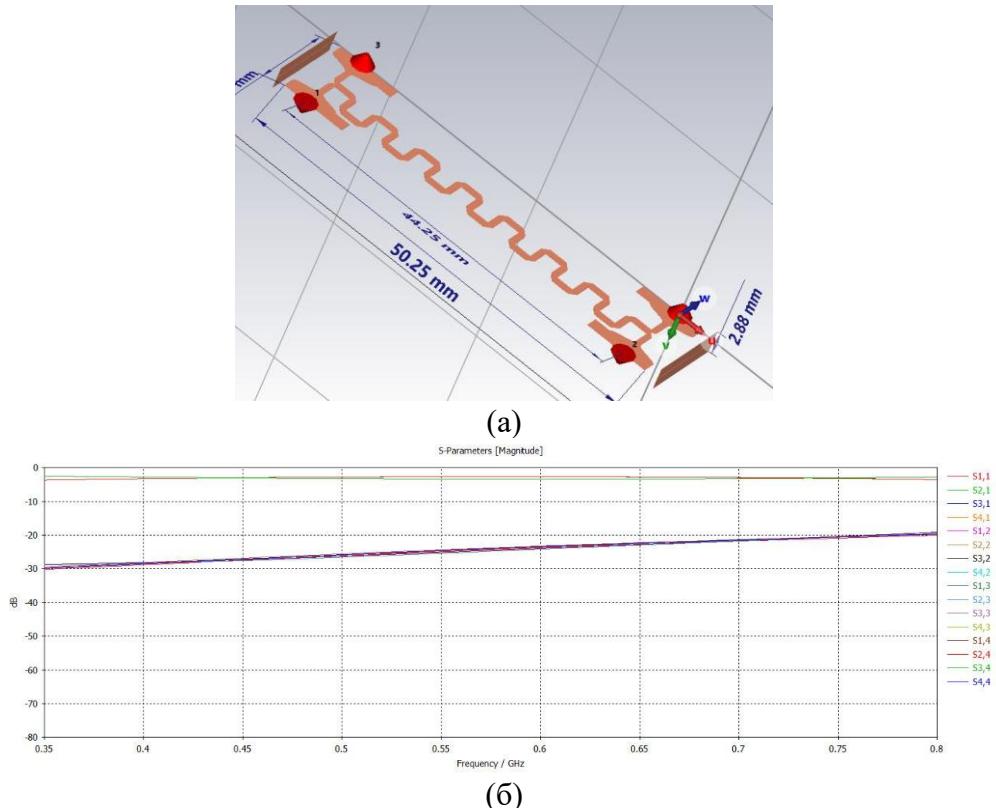
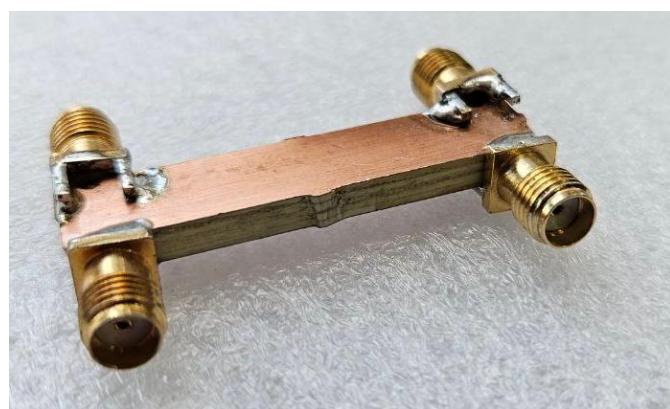


Рис. 6. Модель устройства (центральная часть) (а) и результаты моделирования (б)



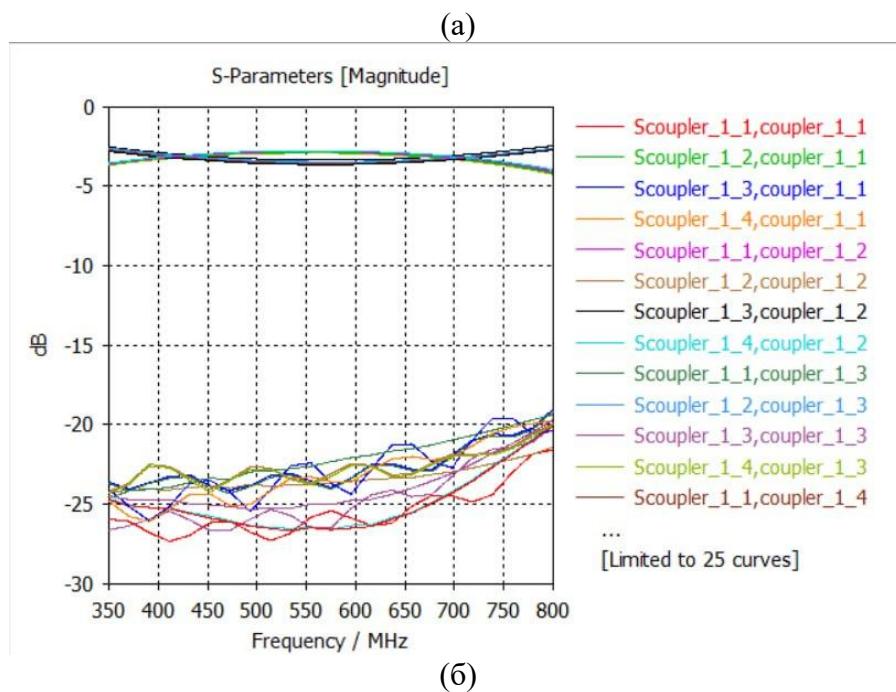


Рис. 7. Экспериментальный макет ответвителя (а) и результаты измерения трех экспериментальных образцов (б)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе исследованы различные типы направленных ответвителей и их применимость для использования в схемах усилителей мощности. В результате экспериментального исследования лучший результат показал трехдекабельный ответвитель в исполнении в многослойном стеке диэлектриков. Искажение его параметров при помещении в металлический корпус усилителя оказалось наименьшим, а практически достижимый КСВ низким (КСВН не более 1.2, S11 не более -20 дБ).

Показано, что для некоторых приложений больший выигрыш позволит достичь использование ответвителя с вертикальной вставкой: он проще и дешевле в изготовлении и имеет малые размеры, но стоит учитывать удаленность от корпуса устройства и рассматривать его применение в УМ до 100 Вт для меньшего нагрева устройства.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891>

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

ЛИТЕРАТУРА

- Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka and M. Nakajima, "A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 6, pp. 1057-1063, June 1988

2. Sychev, Aleksandr & Struchkov, Sergey & Putilov, Vladimir & Rudyi, Nikolay. (2015). A Novel Trans-Directional Coupler Based on Vertically Installed Planar Circuit. 10.1109/EuMC.2015.7345755.
3. RF and microwave coupled-line circuits / R. K. Mongia [et al.]. - 2nd ed. - Norwood, Ma: Artech House, 2007. - XXIII, 549 p.
4. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. Пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 2000. — 656 с.
5. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - 1969. - Vol. MIT-17, No. 12. - P. 1150-1151.
6. Presser A. Interdigitated microstrip coupler design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - 1978. - Vol. 26, No. 10. - P. 801-805.

REFERENCES

1. Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka and M. Nakajima, "A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 6, pp. 1057-1063, June 1988
2. Sychev, Aleksandr & Struchkov, Sergey & Putilov, Vladimir & Rudyi, Nikolay. (2015). A Novel Trans-Directional Coupler Based on Vertically Installed Planar Circuit. 10.1109/EuMC.2015.7345755.
3. RF and microwave coupled-line circuits / R. K. Mongia [et al.]. - 2nd ed. - Norwood, Ma: Artech House, 2007. - XXIII, 549 p.
4. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. Пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 2000. — 656 с.
5. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - 1969. - Vol. MIT-17, No. 12. - P. 1150-1151.
6. Presser A. Interdigitated microstrip coupler design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - 1978. - Vol. 26, No. 10. - P. 801-805.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ

A. С. Костюков¹, Е. А. Кущев¹, А. М. Безрукавый¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), г.Воронеж, Россия

Аннотация. При ведении научной и проектной деятельности в технической и естественно-научной области необходимо с достаточной точностью продумать вид разрабатываемого устройства или механизма как на конечном, так и на промежуточных этапах проектирования, а также иметь представление о сущности физических процессов при работе готового устройства, и о том, какое воздействие эти процессы оказывают как на работоспособность прибора, так и друг на друга. В зависимости от вида разрабатываемого проекта и от степени сложности его построения довольно значительно возрастает и критерий сложности представления данного проекта на различных функциональных уровнях и в общем виде, поэтому для успешной разработки устройства или для анализа сложных физических процессов применяются программные комплексы автоматизированного проектирования, позволяющие существенно облегчить процесс реализации инженерной и научной мысли. К таким программным комплексам относятся Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, Lab View и Sim In Tech. В данной статье будет проведен анализ функционала выше указанных программ, также между программными комплексами будет проведена сравнительная характеристика с целью выявления достоинств и недостатков каждой программы, определения общих черт и различий между исследуемыми программными комплексами, а также выявления из вышеперечисленного перечня программы, функционал и удобство которой будут иметь наибольшее значение и отвечать требованиям проектирования на профессиональном уровне

Ключевые слова: Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, Lab View, Sim In Tech, автоматизированное проектирование, моделирование мультифизических систем.

COMPARATIVE ANALYSIS OF COMPUTER-AIDED DESIGN SOFTWARE COMPLEXES

A. S. Kostyukov¹, E. A. Kushchev¹, A. M. Bezrukaviy¹

¹¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. When conducting scientific and design activities in the technical and natural science fields, it is necessary to think with sufficient accuracy about the type of device or mechanism being developed both at the final and intermediate stages of design, as well as to have an idea of the essence of physical processes during the operation of the finished device, and what impact these processes have on both the performance of the device, and each other. Depending on the type of project being developed and the degree of complexity of its construction, the criterion of complexity of presenting this project at various functional levels and in a general way increases quite significantly, therefore, computer-aided design software complexes are used for the successful development of a device or for the analysis of complex physical processes, which significantly facilitate the process of implementing engineering and scientific thought. Such software complexes include Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, Lab VIEW and Sim In Tech. This article will analyze the functionality of the above programs, and a comparative characteristic will be carried out between the software complexes in order to identify the advantages and disadvantages of each program, identify common features and differences between the studied software complexes, as well as identify from the

above list of programs, the functionality and convenience of which will be of the greatest importance and meet the design requirements at a professional level

Keywords: Matlab Simulink, SimcenterAmesim, Dymola, LabVIEW, SimInTech, computer-aided design, modeling of multiphysical systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Процесс проектирования того или иного устройства сопровождается рядом возможных функциональных противоречий, недочётов, погрешностей, наблюдаемых практически на каждом этапе разработки. Основная задача проектирования устройства или механизма заключается в нахождении наиболее оптимального варианта реализации всех технических требований с наименьшими потерями в сроке службы разрабатываемого устройства, его работоспособности и экономичности.

Для решения вышеуказанной проблемы применяются комплексы автоматизированного проектирования, позволяющие довольно подробно представить механизм работы устройства, выявить даже мельчайшие его недостатки и, что самое главное, на любом этапе разработки определить наиболее выгодный путь дальнейшего проектирования устройства, опираясь на сопоставление анализа работы устройства на определённом уровне проектирования и его дальнейшей технической реализации.

Это связано с тем, что на ряду с построением электрических схем в таких программных средах также можно оценить тепловые, гидравлические, динамические характеристики разрабатываемой модели, обнаружить несоответствие стойкости устройства по отношению к вибрациям, влажности, при подробном анализе электрической схемы можно также обнаружить электромагнитную несовместимость и паразитные ёмкости, которые могут впоследствии стать причиной появления отказов устройства, снижения КПД и шумов в выходном сигнале.

При обнаружении отклонения от заданного технического задания на любом этапе проектирования программные комплексы позволяют сразу же ввести корректиры в исследуемую модель, и, что самое главное, весь процесс моделирования, испытания и коррекции разрабатываемого проекта в программных комплексах автоматизированного проектирования можно проводить до того, как разработанная модель дойдёт до стадии технической реализации, что сводит к минимуму материальные и временные затраты.

В качестве исследуемых программных комплексов автоматизированного проектирования выступают Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, Lab View и Sim In Tech.

В целях проведения сравнительной характеристики будут определены функционал, особенности работы, достоинства и недостатки каждой из вышеперечисленных программных сред. Для реализации данного эксперимента в каждой программе будет представлена модель устройства. В процессе сравнения программных комплексов будут выявлены их схожие черты и различия, а также будет определена программа, чьи параметры наиболее оптимально соответствуют процессу автоматизированного проектирования.

2. ПРОГРАММНЫЕ КОМПЛЕКСЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Matlab Simulink

Наиболее распространённым программным обеспечением для автоматизированного проектирования является Matlab Simulink, которое также выступает в качестве дополнения оригинального Matlab. Данная программа может также применяться для моделирования различных физических процессов и тестирования разрабатываемого устройства при различных условиях, что можно

увидеть на рисунке 1 . Также этот программный комплекс предоставляет возможности междисциплинарного динамического моделирования сложных технических систем с использованием модельно-ориентированного программирования.

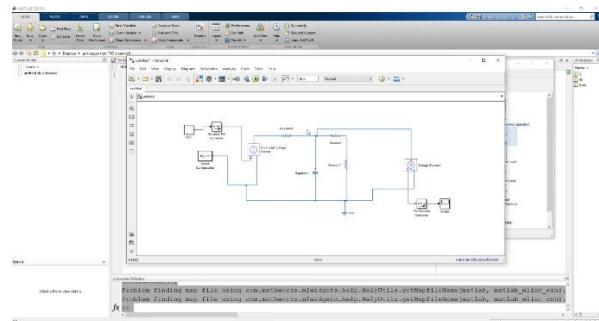


Рис. 1. Рабочее поле Matlab Simulink.

Matlab Simulink находит широкое применение в автоматическом управлении и цифровой обработке сигналов для много доменного моделирования и проектирования на основе моделей и структурных схем.

Кроме того, имеется возможность использовать Matlab Simulink в связке с программой автоматизированного математического анализа Matlab, что позволяет быстрее и наиболее функционально создавать математические модели для отдельно взятых субъектов модели проектирования устройства, а также любые переменные, определённые в Matlab, могут быть использованы в Matlab Simulink.

Для программирования и алгоритмизации Matlab Simulink способен принимать и исследовать программный код, написанный на таких языках, как C, C++ и HDL, что позволяет пользователю в общем плане разработки не отвлекаться от процесса моделирования и симуляции на перевод программного кода со стороннего промышленного языка на язык программирования Matlab.

Подробное описание функционала ПО Matlab Simulink предоставлено в [1], [2] и [3].

Simcenter Amesim

Simcenter Amesim – многофункциональная платформа компьютерного моделирования, предназначенная для изучения и проведения симуляции мультифизических процессов работы технических систем.

Функционал Simcenter Amesim позволяет проводить испытания технических систем, относящихся к целому ряду направлений, таким образом с помощью данного программного обеспечения возможно проводить расчёты механических, гидравлических, тепловых и радиоэлектронных систем, что можно увидеть на рисунке 2. Кроме того, возможности Simcenter Amesim позволяют уже на ранних этапах проектирования определять такие характеристики системы, как, например, энергопотребление при различных режимах работы устройства, его эффективность, особенности теплового режима и условия теплового баланса, условия возникновения необходимого резонанса нескольких подсистем, а также многие другие важные значения, определяющие не только максимально возможное качество устройства, но и весь путь его дальнейшего проектирования.

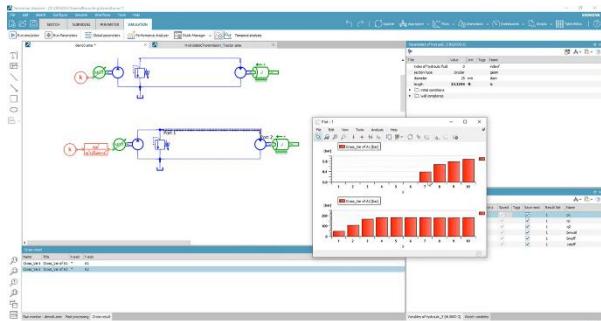


Рис. 2. Рабочее окно Simcenter Amesim.

Моделируемая среда Simcenter Amesim позволяет проводить симуляции динамических технических систем, а затем проводить анализ испытаний при помощи достаточно полного математического функционала. Кроме того, в возможностях Simcenter Amesim имеет место расчёт дифференциальных уравнений, благодаря чему возможен расчёт систем переменного характера.

Немаловажной особенностью Simcenter Amesim является наличие возможности функционального моделирования, при котором для проведения расчётов программе не требуется трёхмерное представление модели разрабатываемого устройства. Моделируемый расчёт производиться посредством составления модели из агрегатов и компонентов различных систем, находящихся в библиотеке Simcenter Amesim, при этом каждый компонент уже вмещает в себя готовую расчётную модель. При проведении такого проектирования исследуемая модель выступает в качестве схемы, состоящей из компонентов, взаимодействующих между собой. Изначально исследуемая модель представляется в программе Simcenter Amesim логической схемой, которую пользователь в процессе проектирования преобразует в схему разрабатываемого устройства, посредством замены логических элементов на компоненты, взятые из библиотек.

Подробное описание функционала ПО Simcenter Amesim предоставлено в[4].

Dymola

Dymola является программным обеспечением, предназначенным для моделирования мультифизических систем всевозможного профиля и основанным на языке моделирования Modelica.

Математический функционал моделируемой среды Dymola способен находить решения нелинейных дифференциальных уравнений, что позволяет моделировать динамические системы и ситуации переменного характера, это можно увидеть на рисунке 3.

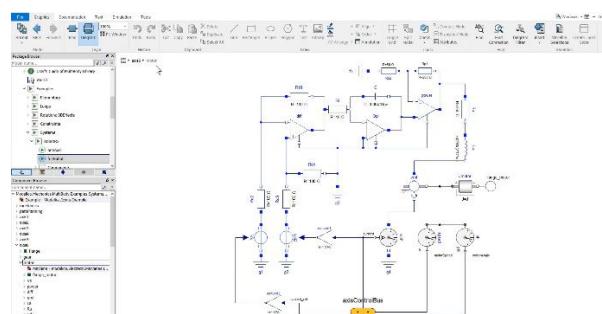


Рис. 3. Рабочее окно Dymola.

Кроме моделирования физической системы в виде схемы соединённых между собой блоков в Dymola возможно создание трёхмерной модели устройства. При таком виде моделирования вся ранее используемая библиотека компонентов становится ориентированной для стереометрического моделирования, а все пространственные параметры по типу ускорения свободного падения уже автоматически активны.

В функционал среды моделирования Dymola также входит возможность анимации процесса тестирования готовой модели для выявления механических отклонений, что очень полезно при разработке сложных механических, гидравлических систем или при разработке устройств, касающихся мехатроники и робототехники.

Подробнее о Dymola написано в [5].

Lab View

LabView – среда разработки и выполнения программного обеспечения, создаваемого с помощью графического языка программирования “G” и ориентированного на лабораторные расчёты. Данный язык программирования может быть использован для работы с базами данных, создания самостоятельных приложений, обработки информации и виртуального создания симуляции лабораторного эксперимента.

Ввиду довольно высокого качества разработки данного программного продукта, среда программирования LabView позволяет создавать весьма нетривиальные операции с гораздо меньшим количеством строк кода по сравнению с другими языками программирования. Как и любой другой язык программирования, LabView предполагает наличие переменных, как локальных, так и глобальных, ветвлений, циклов с параметром, циклов с постусловием, а также возможность группировки операций для упрощения вида кода.

Программная среда LabView предоставляет широкий спектр возможностей при работе с программными модулями.

LabView имеет набор пользовательских инструментов для составления интерфейса под программу с любого рода измерениями. Кроме того, среда программирования LabView включает в себя блоки для работы с ini-файлами или реестром, имеет функции для работы с двоичными данными и текстовыми файлами, математические функции для представления практически любой математической модели и инструменты построения всевозможных графиков для наглядного представления математических расчётов. Также в среде программирования LabView можно вызвать DLL-файлы, имеются функции для работы с компонентами ActiveX и файлами с расширением .net. Ввиду того, что в данном языке программирования реализована поддержка классов, LabView можно назвать объектно-ориентированным языком программирования, это можно увидеть на рисунке 4.

Подробное описание функционала ПО LabView предоставлено в [6], [7], [8] и [9].

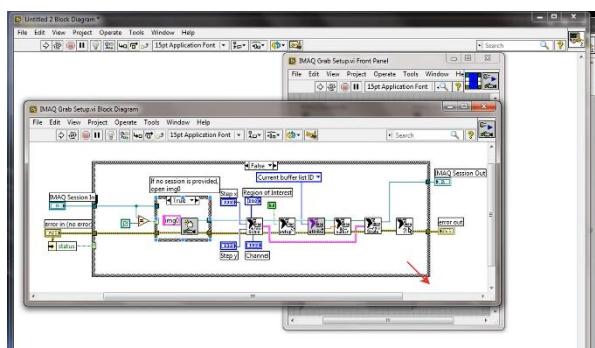


Рис. 4. Рабочее окно LabView.

Sim In Tech

SimInTech представляет из себя среду динамического моделирования технических систем, осуществляющую также проверку работы систем управления сложными техническими объектами.

Данное программное обеспечение позволяет моделировать устройства с учётом проведения расчёта дифференциальных уравнений, что позволяет моделировать динамические системы любого уровня сложности и воспроизводить в моделируемой схеме различные функциональные зависимости.

В SimInTech используется база данных сигналов, позволяющая организовать синхронную передачу данных между всеми уровнями устройства. База данных сигналов также даёт возможность хранить данные, производить векторную обработку сигналов для типовых алгоритмов управления, также база данных сигналов способна автоматизированным способом создавать и обрабатывать переменные в комплексных моделях.

В среде моделирования SimInTech возможно проектирование как единичных моделей, представляющих из себя лишь функциональную часть устройства, так и сложных моделей, которые являются совокупностью взаимодополняющих простых моделей, что можно увидеть на рисунке 5. Сложная модель может быть наиболее полным представлением разрабатываемого проекта, включающим в себя не только общее описание объекта, но и механизм его энергоснабжения, панель управления и её связь с функциональной частью проекта, алгоритмы управления и защиты, в которых пользователь может прописать порядок действий на случай проведения целого ряда возможных сценариев, таких, как экстренное отключение питания устройства при скачке напряжения в сети, или же, напротив, мгновенное переключение в режим резервного питания при отключении подачи напряжения.

Более подробное описание программного комплекса SimInTech предоставлено в [10], [11], [12] и [13].

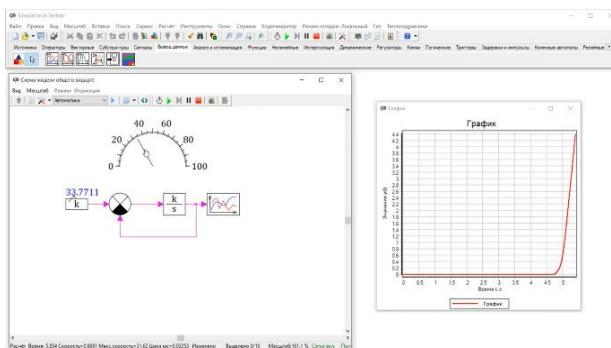


Рис. 5. Рабочее окно SimInTech.

3. СРАВНЕНИЕ ПРОГРАММНЫХ СРЕД

Таблица 1. Сравнение программных комплексов Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, LabView, SimInTech

	Matlab Simulink	Simcenter Amesim	Dymola	Lab View	Sim In Tech
Моделирование схем устройств и ситуаций мультифизической направленности	+	+	+	+	+
Графо-блочная структура конструирования модели устройства	+	+	+	+	+

Генерация исходного кода на языках С, С++ и HDL	+	-	-	-	-
Использование графического языка программирования «G»	-	-	-	+	-
Возможность создавать блоки и модули для их последующей интеграции в схему	+	+	+	+	+
Гибкая настройка симуляции	+	+	+	+	+
Использование дифференциальных уравнений при расчёте схемы	+	+	+	+	+
Функция анимации работы модели	-	-	+	-	+
Автоматизированное устранение несинхронизированной работы отдельных простых моделей, работающих в совокупности	-	-	-	-	+
Проведение тестов работы готовой модели при определённых условиях	+	+	+	+	+
Прикладное применение программного комплекса (подключение к реальным устройствам, сопряжённая работа со сторонними симуляторами)	-	-	-	+	+
Сопряжённая работа с программой автоматизированного математического расчёта	+	-	-	-	-
Создание 3D-модели устройства на основе его виртуальной схемы	-	+	+	-	+

С учётом рассмотренных критериев сравнения и проведённого эксперимента по определению качества работы каждой из программ, были выявлены следующие качества программных сред.

Matlab Simulink имеет широкий функционал моделирования устройств и событий, подкреплённый использованием производственных языков программирования, таких как С, С++ и HDL, что очень важно, ведь при проектировании устройства с использованием стороннего программного кода могут в другом программном комплексе автоматизированного проектирования могут возникнуть трудности с переводом кода программы с одного языка на другой. Также достоинством Matlab Simulink является то, что данная программа входит в программный комплекс Matlab, а значит, пользователь может объявлять переменные, составлять математические модели и находить решения систем уравнений именно в математической составляющей Matlab, а затем переносить весь пакет полученных данных в Matlab Simulink помостью специального блока. Данное свойство облегчает разработку модели в моделируемой среде. Ещё одной крайне полезной особенностью является наличие облачной версии программного комплекса Matlab, включающего в себя и программу автоматизированного математического анализа, и Matlab Simulink. Облачная версия программного комплекса крайне удобна в применении, т.к. нет необходимости в установке программного обеспечения на ПК – программный комплекс можно запустить прямо в браузере, а все наработки можно сохранить в архиве своей учётной записи Matlab, однако для этого необходимо подключение к интернету.

Из минусов Matlab Simulink стоит отметить отсутствие явного прикладного применения, которое наблюдается в возможностях Lab View и Sim In Tech.

Моделируемые среды Dymola и Simcenter Amesimхожи по своему функционалу с Matlab Simulink, эти программы имеют одно направление своего применения, однако в вопросе спектра возможностей данные программы уступают Matlab Simulink, это же

касается и степени удобства пользования этими программами ввиду того, что в рабочий процесс в Dymola и Simcenter Amesim осложнён переключением между режимами работы и постоянном использовании шаблонов.

Использование программных комплексов LabView и Sim In Tech можно назвать наиболее разнонаправленным рабочим процессом.

Lab View имеет широкий спектр возможностей наглядного программирования и создания программного обеспечения для аппаратуры промышленного и лабораторного назначения, также эта программа применяется для создания и настройки панелей управления устройствами, что позволяет не только создавать программное обеспечение для устройств и механизмов в области робототехники, но также производить программное обеспечение систем управления данными устройствами для последующей установки данного ПО в разработанную панель управления. Данное свойство очень полезно и находит широкое применение в производстве средств производства, а именно автоматизированных станков, сварочных аппаратов и, в особенности, при создании сложных установок научно-исследовательского назначения.

Sim In Tech находит своё применение не только в подробном проведении симуляции работы исследуемой схемы или ситуации, но также и в работе, сопряжённой с другими программами. В частности, совместная работа Sim In Tech и авиасимулятора X-Plane осуществляется путём сигналов данных программных комплексов с помощью создания базы данных сигналов и построения в SimInTech панели управления моделью самолёта в X-Plane. По аналогии осуществляется построение панели управления локомотивом, анимацию модели которого можно наблюдать сразу в Sim In Tech. Sim In Tech на должном уровне удовлетворяет потребностям проектирования и тестирования механизмов и устройств, что позволяет разрабатывать в данном программном комплексе проект из практически любой технической области, будь то система отопления, ядерный реактор или схема для исследования режимов работы биполярного транзистора.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведя анализ программных комплексов Matlab Simulink, Simcenter Amesim, Dymola, LabView, SimInTech следует обозначить следующие выводы.

Во-первых, из общего количества моделируемых сред можно выделить Lab View и Sim In Tech ввиду реализации их прикладного применения.

Во-вторых, стоит отметить, что все из данных программных комплексов используют примерно одинаковый механизм построения моделей, основанный на методе функционального проектирования с помощью блоков, а также в основу рабочего процесса заложен принцип Data Flow (поток данных).

В-третьих, данные программные комплексы можно условно разбить на группы по применению среди различных целевых аудиторий. В частности, такие программные комплексы, как Matlab Simulink, Lab View и Sim In Tech пригодны для использования в профессиональных целях для разработки достаточно сложного устройства на должном уровне качества, что встречается в областях промышленности, разработки программного обеспечения и настройки панелей управления. В то же время моделируемые среды Dymola и Simcenter Amesim рекомендуется использовать в учебных целях в качестве отработки навыков объектно-ориентированного программирования и разработки моделей устройств для последующего перехода на программные комплексы более профессионального уровня, такие как Matlab Simulink.

По итогам исследования сравнительной характеристики программных комплексов автоматизированного проектирования было выявлено, что лучшим программным обеспечением в данной области является Sim In Tech, так как данная среда

моделирования занимает оптимальное положение в плане наилучшего качества моделирования и виртуальной симуляции работы разработанной схемы и прикладного применения при разработке программного обеспечения и сопряжённой работы с другими моделируемыми средами и симуляторами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дьяконов В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 784 с.
2. Джендубаев А.-З.Р., Алиев И. И. MATLAB, Simulink и SimPowerSystems в электроэнергетике: учебное пособие для студентов, обучающихся по направлению подготовки 140400.62 "Электроэнергетика и электротехника", профиль "Электроснабжение". Черкесск: БИЦ СевКавГГТА, 2014. – 136 с.
3. Голубева, Л.Л., Малевич А.Э., Щеглова Н.Л. Компьютерная математика. Пакет имитационного моделирования Simulink: лаб. Практикум. Минск: БГУ, 2010. – 151 с.
4. Гимадиев, А.Г. Гречняков П.И., Синяков А.Ф. LMSImagine.LabAMESim как эффективное средство моделирования динамических процессов в мехатронных системах [Электронный ресурс]: электрон. учеб. пособие. Электрон. текстовые и граф.дан. (4,8 Мбайт). – Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2014.
5. Косенко И.И. Проектирование и 3D моделирование в средах CATIA V5, ANSYS и Dymola 7.3. М.: ИНФРА-М, 2018. – 183 с.
6. Тревис Дж. LabVIEW для всех Пер. с англ. Клушин Н. А. -М.: ДМК Пресс; Прибор Комплект, 2005. ~ 544 с.
7. Васильев А.С., Лашманов О.Ю. Основы программирования в среде LabVIEW. –СПб: Университет ИТМО, 2015. – 82 с.
8. Лупов С.Ю., Муякшин С.И., Шарков В.В. LabVIEW в примерах и задачах. Учебно методические материалы по программе повышения квалификации «Обучение технологиям National Instruments». Нижний Новгород, 2007, 101 с.
9. Климентьев К.Е. Основы графического программирования в среде LabVIEW: Учеб. Пособие. Самар. гос. аэрокосм. ун-т. Самара, 2003. - 69 с.
10. Ляшенко А.И., Маслова Н.В., Вент Д.П. «Основы моделирования в SimInTech. Методическое пособие». ФГБОУ ВО Российский химико-технологический университет им. Д.И. Менделеева, Новомосковский институт (филиал), Новомосковск, 2018. - 42 с.
11. Хабаров С.П., Шилкина М.Л. Построение распределенных моделей в системе SimInTech: методические указания. СПб.: СПбГЛТУ, 2018. – 122 с.
12. Карташов Б.А., Шабаев Е.А., Козлов О.С., Щекатуров А.М. Среда динамического моделирования технических систем SimInTech: Практикум по моделированию систем автоматического регулирования. – М.: ДМК Пресс, 2017. – 424 с.
13. Хабаров С.П. Основы моделирования технических систем. Среда SimInTech: учебное пособие для СПО. Санкт-Петербург: Лань, 2021. – 120 с.

REFERENCES

1. Dyakonov V. P. Simulink 5/6/7: Self-study Guide. – M.: DMK-Press, 2008. – 784 p.
2. Dzhendubaev A.-Z.R., Aliev I. I. MATLAB, Simulink and SimPowerSystems in Electric Power Industry: a tutorial for students studying in the field of training 140400.62 "Electric Power Industry and Electrical Engineering", profile "Power Supply". Cherkessk: BIC SevKavGGTA, 2014. – 136 p.
3. Golubeva, L.L., Malevich A.E., Scheglova N.L. Computer Mathematics. Simulink Simulation Modeling Package: Lab. Practical Training. Minsk: BSU, 2010. – 151 p.
4. Gimadiev, A.G. Greshnyakov P.I., Sinyakov A.F. LMSImagine.LabAMESim as an effective tool for modeling dynamic processes in mechatronic systems [Electronic

- resource]: electronic textbook. manual. Electronic text and graph data (4.8 MB). - Samara: Publishing house of the SamNC RAS, 2014.
5. Kosenko I.I. Design and 3D modeling in the CATIA V5, ANSYS and Dymola 7.3 environments. Moscow: INFRA-M, 2018. - 183 p.
 6. 6Travis J. LabVIEW for everyone Transl. from English. Klushin N.A. -M .: DMK Press; Pribor Komplekt, 2005. ~ 544 p.
 7. 7. Vasiliev A.S., Lashmanov O.Yu. Basics of programming in the LabVIEW environment. – SPb: ITMO University, 2015. – 82 p.
 8. Lupov S. Yu., Muyakshin S. I., Sharkov V. V. LabVIEW in examples and tasks. Educational and methodological materials for the advanced training program "Training in National Instruments technologies". Nizhny Novgorod, 2007, 101 p.
 9. Klimentyev K. E. Fundamentals of graphical programming in the LabVIEW environment: Textbook. Manual. Samara State Aerospace University. Samara, 2003. - 69 p.
 10. Lyashenko A. I., Maslova N. V., Vent D. P. "Fundamentals of modeling in SimInTech. Methodological manual". Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education Russian University of Chemical Technology named after D. I. Mendeleev, Novomoskovsk Institute (branch), Novomoskovsk, 2018. - 42 p.
 11. Khabarov S.P., Shilkina M.L. Construction of distributed models in the SimInTech system: guidelines. SPb.: SPbGLTU, 2018. - 122 p.
 12. Kartashov B.A., Shabaev E.A., Kozlov O.S., Shchekaturov A.M. SimInTech dynamic modeling environment for technical systems: Workshop on modeling automatic control systems. - M.: DMK Press, 2017. - 424 p.
 13. Khabarov S.P. Fundamentals of modeling technical systems. SimInTech environment: a tutorial for secondary vocational education. St. Petersburg: Lan, 2021. - 120 p.

ДОЗИМЕТР-РАДИОМЕТР ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ФИКСИРОВАНИЯ ИОНИЗИРОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.С. Костюков¹, Н. А. Лябин¹, В. А. Скоров¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Производится разработка дозиметра-радиометра с расширенным функционалом и улучшенными характеристиками для измерения ионизирующего излучения продуктов питания, бытовых предметов, одежды, жилых помещений и поверхностей почвы. Устройство разрабатывается на основе микроконтроллера Atmega 328p-mu, обладающим высокой стойкостью к ионизирующему излучению и к изменению температур. В качестве источника питания применяется Li-ion аккумулятор с емкостью 600 мА*ч. В качестве контроллера заряда выступает микросхема tp4056, а в качестве DC-DC повышающего преобразователя микросхема me2108a50. Используется модуль отображения информации, являющийся дисплеем Nokia 5110. Корпус выполняется по индивидуальному чертежу и изготавливается при помощи 3D принтера с возможностью изготовления формы для штамповки. Полученное устройство обладает тремя режимами работы: несколькими алгоритмами работы в режиме «Поиск», настройками параметров для счетчиков (СБМ-20, СБМ-19, Бета-1-1), функцией построения графиков, автоматической подстройкой напряжения счётчика, установкой порога сохранения дозы, регулируемым уровнем тревоги (от 30 до 255 мкр/ч), системой управления питанием (программная защита от разряда аккумулятора, режим сна, экран зарядки и разрядки), звуковой и световой индикацией, версиями программного обеспечения на русском и английском языках. Проведены испытания устройства на измерение гамма-излучения с использованием искусственного радиоактивного химического трансплутониевого элемента Америций.

Ключевые слова: радиометр, дозиметр, излучение, разработка, излучение, радиация.

DOSIMETER-RADIOMETER FOR AUTOMATIC DETECTION OF IONIZED RADIATION

A. S. Kostyukov¹, N. A. Lyabin¹, V. A. Skorov¹

¹ Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. A dosimeter-radiometer with extended functionality and improved characteristics is being developed for measuring ionizing radiation of food, household items, clothing, living quarters and soil surfaces. The device is developed on the basis of the Atmega328p-mu microcontroller, which is highly resistant to ionizing radiation and temperature changes. A Li-ion battery with a capacity of 600 mAh is used as a power source. The tp4056 microcircuit acts as a charge controller, and the me2108a50 microcircuit acts as a DC-DC boost converter. The information display module is used, which is the display of Nokia 5110. The body is made according to an individual drawing and is made using a 3D printer with the possibility of making molds for stamping. The resulting device has three modes of operation: several algorithms for operation in the "Search" mode, parameter settings for counters (SBM-20, SBM-19, Beta-1-1), a graphing function, automatic adjustment of the counter voltage, setting the dose preservation threshold, adjustable alarm level (from 30 to 255 mcr/h), power management system (software protection against battery discharge, sleep mode, charging and discharging screen), sound and light indication, software versions in Russian and English. The device was tested for measuring gamma radiation using an artificial radioactive chemical transplutonium element Americium.

Keywords: radiometer, dosimeter, radiation, development, radiation, radiation

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящие времена одной из главных проблем мирового сообщества является глобальное ухудшение экологической обстановки на планете. Спектр экологических проблем растет с каждым десятилетием. Особенно необходимо выделить радиационное загрязнение биосферы. Многочисленные испытания и мирное применение ядерного оружия, добыча сырья, аварии на АЭС и т.д. являются причиной распространения радионуклидов в почву и воду, а в следствие и в продукты питания. Повышенный радиационный фон продуктов питания, предметов повседневного использования, строительных материалов и т.п. несет огромный вред живым организмам, разрушая клетки и увеличивая вероятность онкологических заболеваний [4].

Целью измерения ионизирующего излучения является проведения анализа радиационного загрязнения пищевых продуктов, повседневных предметов, различных материалов, рабочих мест, поверхностей почвы, транспортных средств и т.д. Для проведения измерений применяются бытовые дозиметры-радиометры.

Актуальность разработки и модернизации бытовых дозиметров-радиометров для измерения ионизирующего излучения заключается в создании возможности сохранения здоровья человека.

Современные бытовые дозиметры-радиометры присутствующие на рынке имеют довольно высокую цену и ограниченные характеристики.

Разрабатываемый дозиметр-радиометр имеет низкую себестоимость, расширенный функционал и улучшенные характеристики относительно аналогов бытовой категории [1,6].

2. МЕТОДИКА ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ПРИНЦИП РАБОТЫ

Ядром устройства является микроконтроллер Atmega 328p-ти. Данный микроконтроллер был выбран по причине его высокой стойкости к ионизирующему излучению и погодным условиям.

Разработанный дозиметр-радиометр является автономным. Источником тока выступает аккумулятор типа Li-ion. Для управления питанием применяются микросхема tp4056 и повышающий DC-DC преобразователь малой мощности с напряжением 5 вольт на микросхеме me2108a50.

В качестве устройства визуального отображения информации выбран дисплей модели Nokia 5110. Вариант является наиболее оптимальным по следующим причинам:

1. Отсутствие необходимости подсветки в светлое время суток;
2. Низкое энергопотребление;

Так, как для дисплея требуемое напряжение питания и логики 3,3 В, подключение осуществляется через резисторы номиналом 10 кОм и линейный стабилизатор.

В результате трассировки получилась схема печатной платы, представленная на рисунке. 1 [2].

В программной части проекта реализованы следующие функции:

1. Три режима работы: поиск, измерение и частиц/с;
2. Несколько алгоритмов расчёта действующего излучения в режиме «Поиск»;
3. Настройка параметров для СБМ-20, СБМ-19, Бета-1-1;
4. Построение графиков;
5. Автоматическая подстройка напряжения;
6. Установка порога сохранения дозы;
7. Регулируемый уровень тревоги (от 30 до 255 мкр/ч);

8. Система управления питанием: программная защита от разряда аккумулятора, режим сна, экран зарядки и разрядки

9. Звуковая и световая индикации;

10. Русский и английский языки;

Управление прибором осуществляется с помощью двух кнопок. “Reset” (слева) и “Set” (справа).

Для доступа в главное меню (рисунок 3) устройства необходимо удерживать комбинацию всех кнопок в течение 1 секунды.

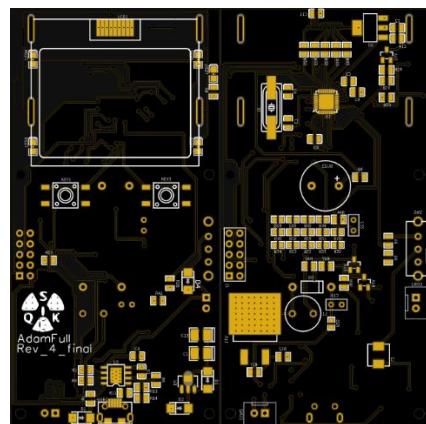


Рис. 1. Печатная плата разрабатываемого дозиметра-радиометра.

Реализованное устройство представлено на рисунке 2.



Рис. 2. Реализованное устройство.



Рис. 3. Меню.

Режим поиска (рисунок 4) предоставляет пользователю показания в микрорентгенах/час. Диапазон изменяется автоматически в зависимости от текущего уровня. Текущий уровень определяется по формуле (1):

$$RC(t) = \sum_{i=0}^{Gt} RB_i \quad (1)$$

где Gt – время счёта, RB_i – массив зафиксированных частиц за каждую секунду счёта.

Усреднение значений реализовано методом отношения суммированных измеренных показаний и времени измерений. Функция усреднения включается нажатием кнопки “Set”.

Сумма импульсов определяется как (3) при условии (2):

$$R_{sum} > \frac{UL \cdot 3600}{t}, \quad (2)$$

$$R_{sum}(t) = \frac{UL \cdot 3600}{t}, \quad (3)$$

где UL – граница измерения, t – время измерения.

На правой части дисплея представлена статическая погрешность и накопленная доза.



Рис. 4. Режим поиска.

Уровень накопленной дозы определяется из количества импульсов (4):

$$R_{dose} = \frac{R_{sum} \cdot t}{3600}. \quad (4)$$

Метод расчета погрешности определен как представлено в формуле (5):

$$\delta = 100 - \frac{M_x}{M_x \cdot \sigma} \cdot 100, \quad (5)$$

где, M_x – математическое ожидание, σ – среднеквадратичное отклонение.

В представленном режиме имеется функция отключения звукового сопровождения (однократное нажатие кнопки “Reset”) и сигнала тревоги (удержание кнопки “Reset”).

Режим измерения радиоактивности (рисунок 5) является настраиваемым. Возможно проведение изменения настроек по временным параметрам и параметрам проведения замеров. Существует ограничение максимального времени замера в 120 минут. Ограничений по числу измерений 2.

Вычисление зафиксированного количества частиц за указанное время является автоматизацией процедуры замеров, которая реализована в дозиметре «Припять». Вычисление проводится по формуле (6):

$$Z_{\text{cp}} = |Z_1 - Z_2|. \quad (6)$$

Данный режим можно использовать для таких процедур как измерение радиационного фона продуктов питания, а также и для выделения отдельных частиц (измеряется, сначала с фильтром альфа-частиц, а потом без него) и т.д.



Рис. 5. Режим измерения радиоактивности.

Режим «Секундный замер» (рисунок 6) предоставляет пользователю значение количества частиц за 1 секунду. На правой части дисплея отображается количество частиц, полученное при предыдущей процедуре измерения. График строится аналогичным способом с режимом «Поиск».



Рис. 6. Режим «Секундный замер».

На данный момент был разработан корпус, представленный на рисунок 7.



Рис. 7. Корпус.

Корпус разработан в соответствии с параметрами датчика Бета-1-1.Модель подготовлена к печати на 3D принтере. Аккумулятор с емкостью 600 мА*ч разряжает за 12 — 14 часов активного использования [3].

3. ИСПЫТАНИЕ УСТРОЙСТВА

Испытания разработанного бытового дозиметра-радиометра проводятся по измерению гамма-излучения. В качестве источника используется искусственный радиоактивный химический трансплутониевый элемент Америций.

Первый этап заключается в тестировании режима «Поиск». На левой части дисплея выводится текущее значение, на правой погрешность измерения и накопленная доза. На рисунке 8(а) проводятся замеры без источника излучения. Далее элемент размещается рядом с прибором. Результат замеров представлен на рисунке 8(б).

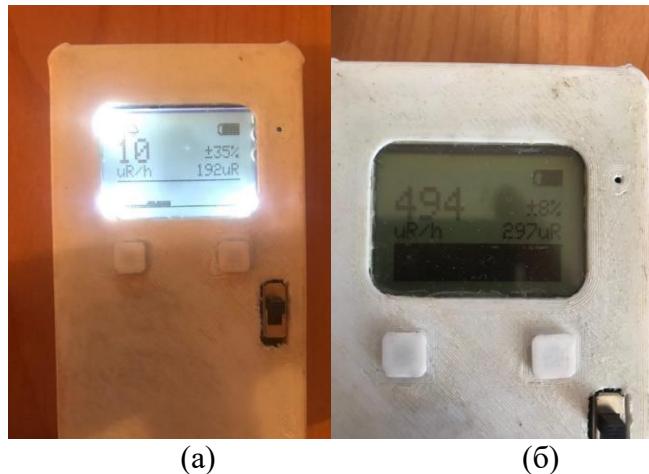


Рис. 8. (а) Режим «Поиск» без источника гамма-излучения, (б) Режим «Поиск» с источником гамма-излучения.

По выведенным результатам на дисплей видно, что радиационный фон увеличился в 50 раз.

Далее тестируется режим «Измерение». Данный режим ведет измерение излучения в диапазоне времени от 1 минуты. Перед началом процедуры измерения устанавливается количество замеров и время.

На рисунке 9 представлено тестирование режима «Измерение» без использования источника гамма-излучения.



Рис. 9. Режим «Измерение» без источника гамма-излучения.

На рисунке 10 представлено тестирование режима «Измерение» с использованием источника гамма-излучения.



Рис. 10. Режим «Измерение» с источником гамма-излучения.

Последний режим «Частиц/с» позволяет произвести измерение количества частиц, излучаемых источником за 1 секунду. На левой части экрана представлено текущее значение, на правой значение за прошлую секунду.

На рисунке 11 представлено тестирование режима «Частиц/с» без использования источника излучения.

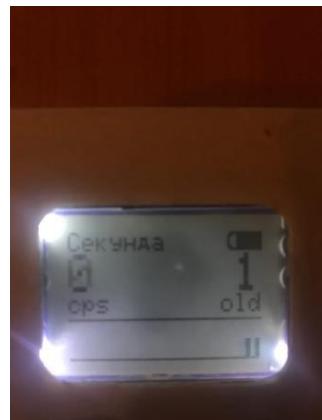


Рис. 11. Режим «Частиц/с» без источника излучения.

На рисунке 12 представлено тестирование режима «Частиц/с» с использованием источника излучения.



Рис. 12. Режим «Частиц/с» с источником излучения.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследуемый дозиметр-радиометр разрабатывался как универсальный бытовой прибор. В устройстве можно осуществить замену датчика в любой момент, и провести под него точную калибровку параметров.

Для проведения редактирования были выбраны следующие программные:

1. Время счёта;
2. Ошибки.

Настройка данных параметров дает пользователю возможность подключать любой датчик, характеристики которого соответствуют требованиям:

1. Рабочее напряжение < 600 вольт;
2. Время счета < 100 секунд;
3. Ошибка < 50%.

Стоимость производства устройства ниже аналогов за счёт использования доступных компонентов.

Исходя из вышесказанного, можно сказать, что разработанное устройство превосходит аналоги в бюджетной ценовой категории, имеет более расширенный функционал и возможности калибровки, а также имеет большой потенциал для дальнейшей глубокой модернизации [5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Dosimeter-SQUICK. GitHub URL: <https://github.com/AdamFull/Dosimeter-SQUICK> (дата обращения: 27.09.2020).
2. Dosimeter-SQUICK V3.0. GitHub URL: https://github.com/AdamFull/Dosimeter-SQUICK/tree/SQUICK_V3_0 (дата обращения: 27.09.2020).
3. Zhang L., Xu W.B., Wang F. Design and calibration of electrical substitution radiometer traced to absolute cryogenic radiometer // Optical engineering. 2020. №1. С. 014103.
4. Боряева И.А. Экологическое состояние сельскохозяйственных угодий [Радиационное загрязнение почв цезием-137] // Экологическая безопасность в АПК. 2003. №4. С. 851.
5. Баранов И.А., Колтунов В.И., Каграманов Э.Э., Костюков А.С., Стёpin В.С. Разработка бытового дозиметра-радиометра с улучшенными параметрами и функциональными возможностями // Труды международного симпозиума "Надежность и качество", 2021, Т.2, - С. 17-20.
6. Турлак В.А. Радиационное загрязнение окружающей среды как глобальная социально-экологическая проблема // Вестник Московского университета. 2005. №4. С. 96-112.

REFERENCES

1. Dosimeter-SQUICK. GitHub URL: <https://github.com/AdamFull/Dosimeter-SQUICK> (date accessed: 09/27/2020).
2. Dosimeter-SQUICK V3.0. GitHub URL: https://github.com/AdamFull/Dosimeter-SQUICK/tree/SQUICK_V3_0 (date accessed: 09/27/2020).
3. Zhang L., Xu W.B., Wang F. Design and calibration of electrical substitution radiometer traced to absolute cryogenic radiometer // Optical engineering. 2020. No. 1. S. 014103.
4. Boryaeva I.A. The ecological state of agricultural land [Radiation contamination of soils with cesium-137] // Ecological safety in the agro-industrial complex. 2003. No. 4. P. 851.
5. Baranov I.A., Koltunov V.I., Kagramanov E.E., Kostyukov A.S., Stepin V.S. Development of a household dosimeter-radiometer with improved parameters and functionality // Proceedings of the international symposium "Reliability and Quality", 2021, Vol.2, - P. 17-20.
6. Turlak V.A. Radiation pollution of the environment as a global socio-ecological problem // Bulletin of the Moscow University. 2005. No. 4. S. 96-112.

ИЗМЕРИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОРГАНИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ НА БАЗЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА И ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

А. С. Мазинов, Д. К. Цапик, А. В. Колосовский, П. А. Варагушин

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, Симферополь, Россия

Аннотация. Показаны возможности исследования диэлектрической проницаемости органических материалов (комплекса иодида меди + трифенилfosфина + оксациазола, цинкового комплекса), растворенных в толуоле, бензоле, дихлорметане, хлороформе, тетрахлорметане на базе сверхвысокочастотных фильтров.

Ключевые слова: органические соединения; диэлектрическая проницаемость; режекторный фильтр; фильтр низких частот; микрополосковая линия; сверхвысокочастотный диапазон; иодид меди, трифенилfosфин и оксациазол.

MEASURING INSTRUMENT OF ELECTROPHYSICAL PARAMETERS OF ORGANIC COMPOUNDS BASED ON A MICROSTRIP REJECTION FILTER AND A LOW-PASS FILTER

A. S. Mazinov, D. K. Tsapik, A. V. Kolosovsky, P. A. Varagushin

Crimean Federal University named after V.I. Vernadsky, Simferopol, Russia

Abstract. The possibilities of studying the dielectric constant of organic materials - (complex copper iodide + triphenylphosphine + oxadiazole, zinc complex) dissolved in toluene, benzene, dichloromethane, chloroform, tetrachloromethane based on ultra-high-frequency filters are shown.

Keywords: organic compounds; permittivity; notch filter; low-pass filter; microstrip line; ultra-high frequency range; copper iodide, triphenylphosphine and oxadiazole.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение органических материалов в качестве полупроводников является актуальной задачей, поскольку они обладают шириной запрещённой зоны около 1.3 - 1.5 эВ и их свойства схожи с традиционным твердотельными полупроводниками [1]. В настоящее время органические материалы используются фотоэлементов, поскольку они имеют малое время фотоотклика по сравнению с кремнием [2].

Для исследования электрофизических параметров органических веществ был использован микрополосковый метод измерения, позволяющий проводить измерения в низкочастотной области сверхвысокочастотного диапазона, так как не накладывает жёстких ограничений по габаритам образца, а также, в большинстве случаев, техника измерения достаточно проста. Обычно, для измерения диэлектрической проницаемости используется резонатор встречечно-штыревого типа, обеспечивающих высокую точность измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ, где измерение происходит по регистрации сдвига частоты и добротности резонансного контура, вхолостую и с исследуемым образцом [3].

Целью настоящей работы явилось изучение возможности применения микрополосковых фильтров низких частот для измерения электрофизических параметров органических веществ.

2. РАСЧЕТ И РАЗРАБОТКА РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА И ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

Разработка микрополосковых фильтров состоит из выбора прототипа, частотной характеристики, пульсации в полосе пропускания и количества реактивных элементов. Фильтр нижних частот преобразуется в LC-элементы для обеспечения желаемой частоты среза и импеданса, затем происходит реализация в соответствии со схемой LC-элементов.

Микрополосковая линия представляет собой планарную линию передачи, состоящей из проводящей полосы и заземляющей плоскости, разделенных слоем диэлектрической подложки. Линии электрического и магнитного поля между полосой и заземляющей плоскостью не полностью захвачены в подложке, как показано на рисунке 1, поэтому режим распространения волны не полностью TEM, а скорее квази-TEM.

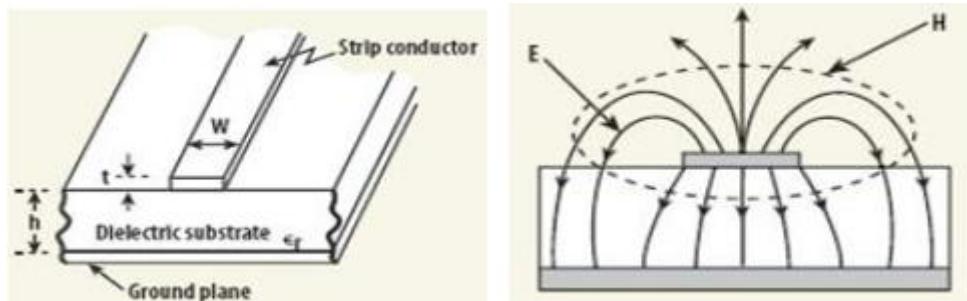


Рис. 1. Поперечное сечение микрополосковой линии и распространение электрических и магнитных полей [4].

На рисунке 2 представлен схематический прототип LC-шунтирующего входного фильтра нижних частот 5-го порядка.

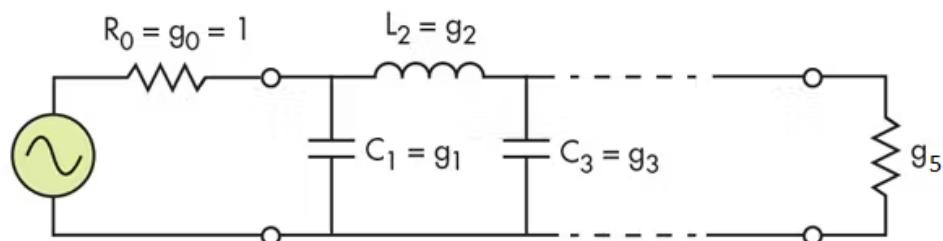


Рис.2. Принципиальная схема фильтра [5]

Для расчета использовались табличные значения для фильтра нижних частот Баттервортса: $g_1 = 0.6180$ $g_2 = 1.6180$ $g_3 = 2.0000$ $g_4 = 1.6180$ $g_5 = 0.6180$. Используя эти коэффициенты найдены значения элементов фильтра по формулам (1, 2):

$$C_n = \frac{g_n}{2\pi F_C R} \quad L_n = \frac{g_n R}{2\pi F_C} \quad (1, 2)$$

Затем параметры для различных линий по длине и ширине были определены с помощью формул (3), (4), где βl — электрическая длина индуктивных и конденсаторных элементов, Z_h (высокое сопротивление) и Z_l (низкое сопротивление) — индуктивное сопротивление и емкостное сопротивление линии передачи соответственно. Z_0 — характеристическое сопротивление фильтра (50 Ом).

$$\beta l = \frac{L_n Z_0}{Z_h} \quad \beta l = \frac{C_n Z_l}{Z_0} \quad (3, 4)$$

Геометрические параметры фильтра были рассчитаны исходя из формул (3,4) в онлайн-калькуляторе микрополосковых линий [6]. Фотография получившегося фильтра представлена на рисунке 3.



Рис. 3. а) Фильтр-измеритель до травления; б) Готовый фильтр-измеритель

Полосковый фильтр обладает следующими техническими характеристиками частота среза - 2,5 ГГц с затуханием более 20 дБ на частоте 4 ГГц. Фильтр-измеритель изготовлен на одностороннем фольгированном стеклотекстолите. Рисунок наносился лазерным гравером на предварительно оклеенную малярным скотчем фольгу, затем выжженные участки были промыты уайт-спиритом и заполнены краской с последующим удалением скотча. Травление производилось в водном растворе хлорного железа.

Исследование свойств органических материалов производилось на векторном анализаторе цепей (ПАНОРАМА Р4226), а также на ручном анализаторе спектра Keysight N9344C в режимах режекторного фильтра и фильтра низких частот. Органические материалы были предварительно были растворены в растворителях и нанесены на покровное стекло толщиной 0,3 мм. Использованы следующие растворители: толуол, бензол, дихлорметан, хлороформ, тетрахлорметан. Переключение режимов фильтра производилось размещением покровного стекла сверху (режекторный) или снизу (прижимая образец аналогичным куском фольгированного стеклотекстолита, ориентируя фольгу вниз; «массы» были соединены п-образным профилем).

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

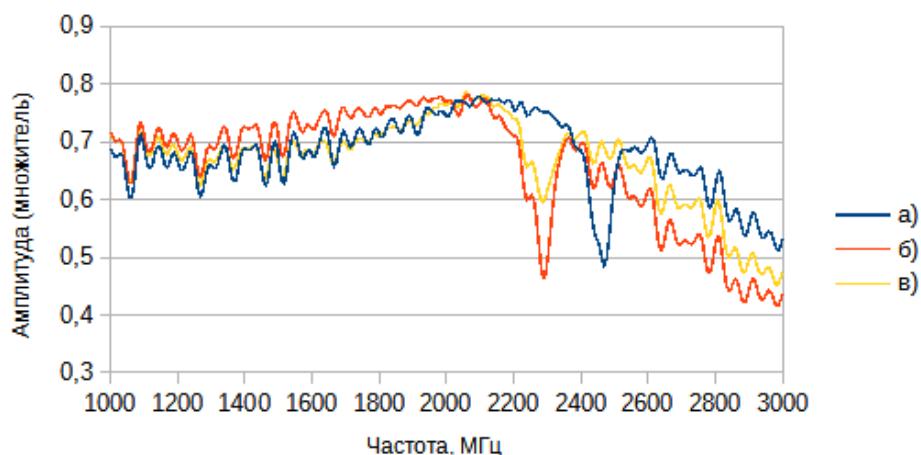


Рис. 4. График S21 (Амплитуда линейная [множитель]): а) «Пустой» фильтр; б) Фильтр с покровным стеклом; в) Фильтр с покровным стеклом, покрытым комплексом иодида меди + трифенилфосфина + оксадиазола, растворенном в дихлорметане методом полива.

На графике заметен уход частоты режекции, вызванной изменением диэлектрической проницаемости среды, благодаря которому косвенными методами можно измерять её значение, подставляя полученные значения амплитуды и частоты в онлайн калькулятор [6]. «Болтанка» амплитуды слева и справа вызвана отсутствием калибровки векторного анализатора цепей (ПАНОРАМА Р4226).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Функциональные характеристики, такие как диэлектрическая проницаемость, напрямую зависят от используемых методов синтеза и условий осаждения, для получения пленочных структур с заданными характеристиками требует проведения комплексных исследований и изучения физических и физико-химических свойств материалов.

Широкое применение пленочные структуры нашли в возобновляемой энергетике и в перспективных системах аккумуляции энергии, благодаря простому созданию функциональных слоев методом полива, имеющих толщину от единиц до десятков микрометров. При этом возможно использование гибкой подложки, что увеличивает спектр применения пленочных элементов. Так же стоит отметить, что использование данной технологии является более дешёвой, чем использование традиционной технологии на основе кремния.

ЛИТЕРАТУРА

1. Латыпов К. Ф., Доломатов М. Ю. Оценка ширины запрещенной зоны фотопроводимости органических полупроводников по интегральным параметрам автокорреляционных функций //Фотоника. – 2020. – Т. 14. – №. 2. – С. 184-191. DOI: 10.22184/1993-7296.FRos.2020.14.2.184.191
2. Y. Wada, M. Tsukada, M. Fujihira, K. Matsushige, T. Ogawa et al., «Prospects and Problems of Single Molecule Information Devices», Jpn. J. Appl. Phys., V. 39, Part 1, N 7A, pp. 3835-3849 (2000)
3. Tüzün, Reşat & Akçam, Nursel. (2018). Design of Microstrip Low Pass Filters. Academic Perspective Procedia. 1. 47-55. 10.33793/acperpro.01.01.13.
4. Owusu P. Microstrip butterworth lowpass filter design // Open Repository Theseus URL: <https://www.theseus.fi/handle/10024/267970> (дата обращения: 20.03.2025).
5. stripline Comline Filter Tunes 900 to 1,300 MHz // Microwaves & RF. URL: <https://www.mwrf.com/technologies/components/passive-components/article/21846696/stripline-comline-filter-tunes-900-to-1300-mhz> (дата обращения: 20.03.2025).
6. Microstrip Line Calculator <https://www.emtalk.com/mscalc.php> (дата обращения: 20.03.2025).

REFERENCES

1. Latypov K. F., Dolomatov M. Yu. Estimation of the band gap width of photoconductivity of organic semiconductors from the integral parameters of autocorrelation functions // Photonics. - 2020. - Vol. 14. - No. 2. - P. 184-191. DOI: 10.22184/1993-7296.FRos.2020.14.2.184.191
2. Y. Wada, M. Tsukada, M. Fujihira, K. Matsushige, T. Ogawa et al., «Prospects and Problems of Single Molecule Information Devices», Jpn. J. Appl. Phys., V. 39, Part 1, N 7A, pp. 3835-3849 (2000)
3. Tüzün, Reşat & Akçam, Nursel. (2018). Design of Microstrip Low Pass Filters. Academic Perspective Procedia. 1. 47-55. 10.33793/acperpro.01.01.13.
4. Owusu P. Microstrip butterworth lowpass filter design // Open Repository Theseus URL: <https://www.theseus.fi/handle/10024/267970> (access date: 20.03.2025).
5. stripline Comline Filter Tunes 900 to 1,300 MHz // Microwaves & RF. URL: <https://www.mwrf.com/technologies/components/passive-components/article/21846696/stripline-comline-filter-tunes-900-to-1300-mhz> (access date: 20.03.2025).
6. Microstrip Line Calculator // EM Talk: Electromagnetics and Microwave Engineering. URL: <https://www.emtalk.com/mscalc.php> (access date: 20.03.2025).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ И ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А.С. Селиванов, А.С. Путятин, А.Ю. Петрова

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российской Федерации.

Аннотация. В статье рассматриваются ключевые аспекты проектирования и применения виртуальных приборов (ВП) в задачах диагностики и технического обслуживания современных радиоэлектронных средств (РЭС). Анализируются преимущества виртуальных измерительных систем по сравнению с традиционными аппаратными средствами, включая гибкость, масштабируемость, экономическую эффективность и возможности автоматизации. Обсуждаются принципы построения архитектуры ВП, включающей аппаратно-программные компоненты: модули сбора данных, интерфейсы связи, программное обеспечение для обработки сигналов, управления измерениями и визуализации результатов. Отмечена важность методологии при разработке программного обеспечения ВП с учетом требований к метрологическому обеспечению и проблемам интеграции ВП в существующие процессы технической эксплуатации РЭС. Рассмотрены перспективы развития и примеры реализации ВП для решения конкретных диагностических задач, включая интеграцию с методами искусственного интеллекта и создание распределенных измерительных систем.

Ключевые слова: виртуальный прибор, радиоэлектронные средства, диагностика, техническое обслуживание, измерительная система, автоматизация измерений, сбор данных, программное обеспечение, метрологическое обеспечение.

DESIGN OF VIRTUAL INSTRUMENTS FOR DIAGNOSTICS AND MAINTENANCE OF RADIO-ELECTRONIC SYSTEMS

A.S. Selivanov, A.S. Putyatina, A.Y. Petrova

JSC «Concern "Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article examines the key aspects of the design and application of virtual instruments in diagnostics and maintenance tasks for modern radio-electronic equipment. It analyzes the advantages of virtual measurement systems compared to conventional hardware instruments, including flexibility, scalability, cost-effectiveness, and automation capabilities. The principles of constructing virtual instrument architecture are discussed, comprising hardware-software components: data acquisition modules, communication interfaces, software for signal processing, measurement control, and visualization of results. The importance of methodology in the development of virtual instrument software is noted, taking into account requirements for metrological assurance and the challenges of integrating virtual instruments into existing operational maintenance processes for radio-electronic equipment. Development prospects and implementation examples of virtual instruments for addressing specific diagnostic tasks are considered, including integration with artificial intelligence methods and the creation of distributed measurement systems.

Keywords: virtual instrument, radio-electronic equipment, diagnostics, technical maintenance, measurement system, measurement automation, data acquisition, software, metrological assurance.

1. ВВЕДЕНИЕ

Стремительное развитие технологий и усложнение задач перед радиоэлектронными средствами, повышение их функциональности и ужесточение требований к надежности ставят перед разработчиками и эксплуатирующими организациями новые вызовы в области диагностики и технического обслуживания [1]. Традиционные подходы, основанные на использовании набора дискретных, узкоспециализированных аппаратных измерительных приборов, часто оказываются недостаточно гибкими, экономически затратными и сложными в интеграции для решения комплексных диагностических задач. Моральное и физическое устаревание парка контрольно-измерительной аппаратуры также является существенной проблемой, требующей регулярных и значительных инвестиций. В этих условиях концепция виртуальных приборов, основанная на интеграции универсального оборудования для сбора данных и специализированного программного обеспечения, исполняемого на персональном компьютере (ПК) или встроенном контроллере, представляет собой перспективную альтернативу [2]. В данной статье приведена систематизация подходов к проектированию ВП, ориентированных на задачи диагностики и технического обслуживания РЭС, анализ их архитектуры, преимуществ, ограничений и перспектив развития.

2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Виртуальный прибор по своей сути является программно-определенной измерительной системой, где основная функциональность, связанная с обработкой сигналов, управлением процессом измерения, представлением данных и взаимодействием с пользователем, реализуется программно. Аппаратная часть ВП включает в себя модули аналого-цифрового преобразования (АЦП), цифро-аналогового преобразования (ЦАП), цифрового ввода-вывода, генерации и анализа сигналов, а также интерфейсные модули для связи с объектом контроля и другими приборами [3]. В качестве основы для аппаратной части могут выступать как платы сбора данных, устанавливаемые непосредственно в ПК, так и внешние модульные системы (например, на базе шасси с общей шиной), подключаемые к управляющему компьютеру через стандартные интерфейсы, такие как USB, Ethernet или специализированные высокоскоростные магистрали. Выбор аппаратной платформы определяется требованиями к производительности, количеству каналов, диапазону измеряемых величин, точности и условиям эксплуатации. Важным элементом аппаратной части является подсистема предварительной обработки и нормирования сигналов, обеспечивающая согласование уровней и типов сигналов РЭС с входными параметрами модулей сбора данных.

Программное обеспечение является ядром виртуального прибора и определяет его функциональные возможности. Оно обычно имеет многоуровневую структуру. Нижний уровень составляют драйверы аппаратного обеспечения, предоставляющие стандартизованный интерфейс для взаимодействия с модулями сбора данных и управления ими. Средний уровень включает библиотеки функций обработки сигналов (фильтрация, спектральный анализ, статистическая обработка, демодуляция и т.д.), алгоритмы управления измерительными процедурами, функции калибровки и самодиагностики. Верхний уровень – это графический пользовательский интерфейс (GUI), который имитирует панель управления традиционного прибора или предоставляет специализированные средства визуализации и анализа данных, адаптированные под конкретную задачу диагностики РЭС [4]. Среды графического программирования, такие как LabVIEW, или универсальные языки программирования (C++, Python) с соответствующими библиотеками позволяют эффективно разрабатывать сложные

программные комплексы ВП, обеспечивая необходимую гибкость и возможности для модификации.

Проектирование виртуального прибора для диагностики и технического обслуживания (ТО) РЭС начинается с детального анализа объекта контроля и задач, которые должен решать ВП. Необходимо четко определить перечень контролируемых параметров (напряжения, токи, частоты, фазовые сдвиги, параметры модуляции, спектральные характеристики, логические состояния и т.д.), их диапазоны, требуемую точность и скорость измерений. Важно учитывать специфику сигналов в контрольных точках РЭС и необходимость их предварительной обработки или преобразования. На основе этих требований формируется спецификация на аппаратную часть ВП, включая выбор конкретных модулей сбора данных, интерфейсов и средств сопряжения с объектом [2]. Особое внимание следует уделить вопросам электромагнитной совместимости и защиты измерительных цепей от возможных перегрузок или помех со стороны диагностируемого РЭС.

Разработка программного обеспечения ВП должна основываться на принципах модульности и масштабируемости. Это позволяет создавать программные компоненты для выполнения стандартных измерительных и обрабатывающих операций, упрощая дальнейшую разработку и модификацию ВП под новые типы РЭС или измененные методики диагностики. Программная архитектура должна обеспечивать возможность легкой интеграции новых алгоритмов анализа данных, например, для реализации методов автоматического распознавания дефектов или прогнозирования отказов [5]. Важнейшим аспектом является разработка интуитивно понятного и функционального пользовательского интерфейса, который позволяет оператору эффективно управлять процессом диагностики, визуализировать результаты в удобной форме (осциллограммы, спектrogramмы, таблицы параметров, мнемосхемы) и формировать отчеты о проведенных работах. Необходимо предусмотреть режимы как ручного управления измерениями, так и полностью автоматического выполнения диагностических процедур по заранее заданному сценарию.

Виртуальные приборы находят широкое применение на всех этапах жизненного цикла РЭС, связанных с контролем технического состояния. При проведении приемо-сдаточных испытаний или входного контроля ВП позволяют автоматизировать проверку соответствия параметров РЭС техническим условиям, значительно сокращая время тестирования и минимизируя влияние человеческого фактора. В процессе эксплуатации ВП используются для периодического контроля параметров, поиска и локализации неисправностей. Гибкость ВП позволяет реализовать комплексные методики диагностики, объединяя в рамках одной системы функции нескольких традиционных приборов: осциллографа, анализатора спектра, генератора сигналов, логического анализатора, измерителя параметров цепей и т.д. [4]. Это особенно важно при диагностике сложных цифро-анalogовых систем, где требуется синхронный анализ сигналов различной природы.

Возможность программной реализации сложных алгоритмов обработки данных открывает путь к созданию "интеллектуальных" диагностических систем на базе ВП. Например, можно реализовать алгоритмы сравнения текущих сигналов с эталонными, автоматического выявления аномалий, классификации типов неисправностей на основе анализа характерных признаков в сигналах или измерениях параметров [5]. Интеграция ВП с базами данных позволяет накапливать историю измерений и результатов диагностики по каждому экземпляру РЭС, что является основой для организации технического обслуживания и прогнозирования остаточного ресурса компонентов. При выполнении ремонтных работ ВП могут использоваться для контроля параметров РЭС после замены неисправных элементов, а также для проведения процедур настройки и

калибровки, часто требующих точного управления воздействующими сигналами и измерения отклика системы.

Основными преимуществами использования ВП в задачах диагностики и ТО РЭС являются: гибкость и универсальность, обусловленные программной реализацией основной функциональности; экономическая эффективность за счет использования стандартных ПК и возможности замены нескольких традиционных приборов одним ВП; высокая степень автоматизации измерительных процедур и обработки данных; удобство хранения, анализа и документирования результатов измерений; возможность быстрой адаптации ВП к новым задачам путем модификации программного обеспечения; компактность и потенциальная мобильность измерительных комплексов [2, 3].

Однако при проектировании и внедрении ВП необходимо учитывать и ряд вызовов. Обеспечение требуемых метрологических характеристик, особенно при измерении высокочастотных или быстро изменяющихся сигналов, требует тщательного выбора аппаратных компонентов и корректной реализации алгоритмов обработки [1]. Метрологическая аттестация и поверка ВП представляют собой отдельную задачу, требующую разработки соответствующих методик. Надежность и устойчивость программного обеспечения, особенно в системах, работающих в реальном времени, являются критически важными факторами. Интеграция ВП в существующую инфраструктуру предприятия и обучение персонала работе с новыми системами также требуют внимания и ресурсов. Кроме того, разработка сложного специализированного ПО для ВП может потребовать значительных временных и трудовых затрат, а также наличия высококвалифицированных программистов и инженеров-измерителей [6].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Технология виртуальных приборов продолжает активно развиваться. Одним из перспективных направлений является более глубокая интеграция ВП с методами искусственного интеллекта и машинного обучения для создания адаптивных диагностических систем, способных самообучаться и повышать точность локализации неисправностей на основе накопленного опыта [5]. Развитие сетевых технологий и облачных вычислений открывает возможности для создания распределенных измерительных систем на базе ВП, позволяющих осуществлять удаленный мониторинг и диагностику РЭС. Стандартизация программных и аппаратных интерфейсов способствует упрощению интеграции компонентов ВП от различных производителей и созданию открытых измерительных платформ. Продолжается совершенствование аппаратной базы ВП – появляются новые модули сбора данных с улучшенными характеристиками по скорости, разрешению и точности, разрабатываются специализированные процессоры для цифровой обработки сигналов, интегрируемые непосредственно в измерительные модули [3]. Все это способствует расширению области применения ВП и повышению их эффективности в решении задач диагностики и технического обслуживания РЭС.

Проектирование и применение виртуальных приборов представляет собой современный и эффективный подход к решению задач диагностики и технического обслуживания радиоэлектронных средств. Гибкость, масштабируемость, возможности автоматизации и экономическая целесообразность делают ВП привлекательной альтернативой традиционным аппаратным средствам измерения. Успешная реализация ВП требует комплексного подхода, включающего тщательный анализ задачи, грамотный выбор аппаратной платформы, разработку надежного и функционального программного обеспечения с учетом метрологических требований, а также решение вопросов интеграции и обучения персонала. Несмотря на существующие вызовы, связанные с метрологическим обеспечением и сложностью разработки ПО, технология ВП обладает

значительным потенциалом для повышения качества и эффективности технической эксплуатации современных РЭС, и ее роль в будущем будет только возрастать с развитием аппаратных средств, программных технологий и методов интеллектуальной обработки данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуткин Л.С., Лебедев В.Б., Суслов И.А. Метрологическое обеспечение разработки, производства и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1991. – 240 с.
2. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 904 с.
3. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Измерительные устройства и системы: Учебное пособие. – М.: СОЛОН-Пресс, 2009. – 528 с.
5. Кривицкий Б.Х., Колмаков М.В. Автоматизация измерений, контроля и испытаний РЭА: Учебное пособие. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. – 88 с.
6. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2012. – 1104 с.
7. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М., Соловьева Е.Б. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 464 с.

REFERENCES

1. Gutkin L.S., Lebedev V.B., Suslov I.A. Metrological Assurance for the Development, Production, and Operation of Radio-Electronic Equipment. – Moscow: Radio i Svyaz, 1991. – 240 p.
2. Travis J., Kring J. LabVIEW for Everyone. – Moscow: DMK Press, 2011. – 904 p.
3. Afonskiy A.A., Dyakonov V.P. Measuring Devices and Systems: Textbook. – Moscow: SOLON-Press, 2009. – 528 p.
4. Krivitskiy B.Kh., Kolmakov M.V. Automation of Measurements, Control, and Testing of Radio-Electronic Equipment: Textbook. – Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2008. – 88 p.
5. Gonzalez R., Woods R. Digital Image Processing. – Moscow: Tekhnosfera, 2012. – 1104 p.
6. Solonina A.I., Ulakhovich D.A., Arbuzov S.M., Solovyeva E.B. Algorithms and Processors for Digital Signal Processing. – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2008. – 464 p.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРИЁМА ПОТОКОВОГО ВИДЕОВЕЩАНИЯ

B. K. Ведерников, E. N. Мизев

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ(учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. Радиотехнический комплекс предназначен для приёма потокового видеовещания с различных технических устройств. Основной целью исследования является создание программного и аппаратного обеспечения приёма и обработки сигналов, алгоритмов компрессии и механизмом динамического управления радиоспектром. Рассматриваются архитектура радиотехнического комплекса с подробным описанием его составляющих. Использование радиотехнического комплекса позволит увеличить эффективность работы различных систем, для которых необходима работы с видеопотоком в реальном времени.

Ключевые слова: радио; радиотехнический комплекс; видеопоток; устройство.

RADIO ENGINEERING COMPLEX FOR RECEIVING VIDEO STREAMING

V. K. Vedernikov, E. N. Mizev

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test), Tambov, Russia

Abstract. The radio engineering complex is designed to receive video streaming from various technical devices. The main purpose of the research is to create software and hardware for signal reception and processing, compression algorithms, and a dynamic control mechanism for the radio spectrum. The architecture of the radio engineering complex is considered with a detailed description of its components. The use of a radio engineering complex will increase the efficiency of various systems that require real-time video streaming.

Keywords: radio; radio engineering complex; video stream; device.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из ключевых особенностей современных технических устройств является передача видеопотока в режиме реального времени. Однако качество и стабильность такого видеовещания критически зависят от используемых радиотехнических систем, которые часто сталкиваются с проблемами помех, задержек и ограниченной пропускной способности каналов связи. Поэтому разработка специализированного программно-аппаратного обеспечения для радиотехнического комплекса, обеспечивающего приём и обработку потокового видео представляет собой актуальную задачу.

Существующие решения, такие как аналоговые системы или стандарты цифровой передачи не всегда удовлетворяют требованиям по низкой задержке, устойчивости к помехам и адаптивности в динамически меняющихся условиях. Это особенно важно в профессиональных сценариях, где даже кратковременный сбой видеопотока может привести к потере контроля над устройством или критическим ошибкам в данных.

Целью данного исследования является создание программно-аппаратного обеспечения, предназначенного для приёма и декодирования видеопотоков с технических устройств, обеспечивающего минимальную задержку, высокую надёжность и адаптацию к переменным параметрам радиоканала. Кроме того, система

должна быть совместима с различными типами оборудования и поддерживать интеграцию с о станциями управления.

2. ЗАДАЧИ КОМПЛЕКСА

Первостепенной задачей радиотехнического комплекса является непрерывный приём в различных диапазонах потокового видеовещания, преобразование полученного сигнала в трансляцию и отправка на рабочее место оператора. Остальными задачами являются:

1. Обеспечение стабильного приёма видеопотока в условиях динамически меняющейся электромагнитной среды, включая подавление помех, борьбу с затуханием сигнала и минимизацию пакетной потери данных.

2. Декодирование видеоданных в реальном времени с использованием современных кодеков для сохранения качества изображения при низкой пропускной способности канала.

3. Снижение задержки передачи данных.

4. Интеграция с различными типами радиооборудования через универсальные интерфейсы, обеспечивающие совместимость с разнородным оборудованием.

5. Мониторинг и диагностика состояния системы в реальном времени, включая анализ качества сигнала, обнаружение сбоев и автоматическое восстановление соединения.

Эти задачи направлены на создание надёжной, гибкой и высокопроизводительной системы, способной работать в сложных эксплуатационных условиях.

3. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА РАБОТЫ И СТРУКТУРНЫЕ ЕДИНИЦЫ КОМПЛЕКСА

Аппаратно-программный модуль радиотехнического комплекса проверяет наличие радиосигнала в заданных диапазонах или же настраивается на определённое частоту, указанную оператором.

При выявлении сигнала видеопотока, аппаратно-программный модуль отправляет полученный поток на регистратор.

От регистратора данные отправляются прикладным протоколом на программное обеспечение оператора комплекса. Данный модуль в свою очередь осуществляет взаимодействие с аппаратно-программным модулем, отправляет команды изменения исследования диапазона частот, тип обхода и т.п. Модули радиотехнического комплекса осуществляют взаимодействие через общий хаб.

На рисунке 1 представлена модульная структура радиотехнического комплекса.



Рис. 1. Модульная структура радиотехнического комплекса

Радиотехнический комплекс состоит из следующих блоков:

1. Аппаратно-программный модуль - необходим для обнаружения видеопотока в заданном диапазоне.
2. Регистратор — применяется для разбора принятого видеопотока.
3. Программное обеспечение — используется для отображения принятого видеопотока, а так же позволит пользователю управлять радиотехническим комплексом при помощи графического интерфейса.
4. ХАБ — необходим для организации сетевого взаимодействия всех модулей.

Основной процесс работы заключается в настройке пользователем необходимого диапазона частоты сканирования через графический интерфейс, передаче по общей сети параметров работы аппаратно-программному модулю, приёму найденных и разобранных видео данных на экране пользователя.

4. СХЕМЫ МОДУЛЕЙ

На рисунке 2 представлена блочная схема модуля программного обеспечения

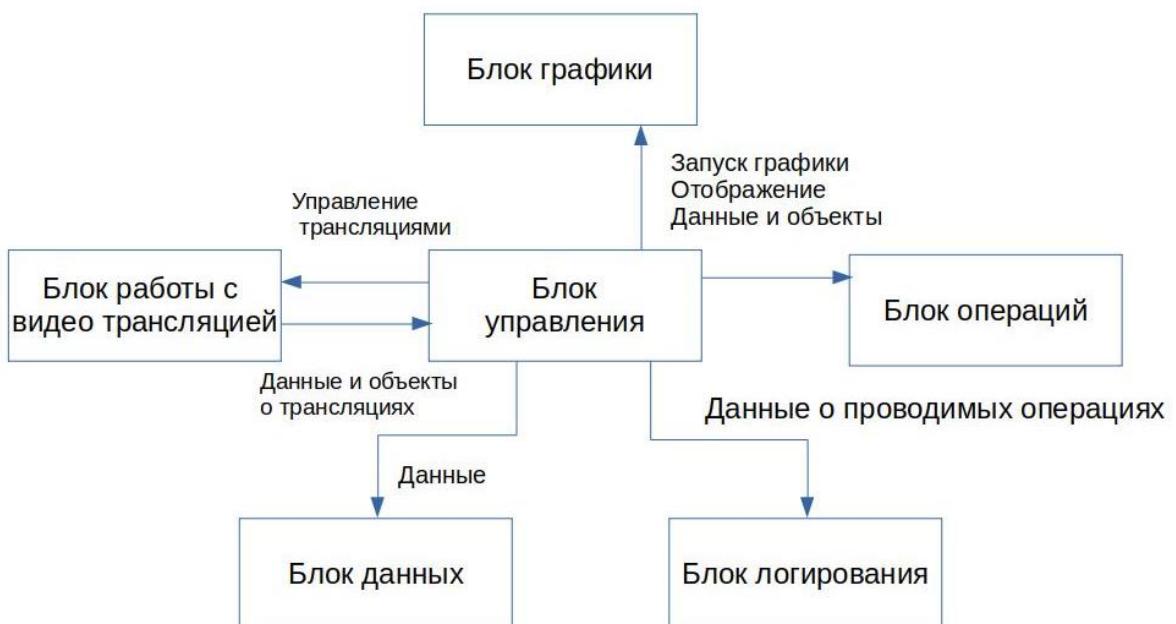


Рис. 2. Блочная схема модуля программного обеспечения

Функциональные блоки

1. Блок управления — центральный модуль проекта, с помощью него управляются остальные блоки проекта.
2. Блок графики — блок, отвечающий за создание интерфейса программы.
3. Блок работы с трансляциями — модуль, отвечающий за отображение получаемых от комплекса видеоданных.
4. Блок данных — модуль, отвечающий за хранение рабочей информации комплекса.
5. Блок логирования — запись и мониторинг всех проводимых операций в комплексе.
6. Блок операций — блок отправки сигналов управления между модулями аппаратно-программного обеспечения и программным обеспечением оператора.

На рисунке 3 представлена блочная структура аппаратно-программного модуля.

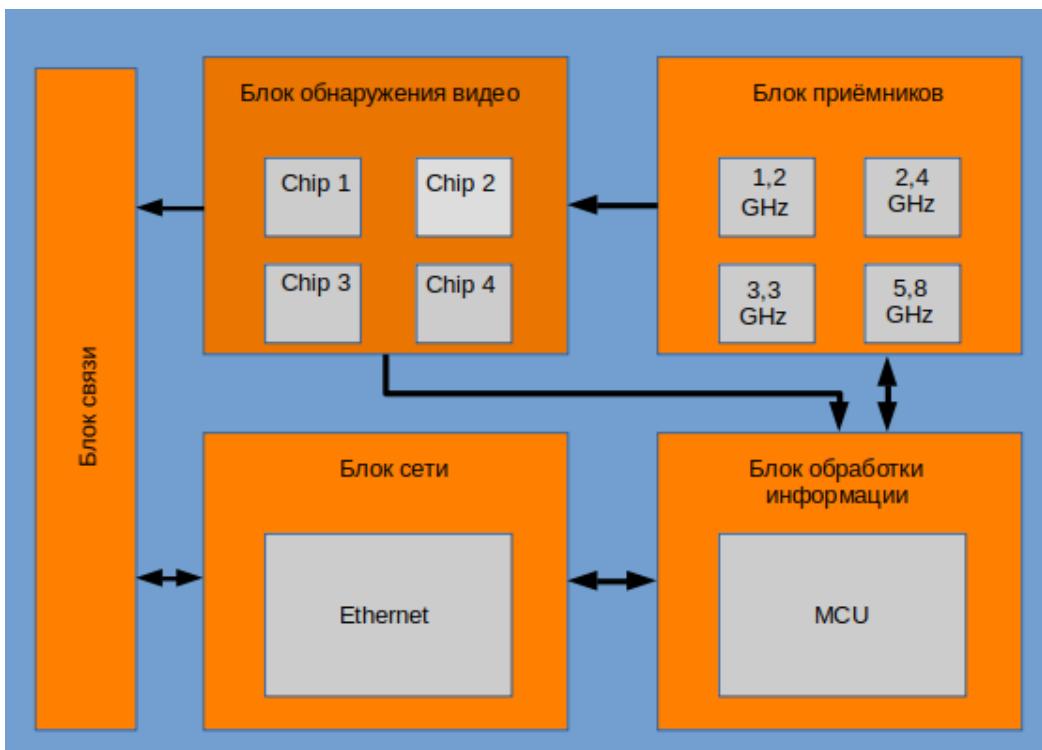


Рис. 3. Блочная структура аппаратно-программного модуля

Аппаратно-программный модуль состоит из следующего набора блоков:

7. Блок связи — используется для передачи видеосигнала с приёмников, а также для организации взаимодействия блока с другими блоками через блок сети.

8. Блок приёмников — состоит из 4 приёмников радиосигнала работающих на различных частотах.

9. Блок обнаружения видео — состоит из 4 микросхем позволяющих детектировать наличие видео на каждом из приёмников и генерирующих необходимые сигналы для блока обработки информации.

10. Блок сети — используется для передачи информации о работе блока и настройке его работы с помощью внешних устройств.

11. Блок обработки информации — необходим для конфигурации приёмников, обработки получаемых сигналов от модуля обнаружения видео и обмена информацией с блоком сети.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье была описана общая структура радиотехнического комплекса и его составляющих. Данный радиотехнический комплекс отличается от аналогов наличием широкого диапазона сканирования с минимальными задержками при поиске и передаче видеопотока, что делает его наиболее универсальным и эффективным при встраивании его в системы, для которых необходима работа с видеопотоком в реальном времени.

СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ МАРКОВСКИХ МОДЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ПРИНЦИПОВ ВАРИАЦИОННОГО ИСЧИСЛЕНИЯ

В. М. Артюшенко¹, В. И. Воловач^{2,3,4}

¹Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия

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

³Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

⁴МИРЭА - Российский технологический университет (МИРЭА-РТУ), Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрен подход к выбору марковской модели случайного процесса в классе нелинейных разностных уравнений заданного порядка. Получены аналитические и численные решения возникающей при этом вариационной задачи, что позволяет выбрать нелинейные функции, определяющие модель. Приведены примеры синтеза нелинейных моделей.

Ключевые слова: нелинейная марковская модель; вариационное исчисление; нелинейная функция; фильтрация сигнала; нелинейная система уравнений.

SYNTHESIS OF NON-LINEAR MARKOV MODELS BASED ON APPLICATION OF THE PRINCIPLES OF CALCULUS OF VARIATIONS

V. M. Artyushenko¹, V. I. Volovach^{2,3,4}

¹Technological university (MSRTU), Korolev, Russia

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

³Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

⁴MIREA - Russian Technological University (MIREA-RTU), Moscow, Russia

Abstract. An approach to selecting a Markov model of a random process in a class of nonlinear difference equations of a given order is considered. Analytical and numerical solutions of the resulting variation problem are obtained, which makes it possible to select nonlinear functions that determine the model. Examples of synthesis of nonlinear models are given.

Keywords: non-linear Markov model; calculus of variations; non-linear function; signal filtering; nonlinear system of equations.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективное решение целого ряда радиотехнических задач, связанных с обнаружением и фильтрацией сигнала на фоне шума, может быть достигнуто при использовании математического аппарата условно-марковских процессов [1, 2]. В этом подходе предполагается известной марковская модель исследуемого сигнала и шума. Однако на практике часто известны только реализация случайного процесса либо некоторая априорная информация о семействе вероятностных мер, соответствующих анализируемому процессу. В этих условиях актуальна проблема выбора марковской модели сигнала по имеющейся априорной информации.

Решению этой задачи посвящено целый ряд работ [3-7 и др.]. Например, в работе [3] рассмотрено решение задачи выбора марковской модели путем минимизации суммы модулей автокорреляционной функции погрешности предсказания для ряда значений задержки. Недостаток этого подхода заключается в недифференцируемости выбранного функционала. Поэтому правомерность применения методов классического вариационного исчисления в [3] требует дополнительного обоснования.

В другой работе [4] решена задача идентификации нелинейной марковской модели путем сочетания метода наименьших квадратов и метода Маркуардта. Такое решение не всегда в полной мере учитывает особенности анализируемого процесса, в частности, возможную квазипериодичность его реализации.

В исследовании [5] задача выбора нелинейной фильтрации решена в предположении, что наблюдаемый процесс удовлетворяет разностному уравнению первого порядка, что не всегда выполняется на практике.

Можно отметить, что достигнутые в настоящее время результаты получены при различных ограничениях, которые не всегда выполняются в реальных условиях. Поэтому представляет определенный практический интерес разработка метода синтеза нелинейных марковских моделей в условиях достаточно широких предположений относительно наблюдаемого процесса, что и является целью настоящего исследования.

2. СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ. АНАЛИТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ

Пусть на вероятностном пространстве (Q, F, P) задана наблюдаемая стационарная последовательность $\{x_i\}_{i \in E}$ случайных величин со значениями в R^1 . Следовательно, известно семейство совместных вероятностных мер, порождаемых $\{x_i\}_{i \in E}$ на любом борелевском подмножестве в R^n .

Допустим, что последовательность $\{x_i\}_{i \in E}$ удовлетворяет нелинейному уравнению

$$x_i + \varphi(\mathbf{x}_{i-1}^{n-p}) = \varepsilon_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_{i-1}^{n-p} = \text{col}(x_{i-1}, \dots, x_{i-p})$ – вектор-столбец предшествующих значений последовательности $\varphi: R^p \rightarrow R^1$ – измеримая L^2 -интегрируемая по Лебегу - Стильесу функция, последовательность отсчетов $\{\varepsilon_i\}$ является последовательностью с независимыми значениями.

Наша задача заключается в выборе такой функции $\varphi^*: R^p \rightarrow R^1$, при которой последовательность

$$\varepsilon_i^* = x_i + \varphi^*(\mathbf{x}_{i-1}^{i-p}), \quad (2)$$

минимизировала бы функционал

$$M \left\{ (\varepsilon_i^*)^2 \right\} \rightarrow_{\varphi} \inf \quad (3a)$$

и удовлетворяла бы ограничениям

$$M \left\{ \varepsilon_i^* \varepsilon_{i-l}^* \right\}, \quad l \in I \subset E. \quad (3b)$$

Здесь $M\{\cdot\}$ – операция математического ожидания; I – некоторое множество индексов, на котором контролируются корреляционные свойства ε_i^* .

Таким образом, наблюдаемая последовательность $\{x_i\}$, которая может иметь достаточно сложную вероятностную структуру, аппроксимируется относительно простой моделью (2), доставляющей экстремум задаче (3).

Ввиду того, что функция $\varphi\{\cdot\}$ определяется при решении задачи синтеза модели, без ограничения общности можно считать последовательность ε_i^* гауссовской [4, 5]. Это предположение позволяет использовать полученную модель в рамках хорошо разработанного аппарата условно-гауссовых последовательностей [1] и приводит в соответствие ограничения задачи (3) с предположением о независимости значений последовательности $\{\varepsilon_i\}_{i \in E}$ в (1).

Вид индексного семейства I определяется из того, какие именно свойства анализируемого процесса целесообразно учесть в синтезируемой модели. В частности,

при анализе квазипериодических сигналов в семейство I , например, могут входить наиболее вероятные значения основного периода и его гармоник [3, 8].

Обозначим через $G(\mathbf{x}_0^p)$ совместную функцию распределения вектора $\text{col}(x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-p})$, а через $K_l(\mathbf{x}_0^p, \mathbf{z}_0^p)$ совместную функцию распределения векторов $\text{col}(x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-p}), \text{col}(x_{i-1}, \dots, x_{i-l-p})$.

С учетом этих обозначений задача (3) представляет собой вариационную задачу

$$\begin{aligned} & \int \left[x_0 + \varphi(\mathbf{x}_1^p) \right]^2 dG(\mathbf{x}_0^p) \rightarrow \inf; \\ & \int \int \left[x_0 + \varphi(\mathbf{x}_1^p) \right] \left[z_0 + \varphi(\mathbf{z}_1^p) \right] dK_l(\mathbf{x}_0^p, \mathbf{z}_0^p) = 0, \quad l \in I, \quad \dim I = s. \end{aligned} \quad (4)$$

Не рассматривая достаточные условия экстремума в (4), получим необходимые условия, которым должна удовлетворять нелинейная функция, входящая в модель (2).

Необходимые условия экстремума получаем путем применения к задаче (4) принципа Лагранжа [9].

Приравнивая к нулю производную Гато от лагранжиана задачи (4), находим, что искомая функция $\varphi(\cdot)$ удовлетворяет уравнениям

$$-\lambda_0 \varphi(\mathbf{x}_1^p) = \lambda_0 \int x_0 dG(x_0 | \mathbf{x}_1^p) + \int \sum_{l \in I} \lambda_l \left[z_0 + \varphi(\mathbf{z}_1^p) \right] dK_l(\mathbf{z}_0^p | \mathbf{x}_1^p), \quad (5)$$

где $G(\cdot), K_l(\cdot)$ – условные вероятностные меры; $\{\lambda_l\}_{l \in I}$ – множители Лагранжа.

Таким образом, экстремали задачи (4) удовлетворяют интегральному уравнению Фредгольма 2-го рода и s ограничениям.

Решение этого уравнения в случае его существования зависит от $(s + 1)$ -го параметра $\{\lambda_l\}_{l=0}^s$, который определяется обычным способом из s ограничений [9]. При этом отдельно исследуется случай $\lambda_0 = 0$ и $\lambda_0 \neq 0$.

Если существует решение при $\lambda_0 = 0$, то это означает, что ограничения задачи выполняются для единственной функции, то есть функционал не используется для ее выбора. В практических задачах этот случай малоинтересен и в подобной ситуации целесообразно изменить постановку задачи, переопределив ограничения в (4).

Если $\lambda_0 \neq 0$, то в соответствии с [9] полагаем 1 и в случае существования решения уравнения Фредгольма, имеется принципиальная возможность определения множителя Лагранжа из ограничений задачи. Отказ от ограничений (3б) приводит, как это видно из (5), к хорошо известному результату [1], состоящему в том, что искомая нелинейность совпадает с условным математическим ожиданием.

Применение аналитического решения (5) ввиду его сложности предполагает, как правило, использование соответствующих численных методов. Поэтому представляет интерес получение численного решения непосредственно задачи (4), причем такого, в котором не использовался бы аналитический вид семейства вероятностных мер.

3. ЧИСЛЕННОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ

Для получения решения задачи (4) без использования информации об аналитическом виде семейства совместных вероятностных мер воспользуемся методом Ритца [10].

Рассмотрим в сепарабельном пространстве функций $\varphi: R^p \rightarrow R^1$ некоторый базис $\{f_\alpha(\mathbf{x})\}$:

$$f_\alpha(\mathbf{x}) = f_{\alpha_1}(x_1) f_{\alpha_2}(x_2) \dots f_{\alpha_p}(x_p), \quad (6)$$

где $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_p)$, $\alpha_l \in E$ – мультииндекс, сомножители в (6) – функции одной переменной, выбираемые из некоторого упорядоченного набора, одинакового в данном случае для всех сомножителей.

Представим $\varphi(\mathbf{x})$ в виде разложения по базисным функциям:

$$\varphi(\mathbf{x}) = \sum_{\alpha \in A} c_\alpha f_\alpha(\mathbf{x}_1^p),$$

где $A \subset E^p$ – множество мульти индексов, упорядоченное в соответствии с базисным набором (6).

В этих обозначениях необходимые условия экстремума задачи (4) в соответствии с методом Ритца имеют вид

$$\frac{\partial L[\sum c_\alpha f_\alpha(\mathbf{x})]}{\partial c_\alpha} = 0,$$

где $L[\varphi(\mathbf{x})]$ – лагранжиан задачи (4).

Обозначая среднее произведение через

$$\langle \varphi(\mathbf{x}), \psi(\mathbf{z}) \rangle_K = \int \varphi(\mathbf{x}) \psi(\mathbf{z}) dK(\mathbf{x}, \mathbf{z}),$$

приходим к необходимым условиям экстремума в виде системы нелинейных уравнений относительно c_α и λ_l :

$$\begin{aligned} & \lambda_0 x_0, f_\beta(\mathbf{x})_G + \sum_{\substack{\alpha \in A \\ l \in I}} c_\alpha [f_\alpha(\mathbf{x}), f_\beta(\mathbf{x})_G] \lambda_0 + \lambda_l f_\alpha(\mathbf{x}), f_\beta(\mathbf{x})_{Kl} + \lambda_l \lambda_0 x_0, f_\beta(\mathbf{x})_{Kl} = 0; \\ & x_0, z_{0Kl} + \sum_\alpha c_\alpha [x_0, f_\alpha(\mathbf{z})_{Kl} + f_\alpha(\mathbf{x}), z_{0Kl}] + \\ & + \sum_{\alpha, \beta} c_\alpha c_\beta f_\alpha(\mathbf{x}), f_\beta(\mathbf{z})_{Kl} = 0, \quad \mathbf{x} = \mathbf{x}_1^p, \quad l = \overline{1, s}, \quad \beta \in A \subset E^p. \end{aligned} \quad (7)$$

Полученная нелинейная система уравнений может быть решена одним из известных численных методов. Коэффициенты полученной системы, как и в случае линейной модели, определяются путем статистического оценивания соответствующих моментов по наблюдаемой реализации последовательности $\{x_i\}_{i \in E}$.

В случае важного для приложений полиномиального базиса

$$f_\alpha(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^\alpha$$

через $\pi_{1,l+1}^{p,l+p}(\alpha, \beta)$ обозначим

$$M \left\{ x_{i-1}^{\alpha_1} \dots x_{i-p}^{\alpha_p} x_{i-l-1}^{\beta_1} \dots x_{i-l-p}^{\beta_p} \right\},$$

где первые нижний и верхний индексы соответствуют первому мульти индексу в скобках, а вторые – второму.

Если верхний и нижний индексы совпадают, то предполагаем, что используется только один элемент для определения соответствующей функции.

С учетом введенных обозначений в случае полиномиального базиса систему уравнений (7) запишем в виде

$$\begin{aligned} \lambda_0 \pi_{0,1}^{0,p}(1, \beta) + \sum_{\alpha \in A} \left\{ c_\alpha \pi_{1,1}^{p,p}(\alpha, \beta) \lambda_0 + \sum_{l \in I} c_\alpha \lambda_l \pi_{1,l+1}^{p,l+p}(1, \beta) + \lambda_l \pi_{0,l+p}^{0,l+p}(1, \beta) \right\} = 0, \quad \beta \in A \subset E^p; \\ \pi_{0,l}^{0,l}(1, 1) + \sum_{\alpha \in A} \left[\pi_{0,l+1}^{0,l+p}(1, \alpha) + \pi_{1,0}^{p,0}(\alpha, 1) \right] + \sum_{\alpha \in A} \sum_{\beta \in A} c_\alpha c_\beta \pi_{1,l+1}^{p,l+p}(\alpha, \beta) = 0, \quad l \in I \subset E^p. \end{aligned} \quad (8)$$

Соотношения (8) представляют собой обобщение на нелинейную марковскую модель известных в линейном случае уравнений Юла - Уокера.

Нелинейный характер полученной системы уравнений обусловлен учетом ограничений на корреляционные свойства последовательности $\{\varepsilon_i^*\}$ в (3б).

Полученные соотношения позволяют учсть в модели (1) более сложные, чем в линейном случае, статистические свойства анализируемого процесса.

4. ПРИМЕР СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНОЙ МАРКОВСКОЙ МОДЕЛИ

В качестве примера применения приведенных выше соотношений, рассмотрим модель специального вида

$$x_l + \sum_{l=1}^p \varphi_l(x_{i-l}) = \varepsilon_l,$$

являющуюся одним из обобщений линейной модели авторегрессии.

Использование в данном случае полиномиального базиса приводит к упрощению соотношений (8).

Обозначая

$$M \{x_{l-k}^n, x_{l-v}^m\} = \pi_{k,v+1}^{k,v+l}(n, m)$$

через $R_{n,m}(k, v)$, приходим к следующей системе уравнений:

$$\begin{aligned} \lambda_0 R_{1,m}(0, v) + \sum_{l \in I} \sum_{k=1}^p \sum_{n=1}^{\infty} c_{n,k} R_{n,m}(k, v) \lambda_0 + c_{n,k} \lambda_l R_{n,m}(k, v+l) + \lambda_l R_{1,m}(0, v+l) = 0, \\ v = \overline{1, p}, \quad m = 1, \infty; \\ R_{1,1}(0, l) + \sum_{k=1}^p \sum_{n=1}^{\infty} c_{n,k} [R_{1,n}(0, k+l) + R_{n,1}(k, l)] + \sum_{k,r=1}^p \sum_{n,s=1}^{\infty} c_{k,v} c_{s,r} R_{n,s}(k, r+l) = 0, \\ l \in I. \end{aligned}$$

По данным работы [4] в ряде случаев достаточно использовать полином порядка 3 или 5, что достигается в (9) учетом двух-трех слагаемых по $n = 1, 3, 5$ и $m = 1, 3, 5$.

Коэффициенты разложения нелинейных функций модели определяются в этом случае через моментные функции процесса вплоть до 6-10-го порядка, что принципиально невозможно в линейном случае.

Полагая в (9) $\lambda_l = 0$, $l \geq 1$, получаем уравнения для оценивания нелинейной функции марковской модели, используемые в [4].

Ограничивааясь в (9) случаем $n = 1, m = 1$, приходим к уравнениям для коэффициентов линейной модели с ограничениями, применяемой при анализе речевого сигнала [3].

Линейное приближение вида $c_{n,k} = 0$, $n > 1$; $c_{1,k} \neq 0$, $\lambda_0 = 1$, $\lambda_l = 0$, $l \geq 1$, $m = 1$ переводит уравнение (9) в хорошо известные уравнения Юла - Уокера для определения коэффициентов линейной модели авторегрессии.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе применения принципов вариационного исчисления получены аналитическое и численное решения задачи, обусловленные известными свойствами обновляющего процесса для временного ряда при естественных ограничениях, выполненных в ряде практических задач.

Показано, что при известном семействе вероятностных мер, определяющих наблюдаемую последовательность, задача выбора нелинейной функции, входящей в марковскую модель, сводится к решению уравнения Фредгольма 2-го рода. Если известны числовые характеристики случайной последовательности вплоть до некоторого порядка, либо их статистические оценки, то выбор нелинейной функции, входящей в модель, осуществляется путем решения нелинейной системы уравнений относительно коэффициентов разложения функции в некотором базисе.

Представляет определенный интерес вопрос о достаточных условиях экстремума в рассматриваемой задаче синтеза нелинейной модели и обобщение изложенного подхода на случай ограничений в форме равенств и неравенств.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена за счет средств Государственного задания №FSFZ-2024-0006.

ЛИТЕРАТУРА

1. Липцер Р. Ш., Ширяев А. Н. Статистика случайных процессов. М.: Наука, 1974. – 696 с.
2. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. Радио, 1978. – 320 с.
3. Прохоров Ю. Н. Статистические модели и рекуррентное предсказывание речевых сигналов. М.: Радио и связь, 1984. – 239 с.
4. Данилов В. А. Вероятностные характеристики гармонических колебаний с амплитудной угловой модуляцией // Радиотехника и электроника, 1990, Т. 35, № 1. – С. 208-211.
5. Понаморев Е. П. Применение вариационных принципов при синтезе нелинейных моделей для марковских последовательностей // Радиотехника и электроника, 1987, Т. 28. № 12. – С.1872-1877.
6. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Моделирование непрерывных марковских процессов в дискретном времени на примере радиолокационных сигналов, описываемых стохастическими дифференциальными уравнениями // Радиотехника. 2016, № 12. – С. 22-27.
7. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Statistical Analysis of Discriminators under the Influence of Additive Correlated non-Gaussian Noise Described by Markov Processes // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWCTS). Batumi, Georgia, Sept 13-16, 2019. – PP. 223-228. <https://doi.org/10.1109/EWCTS.2019.8884419>
8. Розанов Ю. А. Теория обновляющего процесса. М.: Наука, 1974. – 128 с.
9. Алексеев В. М., Тихомиров В. М., Фомин С. В. Оптимальное управление. М. Наука, 2016. – 385 с.
10. Треногин В. А. Функциональный анализ. М.: Наука, 1980. – 495 с.

REFERENCES

1. Liptser R. Sh., Shiryaev A. N. Statistics of random processes. M.: Science, 1974. – 696 p.
2. Sosulin Yu. G. Theory of detection and evaluation of stochastic signals. M.: Sov. radio, 1978. – 320 p.
3. Prokhorov Yu. N. Statistical models and recurrent prediction of speech signals. M.: Radio and communications, 1984. – 239 p.
4. Danilov V. A. Probabilistic characteristics of harmonic oscillations with amplitude angular modulation // Radio Engineering and Electronics, 1990, Vol. 35, No. 1. – Pp. 208-211.
5. Ponamorev E.P. Application of variation principles in the synthesis of nonlinear models for Markov sequences // Radio Engineering and Electronics, 1987, Vol. 28. No. 12. – Pp. 1872-1877.
6. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Modeling of continuous Markov processes in discrete time using the example of radar signals described by stochastic differential equations // Radio engineering. 2016, No. 12. – Pp. 22-27.
7. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Statistical Analysis of Discriminators under the Influence of Additive Correlated non-Gaussian Noise Described by Markov Processes // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). Batumi, Georgia, Sept 13-16, 2019. – Pp. 223-228. <https://doi.org/10.1109/EWDTS.2019.8884419>
8. Rosanov Yu. A. Theory of the updating process. M.: Science, 1974. – 128 p.
9. Alekseev V.M., Tikhomirov V.M., Fomin S.V. Optimal management. M.: Science, 2016. – 385 p.
10. Trenogin V. A. Functional analysis. M.: Science, 1980. – 495 p.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АДДИТИВНОЙ СМЕСИ ПРОИЗВОЛЬНО МОДУЛИРОВАННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И КОРРЕЛИРОВАННОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА

В. М. Артюшенко¹, В. И. Воловач^{2,3,4}

¹Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия

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

³Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

⁴МИРЭА - Российский технологический университет (МИРЭА-РТУ), Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены и проанализированы характеристики двумерной плотности распределения вероятности и распределения огибающей многокомпонентного процесса, представляющего собой сумму произвольного числа гармонических колебаний со случайной угловой модуляцией и коррелированного гауссовского шума. Показано, что выражение для такой двумерной плотности может быть широко использовано на практике для конкретных радиотехнических расчетов.

Ключевые слова: двумерная плотность распределения вероятности; распределение огибающей; амплитудное подавление; двухкомпонентный негауссовский случайный процесс; коррелированный гауссовский шум.

PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF AN ADDITIVE MIXTURE OF ARBITRARILY MODULATED HARMONIC OSCILLATIONS AND CORRELATED GAUSSIAN NOISE

V. M. Artyushenko¹, V. I. Volovach^{2,3,4}

¹Technological university (MSRTU), Korolev, Russia

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

³Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

⁴MIREA - Russian Technological University (MIREA-RTU), Moscow, Russia

Abstract. Characteristics of two-dimensional density of probability distribution and distribution enveloping multicomponent process representing sum of arbitrary number of harmonic oscillations with random angular modulation and correlated Gaussian noise are considered and analyzed. It has been shown that the expression for such a two-dimensional density can be widely used in practice for specific radio engineering calculations.

Keywords: two-dimensional probability distribution density; envelope distribution; amplitude suppression; a two-component non-Gaussian random process; correlated Gaussian noise.

1. ВВЕДЕНИЕ

При решении конкретных радиотехнических задач часто встречается случайный процесс в виде суммы одного гармонического колебания со случайной угловой модуляцией и белого гауссовского шума. Двумерные вероятностные характеристики такого процесса известны [1, 2].

Однако на практике более реальной является ситуация, когда на вход приемного устройства поступает сумма некоторого числа случайно-модулированных гармонических колебаний и коррелированного гауссовского шума [3]. Такая модель многокомпонентного коррелированного случайного процесса более точно учитывает различные помеховые ситуации, возникающие в практике радиотехнических расчетов.

Целью работы является исследование и анализ двумерной плотностью вероятности многокомпонентного случайного процесса, а также расчет характеристик названной плотности вероятности.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУМЕРНОЙ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Примем математическую модель многокомпонентного случайного процесса в виде:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n y_i(t) + n(t), \quad (1)$$

где $y_i(t) = U_i \cos[\omega_i + \Phi_i(t) + \theta_i] [\omega_i + \Phi_i(t) + \theta_i]$ – i -я компонента многокомпонентного случайного процесса, амплитуда U_i и частота ω_i , которой фиксированные величины; θ_i – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $[0; 2\pi]$; $\Phi_i(t)$ – нормальный случайный процесс, характеризующий закон угловой модуляции составляющей $y_i(t)$; $n(t)$ – коррелированный гауссовский шум с параметрами σ^2 (σ – среднеквадратическое отклонение) и корреляционной функцией $R(\tau)$.

Случайные процессы $\Phi_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$ или их некоторая часть могут быть нестационарными. Полагаем, что все суммированные в (1) процессы независимы между собой и не зависят от гауссовского шума. Это означает, что случайные процессы $\Phi_i(t)$ и случайные фазы θ_i считаются взаимно независимыми.

Для определения двумерной плотности вероятности процесса (1) воспользуемся методом характеристических функций. Запишем выражение для двумерной характеристической функции составляющей $y_i(t)$ в виде [1]

$$Q_i(u_1, u_2) = \sum_{k_i}^{\infty} \varepsilon_{k_i} (-1)^{k_i} F_{k_i}^{(i)}(t_1, t_2) \cos(k_i \omega_i \tau) J_{k_i}(U_i u_2), \quad (2)$$

где $\varepsilon = 1$, $\varepsilon_{k_i} = 2$ при $k_i \geq 1$; $\tau = t_2 - t_1$; $J_{k_i}(x)$ – функция Бесселя 1-го рода;

$$F_{k_i}^{(i)}(t_1, t_2) = [F_1^{(i)}(t_1, t_2)]^{k_i}, k_i = 0, 1, 2, \dots, \infty. \quad (3)$$

Функция $F_1^{(i)}(t_1, t_2)$ в (2), (3) представляет собой характеристику, определяемую законом $\Phi_i(t)$ угловой модуляции составляющей $y_i(t)$. При этом на основании [1] заключаем, что $F_1^{(i)}(t_1, t_2)$ является огибающей корреляционного гауссовского шума [4]:

$$Q_n(u_1, u_2) = \exp \left\{ -\frac{\sigma^2}{2} (u_1^2 + u_2^2) \right\} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \frac{(\sigma^2 u_1^2 u_2^2)^m}{m!} R^m(\tau).$$

Представим выражение для двумерной характеристической функции совокупного процесса (1) в виде:

$$Q_x(u_1, u_2) = \exp\left\{-\frac{\sigma^2}{2}(u_1^2 + u_2^2)\right\} \sum_{\bar{k}=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \frac{(\sigma^2 u_1^2 u_2^2)^m}{m!} R^m(\tau) \times \\ \times \prod_{i=1}^n \left\{ \varepsilon_{k_i} (-1)^{k_i} F_{k_i}^{(i)}(t_1, t_2) \cos(k_i \omega_i \tau) J_{k_i}(U_i u_1) J_{k_i}(U_i u_2) \right\}, \quad (4)$$

где k – набор символов:

$$k = (k_1, k_2, \dots, k_n), \quad (5)$$

каждый из которых независимо принимает значения 0, 1, ..., ∞ ; $\sum_{\bar{k}=0}^{\infty} (\cdot)$ – n -кратная

сумма, соответствующая (5).

Выражение (4) позволяет получить искомые вероятностные характеристики. Выполняя преобразование Фурье для (4) и заменяя при этом функцию Бесселя $J_{k_i}(x)$, $i = 1, 2, \dots, n$ ее интегральным представлением, после вычисления всех интегралов с помощью [5], получаем:

$$W(x_1^*, x_2^*) = \sum_{\bar{k}=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{R^m(\tau)}{m!} D_{\bar{k}, m}(x_1^*) D_{\bar{k}, m}(x_2^*) \times \prod_{i=1}^n \left\{ \left\{ \varepsilon_{k_i} F_{k_i}^{(i)}(t_1, t_2) \cos(k_i \omega_i \tau) \right\} \right\}, \quad (6)$$

где $x_1^* = x(t_1)/U_0$ и $x_2^* = x(t_2)/U_0$, $U_0 = \left(\sum_{i=1}^n U_i^2 \right)^{0.5}$ – нормированные переменные.

Функции $D_{\bar{k}, m}(x)$ в (6) представляют собой n -кратный интеграл

$$D_{\bar{k}, m}(x) = \frac{1}{(2\pi)^n} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left\{-\alpha(x-a)^2\right\} H_m\left[\sqrt{2\alpha}(x-a)\right] \times \\ \times \cos(k_1 \varphi_1) \dots \cos(k_n \varphi_n) d\varphi_1 \dots d\varphi_n, \quad (7)$$

где $H_m(x)$ – полиномы Эрмита;

$$\alpha = \frac{U_0^2}{2\sigma^2} = \sum_{i=1}^n \alpha_i; \quad (8)$$

$$a = \sum_{i=1}^n \sqrt{\alpha_i / \alpha} \cos \varphi_i, \quad (9)$$

где α_i – отношение мощности составляющей $y_i(t)$ к мощности гауссовского шума; α – аналогичный параметр для совокупного процесса.

Таким образом, выражение (6) – искомая вероятностная характеристика суммарного процесса. В силу нестационарности $\Phi_i(t)$ двумерная плотность (6) зависит и от переменных t_2, t_1 . Однако для упрощения эта зависимость при записи левой части (6) опущена.

Полагая в (6) $n = 1$ и $R(\tau) = 0$, легко получить выражение двумерной плотности для однокомпонентного случайного процесса, которое с точностью до обозначений совпадает с выражением из [1].

3. ЧАСТНЫЕ СЛУЧАИ

Рассмотрим некоторые частные случаи, вытекающие из (6), для чего приведем значения интегралов:

$$\int_{-\infty}^{\infty} D_{\vec{k},m}(x) dx = \begin{cases} 1, & \vec{k} = m = 0; \\ 0, & \vec{k} \neq 0, m \neq 0, \end{cases} \quad (10)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} x D_{\vec{k},m}(x) dx = \begin{cases} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\alpha_i}{\alpha}}, & k_i = 0, k_j = 1, i \neq j, m = 0; \\ \frac{1}{\sqrt{2\alpha}}, & \vec{k} = 0, m = 1; \\ 0, & m \geq 2. \end{cases} \quad (11)$$

Эти интегралы получены с помощью (7) – (9) и с учетом свойств ортогональности тригонометрических функций и полиномов Эрмита [5].

Верхняя строка в (11) означает, что соответствующий интеграл отличен от нуля и равен $0,5\sqrt{\alpha_i/\alpha}$ при такой комбинации индексов (5), когда все $k_i = 0$ за исключением $k_j(i \neq j) = 1$ при этом $m = 0$.

С помощью (10) нетрудно проверить условие нормировки для (6), а также получить выражение для одномерной плотности:

$$W_1(x^*) = D_{0,0}(x^*) = \frac{1}{(2\pi)^n} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[-\alpha(x^* - a)^2\right] d\varphi_1 \dots d\varphi_n. \quad (12)$$

Интеграл из (11) позволяет вычислить корреляционную функцию $B_x^*(t_1, t_2)$ суммарного процесса (1). Принимая во внимание (3), (6) получаем:

$$B_x^*(t_1, t_2) = \left[\sum_{i=1}^n \alpha_i F_1^{(i)}(t_1, t_2) \cos \omega_i \tau + R(\tau) \right] (2\alpha)^{-1}.$$

При $n = 1$ из последней формулы можно получить известное выражение для корреляционной функции однокомпонентного случайного процесса [1].

Рассмотрим некоторые частные случаи, вытекающие из (12).

Полагая в (8), (9) $n = 1$, учитывая, что при этом $\alpha = \alpha_1$, $\alpha = \cos \varphi_1$, с помощью (12) получаем

$$\begin{aligned} W_1(x^*) &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[-\alpha(x^* - \cos \varphi_1)^2\right] d\varphi_1 = \\ &= \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \exp\left[-\alpha x^{*2}\right] \exp\left[-\alpha/2\right] \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k (-1)^k I_k\left(\frac{\alpha}{2}\right) I_{2k}(2\alpha x^*), \end{aligned} \quad (13)$$

где $I_k(x)$ – функция Бесселя от мнимого аргумента.

Выражение (13) соответствует плотности вероятности однокомпонентного случайного процесса (12) и совпадает с приведенным в [4]. Дисперсия процесса (1), заданного распределением (12), $\sigma_x^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\alpha}$, где α – определяется (8).

Путем несложных вычислений с использованием свойств ортогональности тригонометрических функций и полиномов Эрмита, можно получить выражения и для начальных моментов распределения (12) более высокого порядка. Однако в силу громоздкости получаемой формулы, ограничимся выражением для начальных моментов порядка $2p$ при $n = 2$:

$$m_{2p}(n=2) = \frac{(2p)!}{\alpha^p 2^{2p}} \sum_{k=0}^p \sum_{q=0}^{(p-k)} \frac{1}{k!} \frac{\alpha_1^{p-k-q} \alpha_2^q}{(p-k-q)!^2}, \quad p = 0, 1, 2, \dots, \infty. \quad (14)$$

При $n \geq 3$ путем наращивания кратности суммы с одновременным уменьшением числа членов во внутренних суммах можно составить выражение для m_{2p} при произвольном n .

При $n = 1$ ($\alpha_1 = \alpha$; $\alpha_2 = 0$) выражение моментной функции однокомпонентного случайного процесса, вытекающее из (14), совпадает с приведенным в [6].

Распределение ненормированной огибающей $p(t)$ многокомпонентного случайного процесса (1), полученное на основании [7]:

$$W(p) = p \int_0^\infty x J_0(px) \exp\left[-\frac{x^2 \sigma^2}{2}\right] \prod_{i=1}^n J_0(U_i x) dx. \quad (15)$$

При $n = 1$ для однокомпонентного случайного процесса (15) определяет обобщенный закон Релея [4].

4. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОСТИ

Рассмотрим расчет характеристик эффективности μ_p , μ амплитудного подавления двухкомпонентного ($n = 2$) негауссовского случайного процесса (1), соответствующих полосовому и широкополосному спектру совокупной помехи, достигаемого применением безынерционных нелинейных преобразователей [8].

Будем считать, что характеристики нелинейного преобразователя аппроксимируется кубической параболой $f(x) = x + dx^3$, коэффициент d которой оптимизируется для случая воздействия помех с заданным спектром.

На рис. 1 непрерывными кривыми 1 и 2 представлены зависимости $\mu_p(\alpha_2)$ при $\alpha_1 = 10$ и $\alpha_1 = 100$ соответственно.

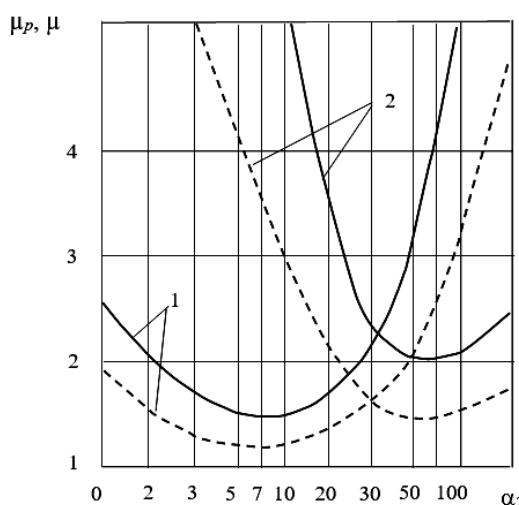


Рис. 1. Зависимости эффективности μ_p , μ амплитудного подавления двухкомпонентного негауссовского случайного процесса от величины α_2

Штриховые кривые 1, 2 соответствуют зависимости $\mu_p(\alpha_2)$ и построены при тех же значениях α_1 .

В данном случае для расчета $\mu_p(\alpha_2)$ использованы выражения моментных функций из (14), а расчет $\mu_p(\alpha_2)$ проводился с помощью значений M_2, M_4, M_6 начальных моментов распределения огибающей (15) при $n = 2$.

Общее выражение взаимосвязи указанных моментов дается соотношением [9]

$$M_{2p} = (2p)!! m_{2p} / (2p-1)!!.$$

Анализ приведенных данных показывает, что характеристики эффективности подавления имеют экстремум-минимум, соответствующий $\alpha_1 = \alpha_2$. Это объясняется тем, что при равной мощности отдельных модулированных составляющих совокупная помеха в наибольшей степени приближается в вероятностном смысле к гауссовской помехе и эффективность ее подавления минимальна.

Эффективность подавления тем больше, чем в большей степени отличаются между собой значения α_1 и α_2 .

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены характеристики двумерной плотности распределения вероятности многокомпонентного процесса, представляющего собой сумму произвольного числа гармонических колебаний со случайной угловой модуляцией и коррелированного гауссова шума. Показано, что выражение для такой двумерной плотности может быть широко использовано на практике для конкретных радиотехнических расчетов.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00452, <https://rscf.ru/project/23-21-00452/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Валеев В. Т., Данилов В. А. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовых коррелированных радиопомех // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1991, № 7. – С. 30-34.
2. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ построения математической модели двумерных распределений и потенциальной эффективности подавления негауссовых импульсных помех // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2024, № 12. – С. 7.
3. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ плотности распределения вероятностей аддитивной смеси двумерных активных полосовых негауссовых помех и белого гауссова шума // Двойные технологии. 2017, № 2 (79). – С. 37-39.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1989. – 656 с.
5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. – 1108 с.
6. Данилов В. А. Вероятностные характеристики гармонических колебаний с амплитудной угловой модуляцией // Радиотехника и электроника, 1990, Т. 35, № 1. – С. 208-211.
7. Рытов С. В. Введение в статистическую радиофизику. М.: Наука, 1976. – 495 с.
8. Валеев В. Г. Обнаружение сигналов в негауссовых помехах // В кн.: Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь. 1984. – С. 266-325.
9. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

REFERENCES

1. Valeev V. T., Danilov V. A. Optimal detection of signals against the background of non-Gaussian correlated radio interference // News of universities. Radioelectronics, 1991, No. 7. – Pp. 30-34.
2. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Analysis of the construction of a mathematical model of two-dimensional distributions and the potential effectiveness of suppressing non-Gaussian pulsed interference//Journal of Radio Electronics: Electronic Journal. 2024, No. 12. – P. 7.
3. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Analysis of the probability density of an additive mixture of two-dimensional active band-pass non-Gaussian interference and white Gaussian noise//Double technologies. 2017, No. 2 (79). – Pp. 37-39.
4. Levin B. R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. M.: Sov. radio, 1989. – 656 p.
5. Gradstein I. S., Ryzhik I. M. Tables of integrals, sums, series and works. M.: Science, 1971. – 1108 p.
6. Danilov V. A. Probabilistic characteristics of harmonic oscillations with amplitude angular modulation // Radio Engineering and Electronics, 1990, Vol. 35, No. 1. – Pp. 208-211.
7. Rytov S. V. Introduction to statistical radiophysics. M.: Science, 1976. – 495 p.
8. Valeev V. G. Detection of signals in non-Gaussian noise // In the book: Theory of signal detection / Ed. P. A. Bakut. M.: Radio and communications. 1984. – Pp. 266-325.
9. Tikhonov V. I. Statistical radio engineering. M.: Radio and communications, 1982. – 624 p.

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ

В.Н.Лаврушев, Р.Р. Низамиев

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева (КАИ), Казань, Россия

Аннотация. В данном сообщении приводятся результаты исследований по реализации предложенного метода определения параметров диэлектриков в [1]. По методу, предложенному в [1] получены патенты на метод [2] и патент на устройство [3].

Ключевые слова: относительная диэлектрическая проницаемость; тангенс угла диэлектрических потерь; измерение.

IMPLEMENTATION OF A MODIFIED METHOD FOR DETERMINING THE PARAMETERS OF DIELECTRICS

V.N.Lavrushev, R.R. Nizamiev

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev (KAU), Kazan,
Russia

Abstract. This report presents the results of research on the implementation of the proposed method for determining the parameters of dielectrics in [1]. According to the method proposed in [1], patents for the method [2] and a patent for the device [3] were obtained.

Keywords: relative permittivity; tangent of the dielectric loss angle; measurement.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предложенный метод относится к области радиоизмерений параметров диэлектрических материалов на СВЧ, таких как относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь. Он включает в себя размещение образца из исследуемого материала в СВЧ-устройстве, измерение частотной зависимости коэффициента отражения СВЧ-устройства и обработку результатов измерения, при которой в среде электродинамического моделирования подбирают значения комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь образца так, чтобы расчетные частотные зависимости коэффициента отражения минимально отличались от измеренных зависимостей.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Реализация метода включает в себя следующие этапы:

На первом этапе измеряют частотные зависимости коэффициента отражения физического СВЧ-устройства (рисунок 1) с расположенным в нем исследуемым образцом. Для этого служит векторный анализатор цепей ZVA-Rohde & Schwarz FSH8. Высокая точность измерений обеспечивается предварительной калибровкой измерительного тракта с использованием калибровочных мер, входящих в состав измерительного прибора. Данное измерение осуществляется с формированием файла в .txt формате с модулем и фазой коэффициента отражения для дальнейшей компьютерной обработки.



Рис. 1. Физическая модель без диэлектрика

На втором этапе, происходит обработка результатов, полученных при измерении частотной зависимости коэффициента отражения физического СВЧ-устройства на первом этапе. Далее в среде электродинамического моделирования CST MWS создается идентичная модель (рисунок 2), коэффициент отражения которого без исследуемого диэлектрика совпадает с коэффициентом отражения физической модели без диэлектрика. Таким образом проверяется корректность применения среды и правильность введения данных. По близости результатов измерений и расчетов судят о приемлемости используемой среды электродинамического моделирования и правильности описания СВЧ-устройства в этой среде.

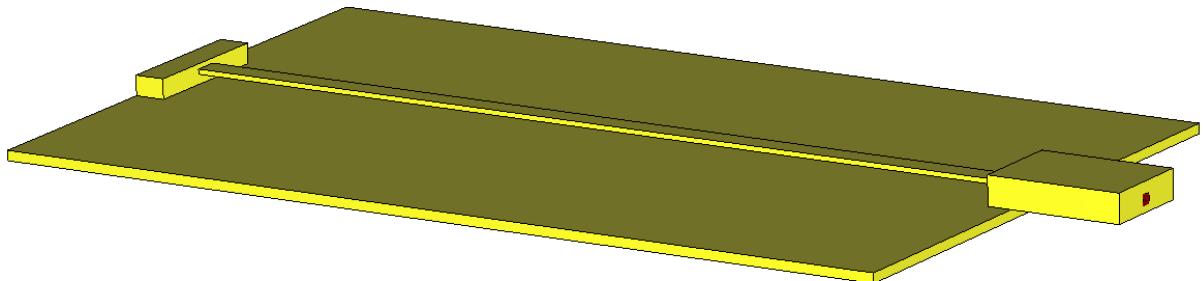


Рис. 2. Электродинамическая модель без диэлектрика

На третьем этапе, загружают в среду электродинамического моделирования измеренные данные, которые прошли обработку.

На четвёртом этапе, в среде CST MWS осуществляют расчет СВЧ-устройства с расположенным в нем образцом с начальным значением комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь (значение может быть любое). Сравнение коэффициентов отражения физической и электродинамической моделей представлена на рисунке 3. Далее начинается процедура оптимизации, которая представляет из себя варьирование значений комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь для минимизации среднеквадратического отклонения (СКО) характеристик физической модели от характеристик электродинамической. Графики зависимостей коэффициентов отражения после оптимизации представлены на рисунке 4. При значениях комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь близких к реальному значению получается минимальное СКО. СКО на частотном интервале является индикатором правильности результата. Зависимость СКО от частоты до и после оптимизации представлены на рисунке 5.

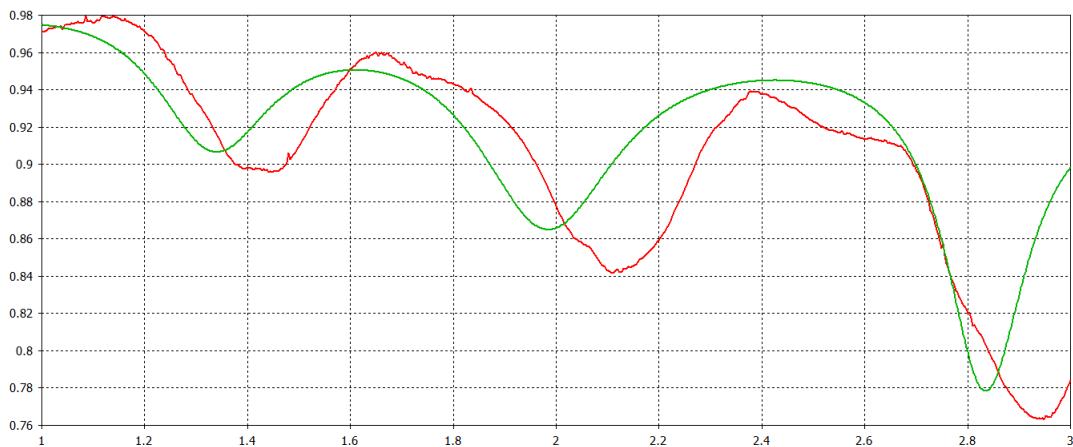


Рис.3. Зависимость коэффициента отражения от частоты в линейном масштабе до оптимизации (красная – физическая модель, зеленая - электродинамическая модель)

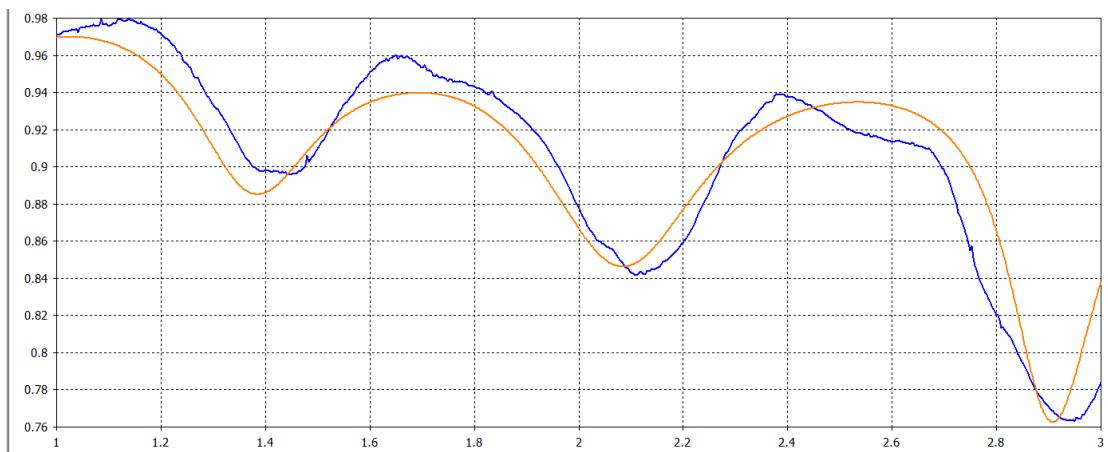


Рис 4. Зависимость коэффициента отражения от частоты после оптимизации в линейном масштабе (синяя – физическая модель, оранжевая - электродинамическая модель)

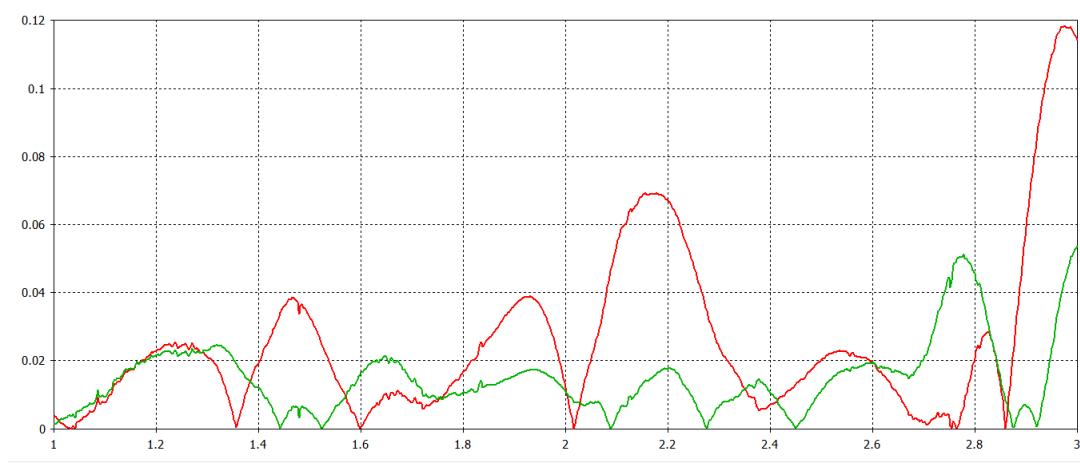


Рис. 5. Зависимость СКО от частоты
(красная – до оптимизации, зеленая - после оптимизации)

Блок-схема алгоритма реализации модифицированного метода определения характеристик диэлектрических материалов представлена на рисунке 6.

Преимуществами предлагаемого метода являются:

–расширение области применения способа как в отношении использования СВЧ устройств различной конфигурации, так и в отношении формы, размеров и параметров измеряемых образцов;

–высокая точность, которая достигается за счёт использования универсальных сред моделирования устройств СВЧ и антенн, таких, как CST MWS, высокая точность которых подтверждена практикой их широкого применения;

–в известных способах измерения комплексной диэлектрической проницаемости материала важна точность изготовления СВЧ-устройства и испытуемого образца, поскольку при обработке результатов измерений используются формулы или номограммы, относящиеся к определенной структуре. В заявлении способе результаты измерений сопоставляются с результатами моделирования, и в этой ситуации важна точность задания записываемых в модель параметров СВЧ-устройства и испытуемого образца, что обеспечить на порядок проще.

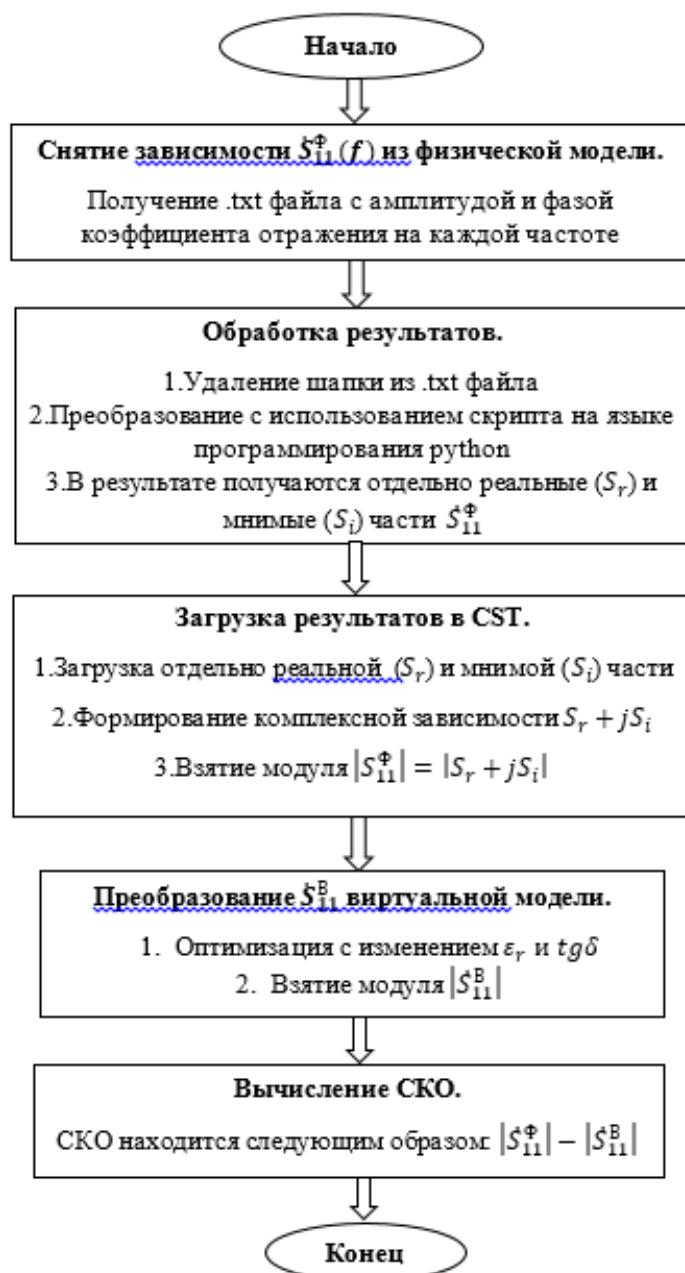


Рис. 6. Блок-схема алгоритма реализации метода

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Техническая реализация предложенного метода включает: размещение образца из исследуемого материала в СВЧ-устройстве, выполненном из известных материалов, измерение частотной зависимости коэффициента отражения СВЧ-устройства с расположенным в нем образцом из испытуемого материала и обработку результатов измерения, сводящуюся к тому, что в подходящей среде электродинамического моделирования рассчитывают частотные зависимости коэффициента отражения СВЧ-устройства с расположенным в нем испытуемым образцом, варьируют фигурирующие в электродинамической модели значения комплексной диэлектрической проницаемости образца и определяют значение, при котором расчетная частотная зависимость коэффициента отражения минимально отличается от измеренной зависимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лаврушев В.Н., Низамиев Р.Р. Анализ модифицированного метода исследований параметров диэлектриков. // VII НАУЧНЫЙ ФОРУМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ: ТЕОРИЯ И ТЕХНОЛОГИИ ТТТ-2024. «Физика и технические приложения волновых процессов» ФиТПВП-2024: Материалы XXI Международной научно-технической конференции, 2024 г., Т.1. - С. 133-134.
2. Чони Ю.И., Лаврушев В.Н., Авксентьев А.А Способ измерения комплексной диэлектрической проницаемости материала в диапазоне СВЧ. RU 2797142 C1, заяв. 23.11.2022, опубл. 31.05.2023.
3. Чони Ю.И., Лаврушев В.Н., Авксентьев А.А Устройство для неразрушающего измерения на СВЧ комплексной диэлектрической проницаемости материала диэлектрических пластин. RU2822306 C1, заяв. 09.12.2023, опубл. 04.07.2024.

REFERENCES

1. Lavrushev V.N., Nizamiev R.R. Analysis of a modified method for studying the parameters of dielectrics. // VII SCIENTIFIC FORUM TELECOMMUNICATIONS: THEORY AND TECHNOLOGY TTT-2024. "Physics and technical applications of wave processes" FiTPVP-2024: Proceedings of the XXI International Scientific and Technical Conference, 2024, vol.1. - pp. 133-134
2. Choni Yu.I., Lavrushev V.N., Avksentiev A.A. A method for measuring the complex dielectric constant of a material in the microwave range. RU 2797142 C1, application form 23.11.2022, published 31.05.2023.
3. Choni Yu.I., Lavrushev V.N., Avksentiev A.A Device for non-destructive microwave measurement of the complex dielectric constant of a dielectric plate material. RU2822306 C1, application. 09.12.2023, published on 04.07.2024.

ОБЗОР ТЕХНОЛОГИЙ ЁМКОСТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»

Д.В. Журавлев, Н.А. Летов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлен обзор современных исследований ёмкостных электродов для ЭЭГ. Описаны конструктивные особенности, используемые материалы и алгоритмы обработки сигналов, позволяющие регистрировать ЭЭГ бесконтактным способом. Проведён сравнительный анализ характеристик ёмкостных, гелевых и сухих электродов по параметрам импеданса, отношения сигнала/шум и корреляции. Результаты демонстрируют потенциал ёмкостных электродов для использования в носимых устройствах и системах длительного мониторинга, в том числе, интерфейсах «мозг-компьютер». Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: электроэнцефалограмма; ёмкостные электроды; нейроинтерфейс «мозг-компьютер».

OVERVIEW OF CAPACITIVE ELECTRODE TECHNOLOGIES FOR USE IN ASYNCHRONOUS BRAIN-COMPUTER NEURAL INTERFACES

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinsky, N.A. Letov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper provides a brief overview of current research on capacitive electrodes for noninvasive BCIs. The design features, materials used, and signal processing algorithms that allow for contactless EEG recording are described. A comparative analysis of the characteristics of capacitive, gel, and dry electrodes in terms of impedance, signal-to-noise ratio, and correlation parameters is performed, as well as block diagrams, graphs, and calculation formulas. The results demonstrate the potential of capacitive electrodes for use in wearable devices and long-term monitoring systems. The work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (grant No. 24-29-20168).

Keywords: electroencephalogram; capacitive electrodes; brain-computer neural interface.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для работы интерфейсов «мозг–компьютер» (BCI) широко используются неинвазивные электроэнцефалографические (ЭЭГ) электроды, от качества которых во многом зависит эффективность всей системы [1]. Гелевые электроды из серебра/хлорида серебра Ag/AgCl считаются «золотым стандартом» – они обеспечивают низкий импеданс контакта менее 5 кОм и высокое качество сигнала. Однако требуются подготовка кожи, нанесение проводящего геля, который со временем высыхает, что ухудшает сигнал, а также возможны раздражения кожи. Эти недостатки стимулировали развитие сухих электродов. Сухие электроды делятся на контактные – непосредственно соприкасаются с кожей и ёмкостные – неконтактные. Появились также полусухие электроды – гибридные решения с минимальным количеством электролита, сочетающие преимущества мокрых и сухих технологий [2].

В данной работе рассмотрены ёмкостные электроды для BCI: их конструкция и материалы, обработка сигналов и сравнение с другими типами.

2. КОНСТРУКЦИЯ И МАТЕРИАЛЫ ЁМКОСТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ

Ёмкостный неконтактный ЭЭГ-электрод располагается над кожей, не касаясь её напрямую. Между электродом и кожей находится диэлектрик – воздух, волосы, ткань или специальный изолирующий слой [2]. Таким образом, электрод и тело образуют конденсатор, через который мозговые сигналы передаются на вход усилителя. Этот эквивалентный конденсатор обладает ёмкостью C , приблизительно вычисляемой как (1)

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}, \quad (1)$$

где A – площадь электрода, d – толщина диэлектрика, ϵ_r – диэлектрическая проницаемость материала. Чем больше A и меньше d , тем выше ёмкость и тем лучше связь. Импеданс такой ёмкостной связи высок на низких частотах ЭЭГ и определяется реактивным сопротивлением (2)

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (2)$$

Например, при C порядка 5 пФ на частоте 10 Гц X_C достигает гигаом. Поэтому ключевое требование – применение усилителей с ультравысоким входным сопротивлением, не ниже нескольких сотен МОм, часто реализуемых в виде активных буферов непосредственно на электроде [3].

На рисунке 1 показана структура ёмкостного электрода и эквивалентная схема его контакта с кожей: между электродом и поверхностью скальпа (stratum corneum) включена ёмкость C , а сама кожа моделируется параллелью R_e и C_e , последовательно с сопротивлением внутренних тканей R_u . В правой части рисунка представлена эквивалентная схема: ёмкость C последовательно с параллелью R_e и C_e (контакт «кожа-электролит» или кожа в случае сухого контакта) и сопротивлением R_u , моделирующим ток в глубоких тканях.

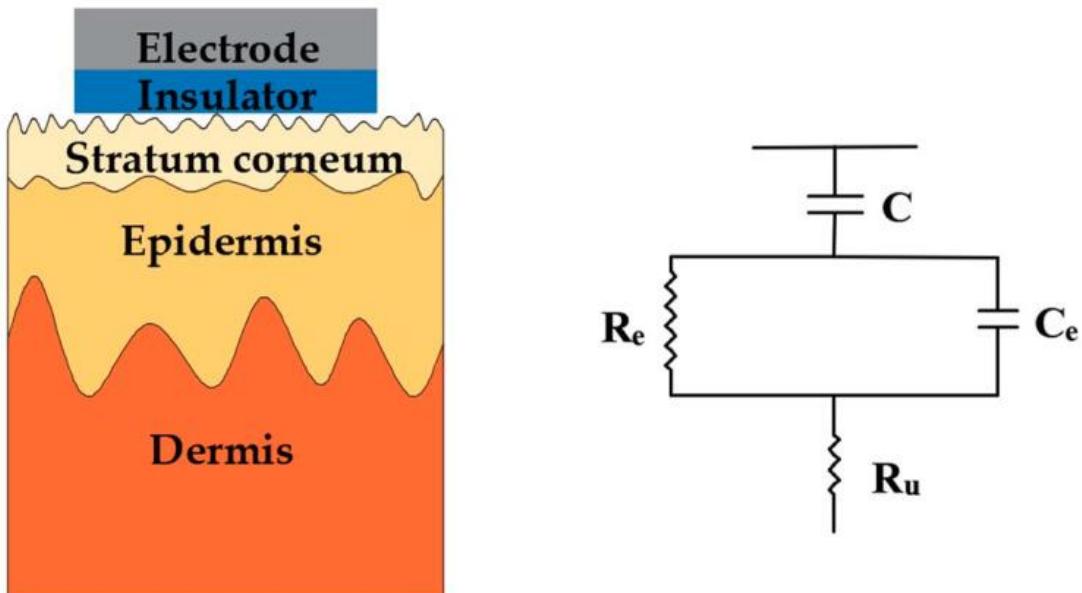


Рис. 1. Структура и эквивалентная электрическая схема ёмкостного ЭЭГ-электрода

Конструктивно ёмкостные электроды часто выполняются многослойными. Типично они содержат: металлическую пластину-датчик, изолирующий слой, экранирующий слой, для защиты от помех, и корпус или крепление. В качестве материалов широко используются биосовместимые эластомеры, например полидиметилсилоксан (PDMS), для изоляции и крепления на коже. Металлическая пластина обычно изготовлена из меди или других проводников с золотым покрытием для предотвращения коррозии.

Например, в одной из разработок представлен ёмкостный электрод диаметром около 6 мм, состоящий из пятислойной металлической структуры, включающей полиимид, слои титана, меди, никеля и золота, заключённой между слоями PDMS. Нижний слой PDMS выполняет роль клеевого основания для фиксации на коже, а экранирующий медный контур вокруг чувствительного элемента подключается к усилителю для минимизации помех.

Другой вариант конструкции — ёмкостный датчик диаметром 25 мм на гибкой печатной плате с двухслойной медной пластины. В такой схеме нижний слой представляет собой сенсорную площадку с заполнением медью и кольцевым экраном, а верхний — сплошной экранирующий слой из меди. Вся электроника усилителя располагается непосредственно на гибкой плате, что обеспечивает оптимальную ёмкостную связь и удобство размещения. [1].

Во многих конструкциях используются активные электроды, в которых интегрированы миниатюрные высокоимпедансные буферные усилители. Экран электрода, например металлическое кольцо вокруг сенсорной площадки, может быть подключён к буферу, выполняя функцию активного экрана для уменьшения паразитной ёмкости и снижения уровня помех.

Также реализуются механические решения для стабилизации положения электрода: пружины, мягкие пористые подложки или адгезивные слои, позволяющие электроду сохранять небольшой и стабильный зазор до кожи, несмотря на движение. Использование гибких материалов (тканые или вспененные проводники, наноматериалы) улучшает прилегание к неровной поверхности головы и проникновение через волосы. Однако полностью устранить воздушный зазор на волосистой части головы сложно, поэтому ёмкостные датчики часто комбинируют с специальными шапками или креплениями, прижимающими их к коже [3].

3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И АЛГОРИТМЫ

Из-за большого импеданса ёмкостного контакта регистрируемые сигналы имеют меньшую амплитуду и более подвержены шумам и помехам. Для успешного съёма ЭЭГ требуются аппаратные и программные решения:

Высокоомные усилители. Как упомянуто, входной каскад должен иметь сопротивление порядка гигаом, чтобы образуемый с ёмкостью высокочастотный фильтр пропускал диапазон ЭЭГ (0,5–100 Гц). В современных системах используются инструментальные усилители на МОП-транзисторах или полевых транзисторах, либо специальные ИС с входным импедансом 10^9 – 10^{12} Ом. Часто применяют схему с активным электродом – источник повторитель на электроде, значительно уменьшающий длину линии высокоимпедансного сигнала [3].

Активное экранирование. Чтобы снизить влияние электромагнитных наводок (50/60 Гц сеть, движение кабелей), вокруг чувствительной пластины размещается экран, который управляет выходным сигналом усилителя, Driven Shield. Экран, находясь на том же потенциале, что и электрод, устраняет ёмкостные утечки на окружающие объекты, повышая сигнал/шум [3]. Аналогичная концепция – схема с управляемым общим электродом (DRL – driven right leg), обычно используется и для мокрых электродов, подавая инверсный общий сигнал на тело для подавления синфазных помех.

Стабилизация контакта и артефактов движения. Несмотря на отсутствие прямого контакта, движения электрода относительно головы приводят к модуляции ёмкости и значительным артефактам. Аппаратно эту проблему решают механически – пружинящие крепления, липкие слои, мягкие «подушки» [4, 5], а также минимизацией веса и проводов, использованием беспроводных модулей на электродах [1, 6]. Сигнално-алгоритмические методы включают фильтрацию и обнаружение артефактов: применяют

высокочастотные фильтры для удаления сдвигов базовой линии, адаптивные фильтры или регрессию на основе данных акселерометров для вычитания шумов движения. В литературе предложен подход раздельной записи сигнала и артефакта: например, установка двух электродных пластин – большая для сигналов и маленькая для регистрации только помех – с последующим вычитанием, либо алгоритмы выделения артефактов из данных методом независимых компонент. Кроме того, для улучшения качества используют многоканальные схемы с усреднением и пространственными фильтрами: высокая синфазная помеха на всех ёмкостных каналах может эффективно подавляться вычитанием общего среднего или фильтрами типа CAR/LAPL.

Предобработка и классификация. В контексте BCI после усиления сигнал обычно оцифровывается и проходит стандартные этапы обработки: фильтрацию полезного диапазона, например, 1–40 Гц, подавление сетевых помех – цифровой вырезающий фильтр 50 Гц, и артефактов. Далее выполняются выделение признаков, например, с помощью вейвлет-разложения или вычисления спектральной мощности ритмов, и алгоритмы машинного обучения для распознавания намерений пользователя [7]. Следует отметить, что сами по себе ёмкостные электроды не меняют принципов высокоуровневой обработки BCI-сигналов, но повышенный уровень шума требует более робастных алгоритмов. Исследования показывают, что даже при невысоком отношении сигнал/шум ёмкостные датчики способны улавливать характерные паттерны ЭЭГ, например, альфа-ритм с открытием/закрытием глаз, вызванные потенциалы и т.д., [3, 8], хотя точность классификации BCI может быть несколько ниже, чем при использовании мокрых электродов.

4. КАЧЕСТВО СИГНАЛОВ

Характерной проблемой ёмкостных датчиков является высокий импеданс контактной цепи, ведущий к снижению амплитуды и надёжности сигнала.

В сравнительных испытаниях гелевые Ag/AgCl электроды демонстрируют наивысшее качество: отношение сигнал/шум (SNR) порядка 20–25 дБ и высокую воспроизводимость сигналов. Сухие контактные электроды без геля обеспечивают разное качество в зависимости от конструкции: SNR варьируется от 3 дБ до 24 дБ, корреляция сигналов с эталонными мокрыми электродами – от 60% до 98%, когерентность спектров – 34–90%. Лучшие образцы сухих электродов, например, с текстильными или микрошиповыми контактами, практически не уступают мокрым: так, гибкий текстильный электрод дал 95,6% совпадения ЭЭГ с гелевым электродом при движении. Полусухие электроды показывают наивысшее качество среди безгелевых: благодаря дозированному увлажнению кожи их SNR 24 дБ сравним с Ag/AgCl 25 дБ, корреляция превышает 90%, а когерентность 80–97%, т.е. сигналы почти идентичны мокрым. У ёмкостных электродов показатели ниже: по литературным данным SNR составляет всего 1,8–3,7 дБ – из-за усиленного шумового вклада, хотя форма волн может во многом сохраняться. Так, корреляция ёмкостного сигнала с сигналом мокрого электрода достигает 78–92%, а когерентность – 60–80%. Это означает, что по основным ритмам, например, альфа-ритм 8–13 Гц, совпадение достаточно высокое, хотя общая мощность сигнала ниже. Для улучшения ситуации используются упомянутые меры – активные усилители, экраны, и т.д., – но принципиально уровень собственной помехи у неконтактных датчиков выше [5, 9].

На рисунке 2 представлены обобщённые сравнительные показатели качества сигнала разных типов электродов по данным нескольких исследований.

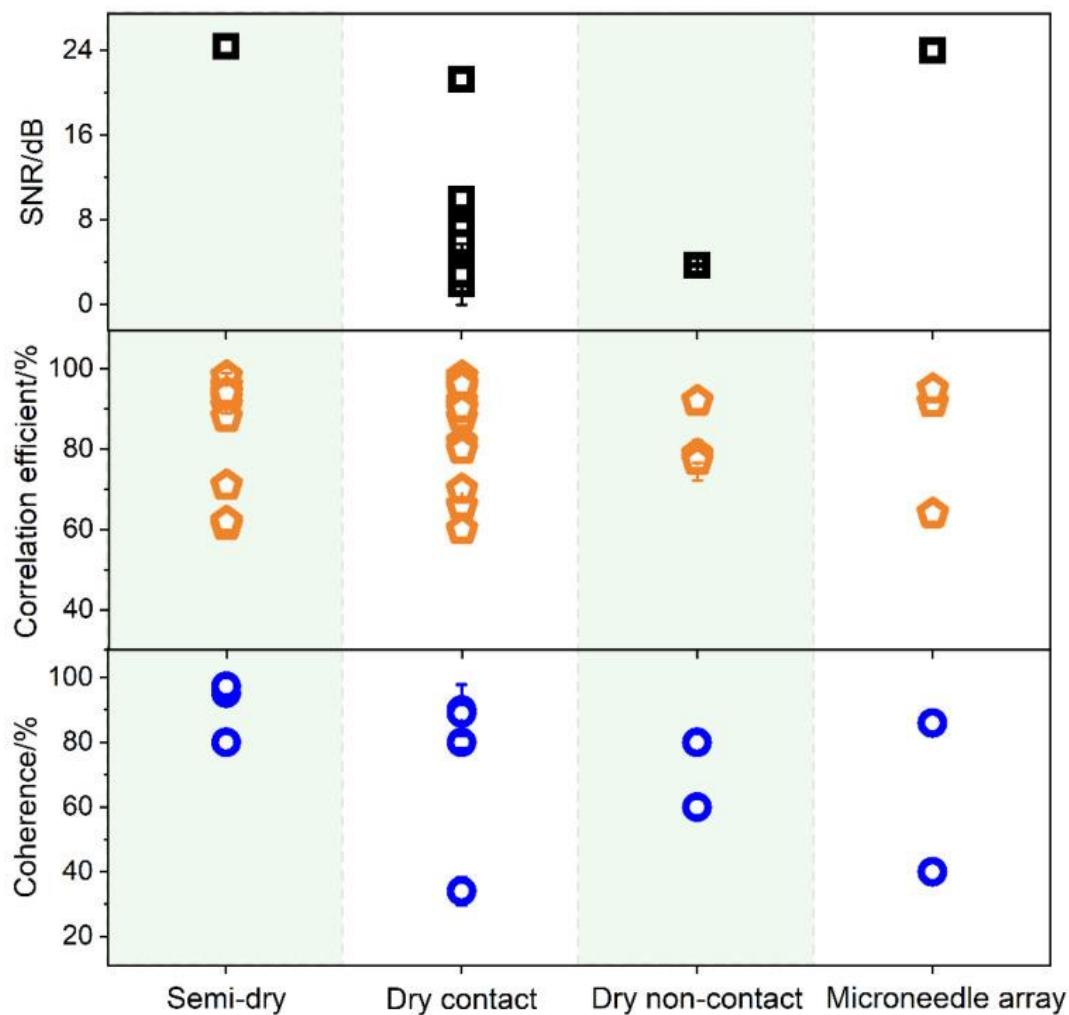


Рис. 2. Сравнительная производительность различных типов ЭЭГ-электродов. Области (слева направо): полусухие, сухие контактные, сухие ёмкостные, микрошиповье.

Видно, что мокрые и полусухие электроды дают наибольший SNR – чёрные квадраты, 20–25 дБ, и высокие метрики корреляции – оранжевые, и когерентности – синие, близкие к 100%. Сухие контактные показывают разброс результатов – от низких до близких к мокрым. Ёмкостные – область Dry non-contact, характеризуются самым низким SNR, около 0–5 дБ, при умеренно высоких корреляции и когерентности, а инвазивные микрошипы – высоким SNR и несколько повышенным шумом на высоких частотах, что отражается на когерентности [5, 10].

Видно, что ёмкостные электроды имеют существенно более низкий SNR, хотя корреляция с эталоном остаётся высокой.

Помимо качества сигнала, важны различия в импедансе и удобстве использования. Контактный импеданс на частоте 10–30 Гц для мокрых электродов обычно <5 кОм, для полусухих – 1,5–60 кОм, для сухих контактных – от нескольких кОм до нескольких МОм, а для ёмкостных – самый высокий: 1–5 МОм. Высокий импеданс усложняет регистрацию, но, с другой стороны, ёмкостные электроды не требуют подготовки кожи, нанесения геля и даже могут снимать ЭЭГ через тонкий слой ткани или волос [11]. Последнее свойство делает их привлекательными для длительного мониторинга без прямого контакта – например, в виде встроенных в подголовник кресла или в наушники датчиков, регистрирующих ЭЭГ незаметно для пользователя. Экспериментально показано, что ёмкостные электроды способны длительно, в течение нескольких часов, записывать ЭЭГ без деградации сигнала, тогда как качество сигнала мокрых электродов за это время

ухудшается из-за высыхания геля. Сравнение на волосистой части головы показало 92% совпадения сигнала ёмкостного электрода с мокрым, при условии использования механически адаптивного крепления на пружинах [2, 6]. Тем не менее, для спонтанной ЭЭГ с малыми амплитудами – десятки мкВ, некоторые исследователи указывают, что полностью бесконтактные электроды в текущем виде мало пригодны без усиления на месте и продвинутой фильтрации. На практике ёмкостные датчики пока уступают по помехоустойчивости: они могут пропускать сетевые наводки и артефакты движения чаще, чем традиционные электроды. Поэтому сейчас их чаще рассматривают для специальных применений, например, ситуаций, когда невозможен прямой контакт – мониторинг через шапочку, шлем, либо в комбинации с другими типами сенсоров.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый анализ современных подходов к регистрации ЭЭГ с использованием ёмкостных электродов позволяет выделить несколько ключевых аспектов.

Во-первых, применение многоуровневых конструкций с активными буферными усилителями и гибкими, биосовместимыми материалами обеспечивает возможность бесконтактного снятия сигналов. Минимизация толщины диэлектрического слоя способствует увеличению ёмкости и снижению импеданса, что является важным условием для стабильной работы системы без прямого контакта с кожей.

Во-вторых, сравнительный анализ с традиционными гелевыми и сухими контактными электродами показал, что, несмотря на более высокий уровень шума и чувствительность к внешним помехам, ёмкостные датчики демонстрируют достаточную корреляцию с эталонными методами регистрации. Это открывает перспективы для использования таких электродов в мобильных и носимых BCI-системах, где важны удобство, отсутствие предварительной подготовки кожи и возможность длительного мониторинга.

С другой стороны, высокий импеданс и усиленное влияние артефактов движения указывают на необходимость дальнейшей оптимизации как аппаратных решений, так и алгоритмов обработки сигналов. Будущие исследования должны быть направлены на разработку методов компенсации шума и повышения устойчивости к помехам, что позволит существенно улучшить качество регистрации при использовании ёмкостных электродов.

Таким образом, обзор демонстрирует, что при сохранении определённых ограничений ёмкостные электроды обладают значительным потенциалом для применения в современных BCI-системах. Дальнейшие усилия в области материаловедения, схемотехники и алгоритмической обработки сигналов могут привести к созданию удобных, надёжных и высокоэффективных систем для медицинских, потребительских и промышленных приложений.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Yuan H. et al. State of the art of non-invasive electrode materials for brain–computer interface //Micromachines. – 2021. – Т. 12. – №. 12. – С. 1521.
2. Liu Q. et al. The feature, performance, and prospect of advanced electrodes for electroencephalogram //Biosensors. – 2023. – Т. 13. – №. 1. – С. 101.
3. Fu Y. et al. Dry electrodes for human bioelectrical signal monitoring //Sensors. – 2020. – Т. 20. – №. 13. – С. 3651.

4. Chen Y. C., Lin B. S., Pan J. S. Novel noncontact dry electrode with adaptive mechanical design for measuring EEG in a hairy site //IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2015. – T. 64. – №. 12. – C. 3361-3368.
5. Tseghai G. B. et al. Hook fabric electroencephalography electrode for brain activity measurement without shaving the head //Polymers. – 2023. – T. 15. – №. 18. – C. 3673.
6. Rashid M. et al. Current status, challenges, and possible solutions of EEG-based brain-computer interface: a comprehensive review //Frontiers in neurorobotics. – 2020. – T. 14. – C. 25.
7. Sun Y., Yu X. B. Capacitive biopotential measurement for electrophysiological signal acquisition: A review //IEEE Sensors Journal. – 2016. – T. 16. – №. 9. – C. 2832-2853.
8. Liu H. et al. Development of soft dry electrodes: From materials to structure design //interfaces. – 2023. – T. 10. – №. 11. – C. 10.20517.
9. Lopez-Gordo M. A., Sanchez-Morillo D., Valle F. P. Dry EEG electrodes //Sensors. – 2014. – T. 14. – №. 7. – C. 12847-12870.
10. Chi Y. M. et al. Dry and noncontact EEG sensors for mobile brain–computer interfaces //IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. – 2011. – T. 20. – №. 2. – C. 228-235.
11. Mihajlović V. et al. Wearable, wireless EEG solutions in daily life applications: what are we missing? //IEEE journal of biomedical and health informatics. – 2014. – T. 19. – №. 1. – C. 6-21.

REFERENCES

1. Yuan, H., et al. State of the art of non-invasive electrode materials for brain–computer interface. // Micromachines, 2021, Vol. 12, No. 12. – P. 1521.
2. Liu, Q., et al. The feature, performance, and prospect of advanced electrodes for electroencephalogram. // Biosensors, 2023, Vol. 13, No. 1. – P. 101.
3. Fu, Y., et al. Dry electrodes for human bioelectrical signal monitoring. // Sensors, 2020, Vol. 20, No. 13. – P. 3651.
4. Chen, Y. C., Lin, B. S., Pan, J. S. Novel noncontact dry electrode with adaptive mechanical design for measuring EEG in a hairy site. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, Vol. 64, No. 12. – Pp. 3361-3368.
5. Tseghai, G. B., et al. Hook fabric electroencephalography electrode for brain activity measurement without shaving the head. // Polymers, 2023, Vol. 15, No. 18. – P. 3673.
6. Rashid, M., et al. Current status, challenges, and possible solutions of EEG-based brain-computer interface: a comprehensive review. // Frontiers in Neurorobotics, 2020, Vol. 14. – P. 25.
7. Sun, Y., Yu, X. B. Capacitive biopotential measurement for electrophysiological signal acquisition: A review. // IEEE Sensors Journal, 2016, Vol. 16, No. 9. – Pp. 2832-2853.
8. Liu, H., et al. Development of soft dry electrodes: From materials to structure design. // Interfaces, 2023, Vol. 10, No. 11. – P. 10.20517.
9. Lopez-Gordo, M. A., Sanchez-Morillo, D., Valle, F. P. Dry EEG electrodes. // Sensors, 2014, Vol. 14, No. 7. – Pp. 12847-12870.
10. Chi, Y. M., et al. Dry and noncontact EEG sensors for mobile brain–computer interfaces. // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2011, Vol. 20, No. 2. – Pp. 228-235.
11. Mihajlović, V., et al. Wearable, wireless EEG solutions in daily life applications: what are we missing? // IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics, 2014, Vol. 19, No. 1. – Pp. 6-21.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ИМПЕДАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЁМКОСТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ АСИНХРОННОГО НЕЙРОИНТЕРФЕЙСА МОЗГ- КОМПЬЮТЕР

Д.В. Журавлев, Н.А. Летов

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлено численное моделирование импедансных характеристик ёмкостных ЭЭГ-электродов методом конечных элементов. Исследование анализирует влияние конструктивных параметров — площади контакта, толщины диэлектрического слоя и характеристик усилителя — на снижение импеданса интерфейса «электрод–кожа». Результаты подтверждают, что оптимизация данных параметров улучшает качество регистрации ЭЭГ-сигналов и перспективность применения ёмкостных электродов в интерфейсах мозг–компьютер. Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: электроэнцефалограмма; ёмкостные электроды; нейроинтерфейс «мозг–компьютер».

NUMERICAL MODELING AND OPTIMIZATION OF IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF CAPACITIVE ELECTRODES FOR ASYNCHRONOUS BRAIN-COMPUTER NEURAL INTERFACE

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinsky, N.A. Letov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents a numerical simulation of the impedance characteristics of capacitive EEG electrodes using the finite element method. The study analyzes the effect of design parameters — the contact area, the thickness of the dielectric layer, and the characteristics of the amplifier — on reducing the impedance of the electrode–skin interface. The results confirm that optimizing these parameters improves the quality of recording EEG signals and the prospects for using capacitive electrodes in brain-computer neural interfaces. The work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (grant No. 24-29-20168).

Keywords: electroencephalogram; capacitive electrodes; brain-computer neural interface.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы интерфейсов мозг–компьютер (ИМК) активно развиваются благодаря возможности неинвазивной регистрации электроэнцефалографической (ЭЭГ) активности. Традиционные гелевые электроды, несмотря на высокое качество контакта, ограничены неудобствами в использовании и длительной подготовкой. В этой связи особый интерес представляют ёмкостные сухие электроды, способные обеспечивать регистрацию сигналов без применения проводящих гелей. Однако отсутствие прямого проводящего контакта обуславливает значительно более высокие импедансные характеристики интерфейса «электрод–кожа», что порождает проблемы в передаче слабых ЭЭГ-сигналов и требует использования специальных усилителей с ультравысоким входным сопротивлением.

Актуальность данной работы заключается в необходимости глубокого математического и численного анализа механизмов формирования импеданса в

ёмкостных электродах. Применение метода конечных элементов позволяет выявить ключевые конструктивные параметры, влияющие на характеристики интерфейса, а также определить пути оптимизации конструкции для достижения соотношения низкий импеданс – высокая чувствительность. Данная работа направлена на исследование комплексной модели, учитывающей как геометрические, так и материалистические особенности, что является важным этапом в создании эффективных асинхронных ИМК.

2. ИМПЕДАНСНАЯ МОДЕЛЬ ЁМКОСТНОГО ЭЭГ-ЭЛЕКТРОДА

В отличие от гелевого электрода, который образует проводящий контакт с кожей, ёмкостный электрод разделён от кожи изолятором и воздушным зазором. Таким образом, основным элементом в эквивалентной схеме является конденсатор, образованный электродом и кожей как обкладками, а диэлектрический слой – как диэлектрик [4].

Упрощённую эквивалентную схему перехода кожа-электрод можно представить как: источник ЭЭГ-потенциала V_s подключён к входу усилителя через ёмкостной импеданс Z_C , параллельно ёмкости может присутствовать утечка. Вход усилителя обычно моделируется большим входным сопротивлением R_{in} и входной ёмкостью C_{in} . Простая модель игнорирует C_{in} , предполагая, что усилитель экранирован и C_{in} мал, и утечку, сведя систему к цепочке: $V_s — C_e — R_{in} —$ земля.

Импеданс конденсатора ёмкостной связи C_e можно рассчитать по формуле (1):

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C_e}, \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f$, а ёмкость C_e приближённо рассчитывается по формуле плоского конденсатора (2):

$$C_e = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}, \quad (2)$$

где:

- A – эффективная площадь электрода,
- d – толщина диэлектрического слоя,
- $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная,
- ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость [3].

В реальности геометрия поля не идеальна (есть эффект краевых полей), поэтому фактическая ёмкость может быть немного иной; однако эта формула даёт базовую оценку. Подставив типичные значения для ёмкостного ЭЭГ-электрода, например, для $A = 5 \text{ см}^2$, $d = 0.5 \text{ мм}$, $\epsilon_r = 4$ получаем: $C_e \approx 35 \text{ пФ}$

Импеданс такого конденсатора на частоте, например, 10 Гц составит (3):

$$|Z_C| = \frac{1}{2\pi f C_e} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 35 \cdot 10^{-12}} \approx 450 \text{ МОм}. \quad (3)$$

На низких частотах дельта- и тета-диапазон ЭЭГ, 1–7 Гц, реактивное сопротивление ещё выше – в пределах гигаом [5].

Для сравнения, у традиционного влажного электрода совокупный импеданс контакта при 10 Гц обычно 5 кОм, а у сухого контактного – десятки килоом. Таким образом, ёмкостные электроды имеют импеданс на несколько порядков больше, чем у гелевых: измеренные значения для сухих электродов без геля лежат в диапазоне 0.1 – 2 МОм и выше [1, 3, 6]. Это создаёт серьёзные требования к входу усилителя и определяет особенности частотной характеристики системы.

Цепочка «ёмкость – усилитель» образует высокопольный фильтр с пограничной частотой (4):

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_{in} C_e}. \quad (4)$$

Для минимального искажения ЭЭГ желательно $f_c \ll 0,5$ Гц

Если входное сопротивление усилителя $R_{in} = 100$ МОм, то частота среза составляет

(5):

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 3,5 \cdot 10^{-11}} \approx 45 \text{ Гц.} \quad (5)$$

Это значит, что даже 10-герцовый сигнал альфа-ритма сильно ослаблен – передаточная функция (6):

$$H(j\omega) = \frac{R_{in}}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_e}} \quad (6)$$

даёт коэффициент передачи около 22% на 10 Гц и всего 2% на 1 Гц [4].

Таким образом, ультавысокое входное сопротивление – необходимое условие для работы ёмкостных электродов [3, 5].

Ёмкостный зазор состоит из нескольких слоёв: диэлектрика электрода, воздуха и кожи. На низких частотах основные пути тока ограничены ёмкостной связью через роговой слой (он действует как конденсатор с ёмкостью порядка микрофарад на см²) и параллельные утечки через потовые протоки. В случае полностью ёмкостного электрода без геля доминирует ёмкостное сопротивление слоя воздуха/изоляции, поскольку оно намного больше, чем ёмкость кожи [7].

Можно представить модель как последовательное соединение нескольких ёмкостей, если пренебречь проводимостью (7):

$$\frac{1}{C_{общ}} = \frac{1}{C_{изолятор}} + \frac{1}{C_{воздух}} + \frac{1}{C_{кожа}}. \quad (7)$$

На практике это означает: даже если сама кожа имеет конечную проводимость, отсутствие электролита делает интерфейс практически непроницаемым для DC-тока – ток может течь только как переменный, заряжая и разряжая ёмкости. Поэтому в эквивалентной цепи сухого электрода появляется большой ёмкостный реактивный элемент и, большое сопротивление перехода [7].

В экспериментах по электрохимическому импедансному анализу (ЭИС) интерфейса сухих ёмкостных электродов было выявлено, что их импеданс характеризуется двумя дугами на диаграмме Найквиста, тогда как для гелевого контакта характерен один полукруг. На высоких частотах наблюдается небольшая дуга, связанная с ограниченной площадью фактического контакта через волосы, что приводит к увеличению эффективного сопротивления R_1 . На средних частотах проявляется вторая дуга, обусловленная ёмкостной связью $C_{переход}$ и дополнительным сопротивлением R_2 , возникающим из-за отсутствия проводящего электролита.[7].

Для описания импеданса сухого контакта может быть использована эквивалентная схема, включающая сопротивление объёмных тканей головы R_0 , сопротивление на границе кожа-электрод R_1 , ёмкость рогового слоя C_1 , а также, специфично для сухого контакта, дополнительное сопротивление R_2 , связанное с отсутствием электролита, и ёмкость зазора C_2 . Оценки показывают, что для сухих электродов R_1 находится в диапазоне 40 кОм, что превышает аналогичные показатели для гелевых контактов (22 – 34 кОм), тогда как сопротивление R_2 , составляющее порядка 27 кОм, в случае гелевых контактов практически отсутствует [7].

Ёмкость зазора C_2 при сухом контакте оказывается порядка $1.3 \cdot 10^{-5} \Phi$, что на порядок превышает ёмкость рогового слоя C_1 . Это объясняется значительной геометрической ёмкостью большой площади электродной пластины, при этом ток через неё ограничивается сопротивлением R_2 , вследствие чего может проходить преимущественно в виде смещения.

Сравнение общей величины сопротивления интерфейса показывает, что для сухих электродов оно значительно выше, чем для гелевых, что ведёт к снижению амплитуды сигнала ЭЭГ. Однако при повышении частоты свыше 100 Гц импеданс сухого электрода снижается за счёт уменьшения реактивного сопротивления, и различия с традиционными контактами становятся менее выраженными [7]. При плотном прилегании и стабильной конструкции сухие ёмкостные электроды способны обеспечивать приемлемую корреляцию с классическими методами регистрации ЭЭГ, достигая значений порядка 0.8–0.9 по основным ритмам [3].

3. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПЕДАНСА

Метод конечных элементов (МКЭ):

В квазистатическом приближении распределение потенциала $\varphi(r)$ удовлетворяет уравнению Лапласа с комплексной проводимостью (8):

$$\nabla \cdot [\sigma(r) + j\omega\epsilon_0\epsilon_r(r)]\nabla\varphi = 0, \quad (8)$$

где $\sigma(r)$ – проводимость среды, для диэлектриков $\sigma(r) = 0$, а член $j\omega\epsilon_0\epsilon_r$ учитывает ёмкостные токи смещения [7]. В области головы (внутренние ткани, влажная дерма) преобладает σ ; в области изолятора и воздуха $\sigma \approx 0$, но ненулевая ϵ_r даёт ёмкостную связь.

Границные условия на поверхности электрода: идеальный проводник с фиксированным потенциалом и отсутствие тангенциального электрического поля внутри металла.

Если известен ток I , стекающий с электрода в голову, то можно определить импеданс как (9)

$$Z = \frac{V_{\text{эл}}}{I}, \quad (9)$$

где $V_{\text{эл}}$ – найденный МКЭ потенциал электрода относительно заземления.

В МКЭ часто используют полную модель электрода (Complete Electrode Model, CEM), вводя граничное условие на электроде (10):

$$j_n = \frac{1}{Z_C} (\varphi_{\text{эл}} - \varphi_{\text{приповерх}}), \quad (10)$$

где j_n – плотность тока через границу, $\varphi_{\text{приповерх}}$ – потенциал ткани под электродом, а Z_C – удельный импеданс контакта.

Для влажного электрода Z_C мало (оммы), для сухого – велико и в основном ёмкостное (11):

$$Z_C \approx \frac{1}{j\omega C_e} \quad (11)$$

Таким образом, МКЭ-моделирование может явно задавать C_e в граничном условии или явно моделировать тонкий диэлектрический слой [7].

Допустим, электрод диаметром 20 мм покрыт диэлектрическим слоем толщиной 1 мм ($\epsilon_n = 4$) и размещается над головой, состоящей из нескольких слоёв: кожи ($\sigma \approx 0.2 \text{ S/m}$, $\epsilon_n \approx 80$), черепа ($\sigma \approx 0.01 \text{ S/m}$) и мозга ($\sigma \approx 0.3 \text{ S/m}$). Численное решение уравнения Лапласа позволяет получить распределение потенциала и точное значение полного сопротивления между электродом и землёй с учётом краевых эффектов. При низкой частоте, около 10 Гц, основная часть импеданса сосредоточена в ёмкостном зазоре. Исследования показывают, что увеличение диаметра электрода, например, от 10 до 30 мм снижает модуль импеданса практически пропорционально площади контакта, а утолщение диэлектрического слоя приводит к резкому росту импеданса и фазового сдвига. Кроме того, уменьшение расстояния до кожи, достижимое с помощью, например, пружинящих шипов, существенно снижает контактное сопротивление, что влияет на

соотношение шумов, вносимых самим интерфейсом и объёмными шумами внутри тела. [7, 8].

4. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ

На импеданс и качество сигнала ёмкостного ЭЭГ-электрода влияет множество конструктивных параметров. Рассмотрим основные из них и обобщим исследования, предлагающие их оптимизацию.

a. Материал электрода

Для ёмкостных электродов важны высокая проводимость и долговременная стабильность материала. Чаще всего используются медные электроды с покрытием из золота или никеля, так как золочение предотвращает коррозию и улучшает биосовместимость. Гибкие печатные платы с медным слоем (~10 мкм) также популярны благодаря технологичности и удобству интеграции.

Современные исследования развивают альтернативные материалы, включая проводящие полимеры, например, PEDOT:PSS, металлизированные ткани и наноматериалы. Эти материалы обеспечивают хорошую проводимость, гибкость и комфорт при длительном ношении, что делает их перспективными для носимых систем. Например, MXene-электроды обладают высокой проводимостью и микропористой структурой, снижая импеданс сухого контакта.

В целом, выбор материала определяется не только проводимостью, но и механическими свойствами: гибкие электроды предпочтительны для комфорtnого ношения, а традиционные металлы остаются стандартом благодаря своей надёжности. [2, 3, 5, 8].

б. Диэлектрик

Диэлектрический слой между электродом и кожей – ключевой элемент, определяющий ёмкость C_e . Основной параметр – диэлектрическая проницаемость ϵ_r : чем она выше, тем больше ёмкость при одинаковой толщине.

На практике используются гибкие полимеры средней проницаемости $\epsilon_r \approx 2.5 - 5$, такие как PDMS (полидиметилсиликсан) и полииimid. PDMS обладает мягкостью, биосовместимостью и простотой формования, но его ϵ_r невысока $\approx 2.5 - 3$. Полииimid имеет более высокую проницаемость ≈ 3.4 и удобен для тонких пленочных конструкций. Например, слои толщиной 30–50 мкм из полииимда или сотни микрон PDMS обеспечивают баланс между ёмкостью и изоляцией.

Альтернативные материалы с высокой ϵ_r , например, керамики или гидрогели, теоретически позволяют увеличить ёмкость, но либо жесткие, либо теряют стабильность. Гибридные решения включают нанокомпозитные PDMS с наполнителями и гидрогели с высокой водной составляющей, однако последние ближе к полусухим электродам из-за ионной проводимости [3, 6].

Оптимальный изолятор должен быть минимально возможной толщины, но при этом гарантировать электрическую изоляцию и механическую стабильность. Обычно толщина выбирается в диапазоне 0.1–0.5 мм, что позволяет увеличить ёмкость при сохранении безопасности и уменьшении влияния неровностей кожи. Дополнительно, нанесение микрорельефа на внутреннюю поверхность изолятора может увеличить эффективную площадь контакта [2, 3, 5, 6, 7].

в. Оптимальные площадь и диаметр электрода

Площадь электрода A напрямую влияет на ёмкость $C_e \propto A$ и, соответственно, на снижение импеданса. Увеличение диаметра – один из наиболее эффективных способов

уменьшить реактивное сопротивление, однако чрезмерное увеличение приводит к ухудшению пространственного разрешения и повышению чувствительности к артефактам движения.

Оптимальный диаметр ёмкостных электродов обычно находится в диапазоне 20–30 мм. Такой размер обеспечивает баланс между снижением импеданса и сохранением пространственного разрешения. Например, увеличение диаметра с 10 мм до 20 мм уменьшает импеданс примерно в 4 раза. Электроды размером 30 мм показывают корреляцию до 90% с традиционными контактными электродами, но при этом становятся более восприимчивыми к движениям.

Для уменьшения импеданса без чрезмерного увеличения размера применяют многосегментные конструкции. Например, гибкие «лепестковые» электроды адаптируются к форме головы, обеспечивая лучший контакт. Также возможны схемы с объединением нескольких средних электродов для снижения шума и сопротивления.

В итоге, диаметр 20–30 мм является оптимальным компромиссом между низким импедансом, пространственным разрешением и механической стабильностью [3, 5, 6, 8].

г. Усилитель

Для ёмкостных электродов критически важно использование усилителя с ультравысоким входным сопротивлением $\geq 1\text{--}10 \text{ ГОм}$ и низким уровнем шума $< 2 \mu\text{V RMS}$. Это позволяет компенсировать высокий импеданс электрод/кожа и минимизировать потери сигнала.

В современных системах используются активные электроды, где миниатюрный буферный усилитель размещается непосредственно на электроде. Это снижает влияние наводок и улучшает отношение сигнал/шум. Для таких решений применяются усилители с FET-входом, например, операционные усилители ОРАх с JFET или специализированные чипы вроде ADS1299 от Texas Instruments.

Ключевые параметры усилителя:

- входное сопротивление: $\geq 1 \text{ ГОм}$, желательно 10 ГОм и выше;
- шум: $< 1\text{--}2 \mu\text{V RMS}$ на полосу ЭЭГ;
- входная ёмкость: минимальная, чтобы избежать шунтирования сигнала;
- минимальный входной ток смещения, чтобы предотвратить дрейф и зарядку входного конденсатора;
- широкий динамический диапазон, позволяющий компенсировать медленные изменения ёмкости и статические заряды.

Для улучшения характеристик могут использоваться *chopper*-усилители, снижающие $1/f$ шум на низких частотах и *bootstrapping*, повышающий входное сопротивление. Также вводится система DRL (Driven Right Leg) – специальный электрод, который снижает уровень общих помех и стабилизирует потенциал тела.

Таким образом, активные усилители с ультравысоким входным сопротивлением и низким шумом являются стандартом для ёмкостных ЭЭГ-электродов, обеспечивая надёжную запись сигналов даже в условиях движения [3, 4, 5, 6].

д. Экранирование и защита от помех

Ёмкостные электроды уязвимы к электромагнитным помехам из-за высокого импеданса. Эффективное экранирование помогает защитить сигнал от наводок и уменьшить паразитные ёмкости, которые могут шунтировать полезный сигнал.

Наиболее эффективный метод – активное экранирование, при котором экран поддерживается на том же потенциале, что и вход усилителя. Это минимизирует ток утечки через паразитную ёмкость.

- Вокруг электрода размещается проводящее кольцо, подключённое к выходу буферного усилителя. Такая схема снижает влияние внешних электростатических полей.
- Кабели также экранируются по схеме driven shield, где внешняя оплётка поддерживается на том же потенциале, что и сигнальный проводник, предотвращая утечку сигнала.

Дополнительно используют пассивные экраны – например, экранирующие пластины между электродом и окружающей средой. Это снижает влияние радиочастотных и сетевых 50/60 Гц помех.

Для защиты от статического электричества применяют:

- высокоомные резисторы для разрядки накопленного заряда;
- ограничивающие диоды на входе усилителя, предотвращающие перегрузки.

Современные системы используют металлизированные ткани для экранирования, а в лабораторных условиях применяются экранирующие сетки или фольга.

В целом, комбинация активного экранирования, пассивной защиты и правильного выбора материалов позволяет снизить уровень помех на 20–30%, обеспечивая стабильную работу ёмкостных электродов [3, 4].

Такой интегрированный подход позволяет создать высококачественные и стабильные ёмкостные электроды для асинхронных ИМК с оптимальным соотношением между импедансом, сигналом и устойчивостью к внешним помехам.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённое математическое моделирование импедансных характеристик ёмкостных электродов для ЭЭГ показало, что основными факторами, определяющими эффективность работы интерфейса, являются конструктивные параметры электрода, свойства диэлектрического слоя и особенности схемы усиления. Численное моделирование методом конечных элементов продемонстрировали, что увеличение площади контакта и уменьшение толщины изолятора существенно снижают реактивное сопротивление, а использование усилителей с ультравысоким входным сопротивлением позволяет компенсировать высокое импедансное сопротивление интерфейса.

Полученные результаты подтверждают перспективность применения ёмкостных электродов в асинхронных нейроинтерфейсах мозг-компьютер, позволяя обеспечить качественную регистрацию ЭЭГ-сигналов при соблюдении оптимальных конструктивных условий.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Liu Q. et al. The feature, performance, and prospect of advanced electrodes for electroencephalogram //Biosensors. – 2023. – Т. 13. – №. 1. – С. 101.
2. Hsieh J. C. et al. A highly stable electrode with low electrode-skin impedance for wearable brain-computer interface //Biosensors and Bioelectronics. – 2022. – Т. 218. – С. 114756.
3. Yuan H. et al. State of the art of non-invasive electrode materials for brain-computer interface //Micromachines. – 2021. – Т. 12. – №. 12. – С. 1521.
4. Shad E. H. T., Molinas M., Ytterdal T. Impedance and noise of passive and active dry EEG electrodes: a review //IEEE Sensors Journal. – 2020. – Т. 20. – №. 24. – С. 14565-14577.
5. Tseghai G. B. et al. Hook fabric electroencephalography electrode for brain activity measurement without shaving the head //Polymers. – 2023. – Т. 15. – №. 18. – С. 3673.

6. Damalerio R. B. et al. Development of Low-Contact-Impedance Dry Electrodes for Electroencephalogram Signal Acquisition //Sensors. – 2023. – T. 23. – №. 9. – C. 4453.
7. Yang L. et al. Insight into the contact impedance between the electrode and the skin surface for electrophysical recordings //ACS omega. – 2022. – T. 7. – №. 16. – C. 13906-13912.
8. Erickson B. et al. Evaluating and benchmarking the EEG signal quality of high-density, dry MXene-based electrode arrays against gelled Ag/AgCl electrodes //Journal of neural engineering. – 2024. – T. 21. – №. 1. – C. 016005.

REFERENCES

1. Liu, Q., et al. The feature, performance, and prospect of advanced electrodes for electroencephalogram. // Biosensors, 2023, Vol. 13, No. 1. – P. 101.
2. Hsieh, J. C., et al. A highly stable electrode with low electrode-skin impedance for wearable brain-computer interface. // Biosensors and Bioelectronics, 2022, Vol. 218. – P. 114756.
3. Yuan, H., et al. State of the art of non-invasive electrode materials for brain–computer interface. // Micromachines, 2021, Vol. 12, No. 12. – P. 1521.
4. Shad, E. H. T., Molinas, M., Ytterdal, T. Impedance and noise of passive and active dry EEG electrodes: a review. // IEEE Sensors Journal, 2020, Vol. 20, No. 24. – Pp. 14565-14577.
5. Tseghai, G. B., et al. Hook fabric electroencephalography electrode for brain activity measurement without shaving the head. // Polymers, 2023, Vol. 15, No. 18. – P. 3673.
6. Damalerio, R. B., et al. Development of Low-Contact-Impedance Dry Electrodes for Electroencephalogram Signal Acquisition. // Sensors, 2023, Vol. 23, No. 9. – P. 4453.
7. Yang, L., et al. Insight into the contact impedance between the electrode and the skin surface for electrophysical recordings. // ACS Omega, 2022, Vol. 7, No. 16. – Pp. 13906-13912.
8. Erickson, B., et al. Evaluating and benchmarking the EEG signal quality of high-density, dry MXene-based electrode arrays against gelled Ag/AgCl electrodes. // Journal of Neural Engineering, 2024, Vol. 21, No. 1. – P. 016005.

ВОПРОСЫ ПОВЫШЕНИЯ АВТОНОМНОСТИ ЭНЕРГОНАСЫЩЕННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Д.В. Каркоцкий

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
г. Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассматривается возможность улучшения энергоэффективности средств автономного электроснабжения (САЭС) в целях повышения автономности радиотехнических систем военного назначения. Предложен вариант применения САЭС в составе единой унифицированной платформы, позволяющий обеспечить номинальный режим работы первичного источника при резкопеременном графике нагрузки. Приводится оценка энергоэффективности применения САЭС в составе единой унифицированной платформы.

Ключевые слова: автономность, средства автономного электроснабжения, единая универсальная платформа, энергоэффективность, продолжительность непрерывной работы.

QUESTIONS OF INCREASE THE AUTONOMY OF ENERGY-SATURATED RADIO ENGINEERING SYSTEMS FOR MILITARY PURPOSES

D.V. Karkotsky

Education establishment «Military academy of Republic of Belarus»
Minsk, Republic of Belarus

Abstract. Possibility of improvement of power efficiency of means of independent power supply (SAES) with a view of increase of autonomy of radio engineering military-oriented systems is considered. The option of application of SAES as a part of the uniform unified platform, allowing to provide a nominal operating mode of primary source is offered at the rezkoperemenny production schedule. The assessment of power efficiency of application of SAES as a part of the uniform unified platform is given.

Keywords: autonomy, means of independent power supply, uniform universal platform, power efficiency, duration of continuous work.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современный характер вооруженных конфликтов свидетельствует о повышении возможностей по обеспечению ситуационной осведомленности командиров разного уровня, что основано на высоком уровне развития информационных, машиностроительных, военных и др. технологий. Как следствие, реализация поставленных целей приводит к увеличению энерговооруженности радиотехнических систем военного назначения. В результате в рамках выполнения поставленных задач в условиях максимальной автономности, что продиктовано современным характером вооруженных конфликтов, очевидна необходимость совершенствования концепции построения современных изделий военного назначения, в частности, телекоммуникационных систем. Современные телекоммуникационные системы состоят из систем горизонтирования, антенно-мачтовых устройств, средств автоматизации, средств связи, систем жизнеобеспечения и т.п., установленных на одной транспортной

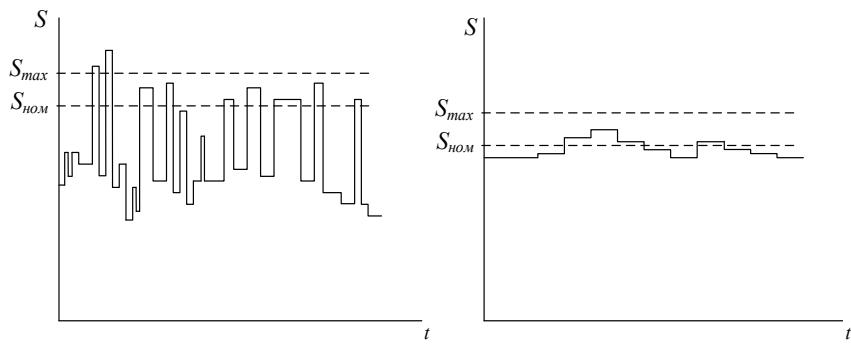
единице, что способствует повышению возможностей выполняемых задач. Однако такое разнообразие устройств формирует набор разнородных потребителей электроэнергии с резкопеременным графиком нагрузки, что негативно сказывается на энергоэффективности, надежности и т.п. средств автономного электроснабжения (САЭС) и, как следствие, всего изделия в целом. В результате возникает необходимость актуализации существующих требований к построению САЭС военного назначения.

Под САЭС следует понимать совокупность электромеханических, электрохимических, возобновляемых источников электроэнергии и другого электротехнического оборудования, которая обеспечивает ее производство и распределение в установленные сроки требуемого количества и качества в условиях независимого функционирования войск (вооружения и военной техники, военных объектов и личного состава) от централизованной электросети. В качестве одного из требований, характеризующих возможности повышения автономности выполнения задач по предназначению, будет рассмотрен показатель «продолжительность непрерывной работы» САЭС, увеличение которого определяется, в первую очередь, их энергоэффективностью, а также энергоооруженностью радиотехнических систем, алгоритмами и условиями их функционирования. При этом возникает противоречие, заключающееся в невозможности снижения энергоооруженности рассматриваемых энергонасыщенных систем, поскольку это неизбежно приведет к снижению эффективности выполнения поставленных задач по предназначению в полном объеме. На основании этого целесообразно рассмотреть возможность повышения автономности радиотехнических систем за счет улучшения энергоэффективности САЭС.

Целью настоящего доклада является определение возможности повышения автономности энергонасыщенных радиотехнических систем путем улучшения энергоэффективности САЭС за счет применения усовершенствованной архитектуры ее построения.

2. ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМАТИКИ И ПОДХОДА К РЕШЕНИЮ

Существующие технологические возможности позволяют обеспечить относительно высокие энергетические показатели приводных двигателей и генераторов, но при этом не всегда принимается во внимание негативное влияние нагрузки на эксплуатационные показатели источника. Так, частое изменение состава разнородных потребителей электроэнергии, их циклическое или одновременное функционирование с резкопеременным характером нагрузки (рисунок 1а) от одного источника ограниченной мощности приводят к увеличению установленной мощности САЭС в 1,5–2 раза [1], как следствие, к их эксплуатации большую часть времени в недогруженном и на неустановившихся режимах работы. В результате снижается коэффициент использования установленной мощности САЭС и износстойкость отдельных деталей, как следствие, ухудшается КПД приводного двигателя, увеличивается расход топлива и снижается моторесурс. Для предотвращения этого необходимо сокращать интервалы проведения технического обслуживания, что неизбежно влечет отрыв личного состава от выполнения задач по предназначению, а также способствует увеличению эксплуатационных затрат. Перечисленные факторы являются определяющими в снижении энергоэффективности САЭС и, как следствие, автономности всего изделия в целом.



а) – резкопеременный; б) – равномерный

Рис. 1. Типовые графики нагрузки радиотехнических систем военного назначения

Кроме этого, анализ применения САЭС при электроснабжении разнородных потребителей особенно при резкопеременном характере токопотребления показал невозможность обеспечения в полной мере штатным электротехническим оборудованием требуемых параметров качества электроэнергии ввиду возникновения скачков, просадок, искажения формы синусоидального напряжения вследствие недостаточного внимания, уделяемого согласованию режимов функционирования САЭС и потребителей электроэнергии [Ошибка! Источник ссылки не найден.]. Все это, в конечном итоге, способствует снижению устойчивости работы САЭС, что создает условия, которые негативно сказываются на показателях надежности и автономности радиотехнических систем. Так, несоответствие параметров качества питающего напряжения предъявляемым требованиям в радиолокационной аппаратуре приводит к ухудшению по показателю чувствительности, что негативно сказывается на качестве передаваемой информации, в электротехническом оборудовании сокращается срок службы изоляции кабельных линий и электрических машин, в приводном оборудовании снижается электромагнитный момент на валу двигателей и т.д.

В целях удешевления принимаемых на вооружение радиотехнических и др. сложных систем существует практика их комплектования САЭС народнохозяйственного назначения. Для того, чтобы повысить их устойчивость функционирования, предлагается создание единой унифицированной платформы САЭС, применение которой возможно в составе изделий ВВТ.

Положительный эффект применения такой платформы будет получен за счет дооснащения САЭС электростатическими преобразователями и буферным накопителем электроэнергии, которые позволят эксплуатировать источник в номинальном режиме работы, тем самым улучшить динамические характеристики приводного двигателя САЭС, что позволит повысить показатели автономности всего изделия, а также снизить искажения напряжения и частоты на выходе генератора, увеличить моторесурс и снизить уровень шума САЭС.

На основании этого, а также учитывая современный уровень развития технологий, предлагается максимально реализовать возможности САЭС в формате модульного принципа построения, который повысит ремонтопригодность, что, в конечном итоге, будет способствовать снижению затрат на всех стадиях жизненного цикла САЭС.

Следует отметить, что стоимость любой энергоустановки определяется в основном затратами на ее изготовление и функционирование, что предполагает разработку конструкции, производство оборудования, эксплуатацию и техническое обслуживание. Многие из этих составляющих зависят от массовости производства и унификации изготавливаемого оборудования. Таким образом, разработка унифицированной САЭС модульного типа позволит снизить затраты на всех периодах существования средств

автономного электроснабжения, что подтверждает актуальность поставленной задачи.

Для реализации данной концепции обобщенная структура единой унифицированной платформы САЭС модульного типа представлен на рисунке 2 и состоит из:

приводного модуля (ПМ), обеспечивающего вращение генератора;

генерирующего модуля (ГМ), вырабатывающего электроэнергию;

защитно-распределительного модуля (ЗРМ), обеспечивающего безопасную эксплуатацию ЭА и распределение электроэнергии между потребителями;

буферного модуля (БМ), задачей которого является снижение негативного влияния резкопеременного графика нагрузки;

компенсирующего модуля (КМ), обеспечивающего высокое качество питающего напряжения;

преобразующего модуля (ПрМ), позволяющего подключать потребителей, требующих иные параметры электроэнергии по роду тока, напряжению и частоте;

модуля гарантированного питания (МГП), обеспечивающий надежное электроснабжение потребителей I категории;

модуля плавного пуска (МПП), который позволяет снизить пусковые токи при запуске двигательной нагрузки;

модуля управления, обеспечивающего контроль состояния отдельных модулей и протекающих в них процессов, а также адаптивное управление элементами единой унифицированной платформы САЭС. Учитывая, что особенностью эксплуатации приводного двигателя является резкое и частое изменение нагрузочного режима, при этом изменение скоростного режима недопустимо, задачей модуля управления, кроме всего прочего, является перераспределение потоков энергии для обеспечения устойчивого функционирования единой унифицированной платформы САЭС.

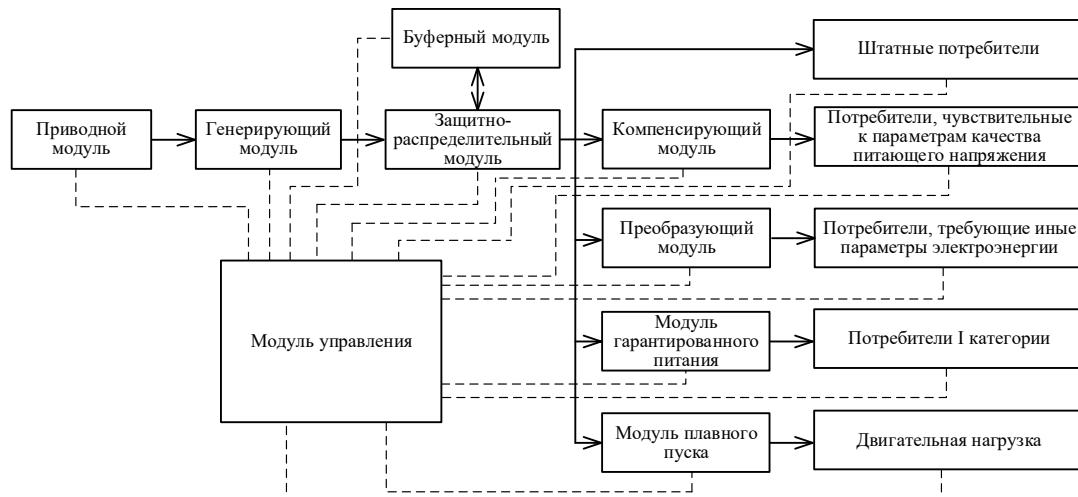


Рис. 2. Обобщенная структура единой универсальной платформы средств автономного электроснабжения военного назначения

Следует отметить, что для обеспечения надежного электроснабжения какого-либо радиотехнического подразделения приходится использовать разнотипные маломощные электростанции: осветительную, зарядную, силовую, которые обеспечивают функционирование разнородных потребителей электроэнергии. В результате усложняются мероприятия по их эксплуатации и ремонту, увеличивается количество обслуживающего личного состава, неизбежно отвлекаемого от выполнения боевых задач, кроме этого, маломощным электроагрегатам характерна низкая надежность и

экономичность. В случае применения единой универсальной платформы САЭС разнородные потребители будут обеспечены электроэнергией путем доукомплектования САЭС отдельными унифицированными модулями. Так как применение единой универсальной платформы САЭС предполагает группировку разнородных потребителей в отдельные энергетические каналы, то это позволит минимизировать риски перегрузок и обеспечить работоспособность системы при выходе из строя какого-либо энергетического канала, тем самым повысить надежность САЭС и снизить суммарную установленную мощность.

Наряду с этим такая архитектура построения САЭС сочетает технологии высокоеффективного преобразования энергии, управление электроснабжением оборудования и аккумулирования энергии в одном изделии, что позволит сделать средства автономного электроснабжения многофункциональными, обеспечивающими электроэнергией разнородных потребителей с требуемыми параметрами качества. Все это позволит адаптировать САЭС под изменяющиеся потребности нагрузки и согласовать режим функционирования источника электроэнергии с потребителями, что обеспечит устойчивое функционирование в номинальном режиме работы САЭС, тем самым повысит ее энергоэффективность.

При этом преобразующий и стабилизирующий модули, модули гарантированного питания и плавного пуска должны быть выполнены одинакового типоразмера, быстроъемными и предусматривать возможность наращивания суммарной мощности путем установки в заранее подготовленные ячейки для однотипных модулей, подключенных к общей шине. Кроме того, перечисленные модули должны быть составными, взаимозаменяемыми, унифицированы по единым конструктивным решениям, изготовлены на единой платформе и исключать скрытые возможности.

3. ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СРЕДСТВ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ЕДИНОЙ УНИФИЦИРОВАННОЙ ПЛАТФОРМЫ

Одним из возможных способов повышения автономности радиотехнических систем военного назначения является увеличение продолжительности непрерывной работы путем повышения энергоэффективности САЭС. Оценку энергоэффективности и определение потенциальных возможностей ее повышения предлагаемой единой унифицированной платформы САЭС целесообразно провести при помощи многопараметровой характеристики на приводные двигатели из состава САЭС. Однако ввиду того, что в технической документации на приводные двигатели отсутствуют такие характеристики, необходимо получить трехмерную зависимость расхода топлива от тока нагрузки и частоты генерируемого напряжения одного наиболее широко распространённого САЭС военного назначения. Для проведения эксперимента был выбран электроагрегат АБ-1-О/230. Схема экспериментальной установки представлена на рисунке 3.

В данном эксперименте были получены сведения по расходу топлива в различных режимах работы электростанции. Для контроля частоты выходного напряжения использовался осциллограф (GDS-810S). Ток обмотки возбуждения поддерживался неизменным задающим генератором (RFT 3217). На выходе генератора для снятия показаний тока и напряжения на нагрузке подключены соответственно прибор комбинированный РА1 (Ц4340) и мультиметр PV1 (DT-99C). Расход топлива точно контролировался специально разработанным указателем уровня (УУТ) и усреднялся по трем отсчетам. Интервал времени для измерения расхода топлива был определен 300 с.

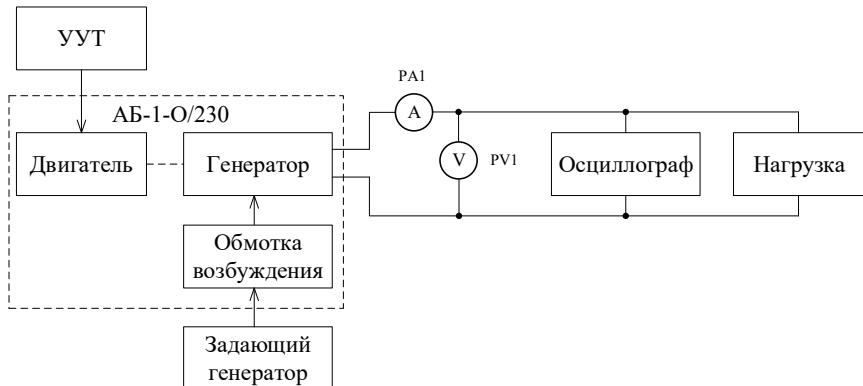


Рис. 3. Схема экспериментальной установки для получения топливно-энергетических характеристик электроагрегата АБ-1-О/230

Полученные в результате проведенных исследований топливно-энергетические характеристики представлены на рисунке 4. Траектория рабочей точки, отражающей расход топлива при изменении тока нагрузки и фиксированной частоте выходного напряжения 50 Гц выделена красным цветом.

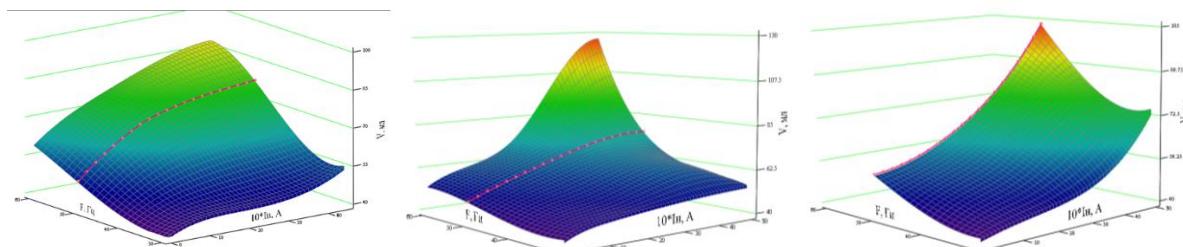


Рис. 4. Топливно-энергетические характеристики электроагрегата АБ-1 О/230 при токах возбуждения 3 A; 3,5 A и 4 A

Кроме этого в ходе эксперимента также были получены осциллограммы напряжения при различных токах нагрузки (рисунок 5).

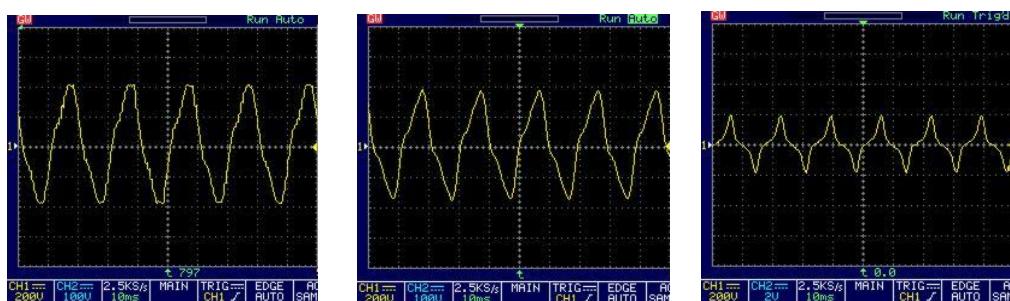


Рис. 5. Временные диаграммы выходного напряжения генератора ГАБ-1-О/230 при токах нагрузки 3 A; 3,36A и 4,3 A

Анализ полученных зависимостей и осциллограмм показывает:

при токе возбуждения генератора 3,5 A эффект экономии топлива наблюдается при нагрузке электроагрегата до 70% от номинальной мощности и составляет от 10 – 25%;

при токе возбуждения 4 A и нагрузке электроагрегата до 60% от номинальной мощности экономия топлива составляет 20 – 40%, а при нагрузке макета выше 60% от номинальной мощности экономия составляет 10 – 20%;

полученная кривая топливно-энергетической характеристики имеет линейный

характер до 80% от номинальной мощности и резко увеличивается при максимальной нагрузке;

при чисто активной нагрузке и генерируемой мощности близкой к максимальному значению коэффициенты искажения синусоидальности кривой напряжения и 3-й гармонической составляющей существенно превышают предельнодопустимые значения и составляет более 27% и 16% соответственно, что обусловлено насыщением магнитопровода электрической машины при больших токах якоря. Наличие в спектре выходного напряжения значительных высших гармоник требует со стороны потребителя дополнительных мер по поддержанию параметров качества питающего напряжения в заданных пределах;

на выходе генератора при отключенных цепях автоматической регулировки может устойчиво формироваться синусоидальное напряжение частотой от 25 до 70 Гц и амплитудой от 90 до 400 В. Применение корректора коэффициента мощности и инвертора на выходе агрегата позволит более эффективно использовать потенциальные возможности электроагрегата в среднем на 25 – 30%.

С учетом характера токопотребления для обеспечения максимальной энергоэффективности в составе единой универсальной платформы достаточно использовать буферный модуль, компенсирующий модуль и модуль плавного пуска. Оценка энергоэффективности предлагаемой единой унифицированной платформы САЭС проведена на основании полученных топливно-энергетических характеристик электроагрегата АБ-1 О/230, путем вычисления количества потребляемого топлива при резкопеременном (рисунок 1а) и равномерном (рисунок 1б) графиках нагрузки.

В результате оценки численных значений потребляемого топлива для приведенных графиков нагрузки определена возможность повышения энергоэффективности САЭС военного назначения в составе единой унифицированной платформы не менее чем на 10%, что позволит улучшить автономность радиотехнических систем путем увеличения продолжительности непрерывной работы без дозаправки не менее чем на 11% по сравнению с несогласованным режимом работы источника с потребителями.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение средств автономного электроснабжения военного назначения в составе единой унифицированной платформы позволяет обеспечить функционирование первичного источника электроэнергии в наиболее экономичном режиме, благодаря чему приводной двигатель функционирует в режимах его наибольшей эффективности, что позволяет увеличить продолжительность непрерывной работы радиотехнических систем. Также согласование режимов работы источника с потребителями обеспечивает повышение коэффициента использования установленной мощности САЭС путем их функционирования в номинальных режимах. Это позволяет существенно снизить риск образования нагара в цилиндрах и снижения износа отдельных деталей, тем самым повысить ресурс САЭС, снизить объем технического обслуживания и вероятность внезапного ремонта. Кроме этого, улучшение параметров качества напряжения будет способствовать повышению надежности функционирования всего изделия ВВТ в целом. Все это позволит повысить устойчивость работы САЭС и улучшить автономность радиотехнических систем путем согласования режимов функционирования источника электроэнергии с потребителями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Требования к унифицированным модулям питания для систем электроснабжения мобильных объектов [Электронный ресурс] / Научно-производственный центр

- «Технологическая лаборатория». – РФ, 2015. – Режим доступа:
<http://www.techlab.ru/pub>. – Дата обращения к ресурсу: 10.07.2024.
2. Разработка облика системы активной компенсации реактивной мощности и мощности искажений для перспективных, энергосберегающих систем электроснабжения автономных объектов военного назначения : отчет о НИР / Воен. академ. Респ. Беларусь ; рук. А. Н. Малашин. – Минск, 2011. – 83 с.

REFERENCES

1. Requirements to the unified modules of a food for systems of power supply of mobile objects [An electronic resource] / the Research and production center «Technological laboratory». - Russian Federation, 2015. - Access mode: <http://www.techlab.ru/pub>. - Access date: 7/10/2024.
2. Development of shape of system of active compensation of jet capacity and capacity of distortions for perspective, energy saving systems of power supply of independent military-oriented objects: report on NIR / Voyen. akady. Resp. Belarus; hands. A.N. Malashin. - Minsk, 2011. - 83 pages.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ГРУНТОВОЧНЫМИ МАТЕРИАЛАМИ АЛЮМООКСИДНЫХ ОСНОВАНИЙ ДЛЯ СИЛОВЫХ И СВЧ ЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ

Д. Л. Шиманович

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

Аннотация. Изучено влияние технологических приемов и режимов электрохимического анодирования Al-сплава АМГ-2М и заполнения пористых каналов Al_2O_3 -покрытий диэлектрическими грунтовочными материалами (электроизоляционным кремнийорганическим лаком КО-921 и полиимидным лаком АД-9103) на параметры интегрированной теплопроводности многослойных алюмооксидных оснований, модифицированных органическими грунтовочными наполнителями. Продемонстрировано увеличение интегрированной теплопроводности таких алюмооксидных оснований по сравнению с немодифицированными и негрунтованными покрытиями, которые не отличались значениями толщины Al_2O_3 и Al. Установлено, что максимальные значения интегрированной теплопроводности ($\sim 90 \text{ Вт}/\text{м}\cdot\text{К}$ и $\sim 87 \text{ Вт}/\text{м}\cdot\text{К}$) характерны для модифицированных структурных систем «Al- Al_2O_3 » (Al ~ 3 мм; $\text{Al}_2\text{O}_3 \sim 50 \mu\text{м}$), прошедших одностадийное уплотнение грунтовочными наполнителями АД-9103 и КО-921 соответственно.

Ключевые слова: алюминий, электрохимическое анодирование, пористый оксид алюминия, грунтовочный материал, интегрированная теплопроводность.

STUDY OF INTEGRATED THERMAL CONDUCTIVITY OF ALUMINA BASES MODIFIED WITH DIELECTRIC FILLING MATERIALS FOR POWER AND MICROWAVE ELECTRONIC MODULES

D. L. Shimanovich

Belarussian state university of informatics and radioelectronics (BSUIR), Minsk, Belarus

Abstract. The influence of technological methods and regimes of AMG-2M alloy electrochemical anodizing and Al_2O_3 coatings porous channels filling by dielectric materials (electrical organosilicon varnish KO-921 and polyimide varnish AD-9103) on the integrated thermal conductivity parameters of multilayer alumina bases modified by organic sealing materials was studied. An increase in the integrated thermal conductivity of such alumina bases as compared to unmodified and unsealing coatings, which did not differ in the thicknesses of Al_2O_3 and Al, was demonstrated. It has been established that the maximum values of the integrated thermal conductivity ($\sim 90 \text{ W}/\text{m}\cdot\text{K}$ and $\sim 87 \text{ W}/\text{m}\cdot\text{K}$) are typical for the modified structural systems «Al- Al_2O_3 » (Al ~ 3 mm; $\text{Al}_2\text{O}_3 \sim 50 \mu\text{m}$) that have undergone one-stage sealing by AD-9103 and KO-921, respectively.

Keywords: aluminium, electrochemical anodizing, porous alumina, sealing material, integrated thermal conductivity

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что основой конструкции силовых и СВЧ электронных модулей является диэлектрическая подложка, которая должна обеспечивать не только размещение пленочных пассивных и навесных активных элементов, но и сама должна

служить функциональной частью при распространении силовых и СВЧ сигналов. Такие подложки должны обладать высоким качеством обработки поверхности, высокой плоскостью, механической прочностью, термоустойчивостью при нагревании до высоких температур, высокой теплопроводностью, химической инертностью, температурным коэффициентом линейного расширения (ТКЛР), по возможности близким к ТКЛР формируемым слоев для совместимости с процессами осаждения пленок для создания коммутационных элементов [1-2].

Использование механически прочных Al-оснований с диэлектрическим слоем Al_2O_3 , полученным с одной стороны в результате электрохимического процесса анодирования, является весьма перспективным, если учесть тот фактор, что вторая неокисленная сторона таких оснований служит сплошным металлизированным экраном либо радиатором с теплоотводом.

Анализ литературных данных и предварительные исследования [3–8] свидетельствуют о существенном влиянии условий электрохимического анодирования и структурно-морфологических параметров анодного Al_2O_3 на функциональные характеристики и качество формируемых покрытий. Поэтому, благодаря возможности контроля размера пор, регулирования химическим составом слоев, модификации каналов пор и поверхности пропитывающими материалами и наполнителями, пористые структуры анодного Al_2O_3 представляют большой потенциал для формирования покрытий на несущем алюминии с оптимизированными параметрами теплопроводности и теплоотвода, которые могут быть использованы для силовых и СВЧ электронных модулей.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В качестве вариантов тестовых образцов были представлены основания из Al-сплава АМГ-2М размером 48×60 мм, толщиной 1–3 мм с анодными Al_2O_3 -покрытиями различной толщины (~ 50 – 100 мкм), сформированными при различных технологических режимах и модифицированными различными органическими грунтовочными материалами (электроизоляционным кремнийорганическим лаком КО-921 и полиимидным лаком АД-9103).

Химическое обезжикивание исходных Al-оснований осуществлялось в бензине нефрас и в хромовой смеси $\text{CrO}_3 : \text{H}_2\text{SO}_4$ (1:100) в течение ~ 2 – 3 мин. Термоотжиг Al проводился при $T \sim 300$ °C в течение 2 ч, а терморехтовка Al-оснований осуществлялась на механическом прессе с усилием сжатия $\sim 2 \cdot 10^5$ кг/см² при $T \sim 100$ °C. Химическое травление дефектного слоя Al проводилось в 5 %-ном водном растворе щелочи NaOH при $T \sim 45$ – 50 °C в течение ~ 10 мин, а химическая полировка – в растворе $\text{H}_3\text{PO}_4 : \text{HNO}_3$ (8:1) при $T \sim 85$ °C в течение ~ 3 – 5 мин.

Далее проводилось электрохимическое анодирование Al-оснований в 3; 5; 7 %-ных водных растворах щавелевой кислоты ($\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$) в потенциостатических режимах при постоянных напряжениях формовки $U \sim 50$; 60; 70 В до формирования Al_2O_3 -покрытий толщиной ~ 50 – 100 мкм. Существовали варианты тестовых образцов, подвергнутых влиянию дополнительных операций модификации пор химическим травлением в 5 %-ной H_3PO_4 при $T \sim 40 \pm 3$ °C в течение $t \sim 13$ мин до операций грунтовки и порозаполнения Al_2O_3 .

Заполнение пористой структуры Al_2O_3 электроизоляционным кремнийорганическим лаком КО-921 осуществлялось в ультразвуковой ванне при частоте ~ 20 – 40 кГц при максимальной мощности $\sim 0,5$ кВт при температуре ~ 30 °C в течение ~ 20 мин. Этот технологический прием проводился в 1–3 цикла, а после заполнения излишки лака с поверхности снимались ракелем и обрабатывались раствором толуола. Многостадийная термообработка с целью полимеризации лака КО-

921 проводилась при следующих температурных режимах: 1) $T \sim 100$ °C (нагрев ~45 мин, выдержка ~10 мин); 2) $T \sim 170$ °C (нагрев ~40 мин, выдержка ~30 мин); 3) $T \sim 200$ °C (нагрев ~5 мин, выдержка ~30 мин); 4) $T \sim 280$ °C (нагрев ~60 мин, выдержка ~90 мин).

Заполнение пористых каналов Al_2O_3 полиимидным лаком АД-9103 проводилось либо погружением в растворы полиимидных лаков, либо нанесением слоев на Al_2O_3 -поверхность и центрифугированием. Полиимидная имидизация осуществлялась термически при варьировании температуры и времени выдержки в пределах определенных диапазонов: 1) $T \sim 100\text{--}120$ °C (~15–30 мин); 2) $T \sim 160\text{--}180$ °C (~30–60 мин); 3) $T \sim 250\text{--}270$ °C (~30–60 мин).

На рисунке 1 представлены температурные профили многостадийной обработки алюмооксидных покрытий для полимеризации и имидизации грунтовочных материалов на основе кремнийорганических (КО-921) или полиимидных (АД-9103) лаков.

Для определения толщины Al_2O_3 -слоев применялся толщиномер UNI-T UT342. Измерения интегрированной теплопроводности тестовых образцов со структурной системой «несущий Al – Al_2O_3 -покрытие» проводились на стандартном приборе ИТ-Л-400, позволяющем определять значения теплопередачи в диапазоне температур от 15 до 150 °C. В качестве смазки использовалось силиконовое масло. Следует заметить, что тестовые образцы должны были обладать высокой плоскопараллельностью сторон, т.к. воздушные зазоры приводят к существенному занижению показаний коэффициента теплопроводности.

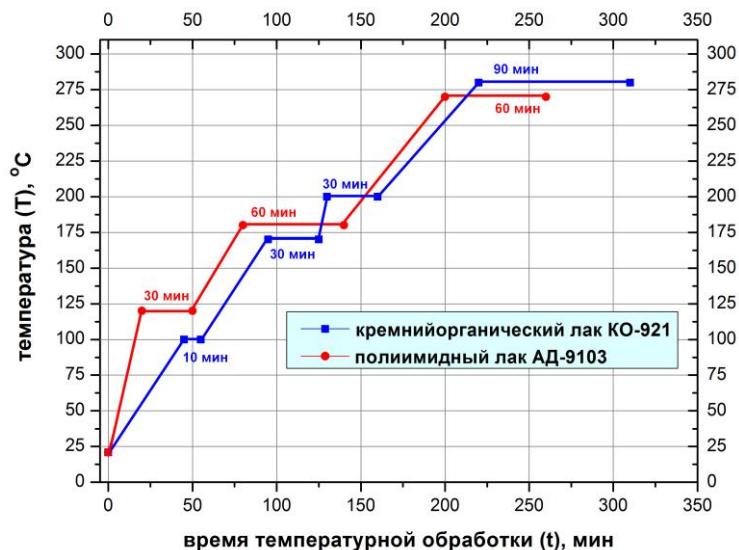


Рис. 1. Температурные профили многостадийной обработки алюмооксидных покрытий для полимеризации и имидизации грунтовочных материалов.

В ходе проведения научных исследований был проведен сравнительный анализ значений коэффициента интегрированной теплопроводности алюмооксидных покрытий на несущих алюминиевых основаниях в зависимости от технологических режимов и приемов формирования, структурно-морфологических параметров диэлектрических Al_2O_3 -покрытий и методов модификации и заполнения пористой структуры двумя видами органических грунтовочных материалов (электроизоляционным кремнийорганическим лаком КО-921 и полиимидным лаком АД-9103).

Первоначально была установлена зависимость коэффициента интегрированной теплопроводности в структурной системе «Al-Al₂O₃» от толщины Al-оснований из АМГ-2М (рисунок 2 (а)) и от толщины немодифицированных и негрунтованных

алюмооксидных покрытий (рисунок 2 (б)), сформированных в 3–7 %-ной $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ при $U=50\text{--}70 \text{ В}$.

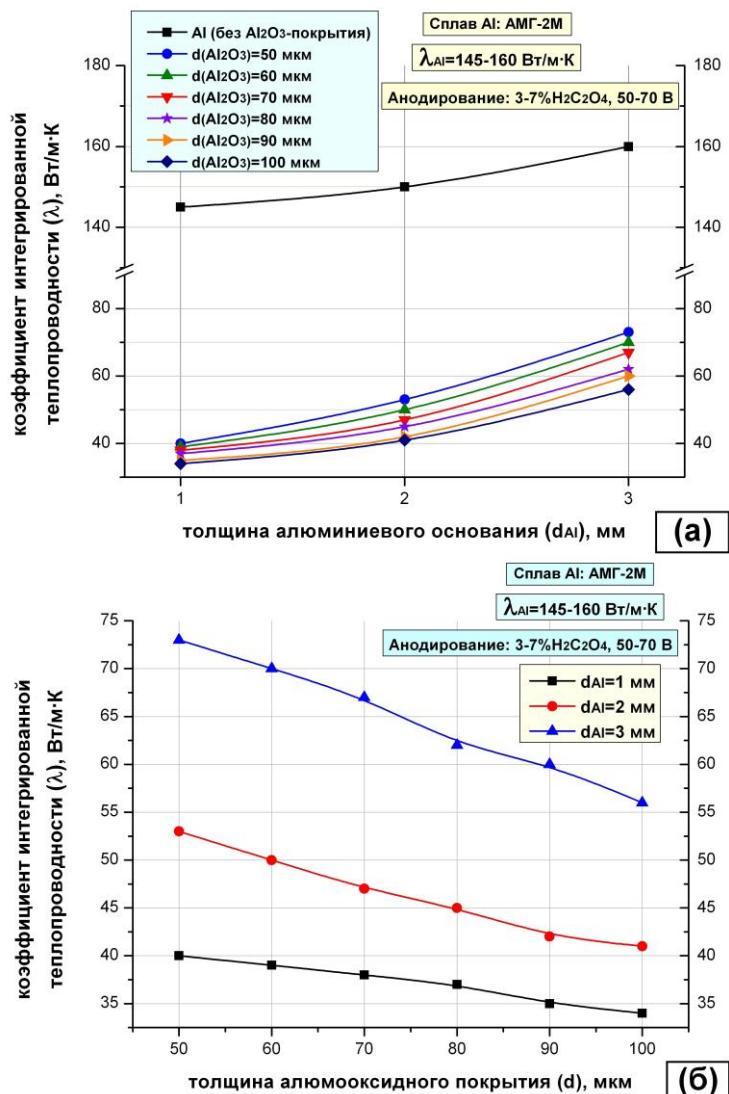


Рис. 2. Зависимость коэффициента интегрированной теплопроводности в структурной системе «Al-Al₂O₃» от толщины оснований из Al-сплава АМГ-2М (а) и толщины анодных алюмооксидных покрытий (б).

Было показано, что с увеличением толщины несущего Al от 1 мм до 3 мм и с уменьшением толщины Al₂O₃-слоев от ~100 до ~50 мкм происходит увеличение параметров теплопередачи. Было продемонстрировано, что значения коэффициента теплопроводности в системе «Al-Al₂O₃» для варианта Al-сплава толщиной 2 мм варьировались в пределах от ~41 до ~53 Вт/м·К, а толщиной 3 мм – от ~56 до ~73 Вт/м·К при изменении значений толщины Al₂O₃ от ~100 до ~50 мкм. А при изменении значений толщины несущего Al от 1 мм до 3 мм в рамках одинаковой толщины Al₂O₃ (~50 мкм) значения коэффициента интегрированной теплопроводности увеличивались от ~40 до ~73 Вт/м·К.

Было установлено влияние различных вариантов органической модификации Al₂O₃-покрытий при одностадийном уплотнении грунтовочными материалами на интегрированную теплопроводность алюмооксидных оснований в зависимости от толщины несущего Al (АМГ-2М) (рисунок 3 (а)) и толщины анодного Al₂O₃ (рисунок 3

(6)), и было показано, что, как и для немодифицированного Al_2O_3 , с уменьшением толщины модифицированного Al_2O_3 от ~100 до ~50 мкм и увеличением толщины Al от 1 мм до 3 мм происходит увеличение значений интегрированной теплопередачи в системе «Al-Al₂O₃». Кроме того, было продемонстрировано увеличение параметров теплопроводности уплотненных грунтовочными лаками алюмооксидных оснований по сравнению с немодифицированными и негрунтованными покрытиями, которые не отличались значениями толщины Al_2O_3 и Al. Так, значения интегрированной теплопроводности в системе «Al-Al₂O₃» при толщине 2 мм несущего Al и толщине ~50 мкм модифицированного Al_2O_3 составляли ~71 Вт/м·К и ~68 Вт/м·К при использовании грунтовки соответственно в виде полиимидного лака АД-9103 и кремнийорганического лака КО-921, тогда как значение характеристики теплопередачи немодифицированных алюмооксидных структур с теми же параметрами толщины Al и Al_2O_3 составляло ~53 Вт/м·К.

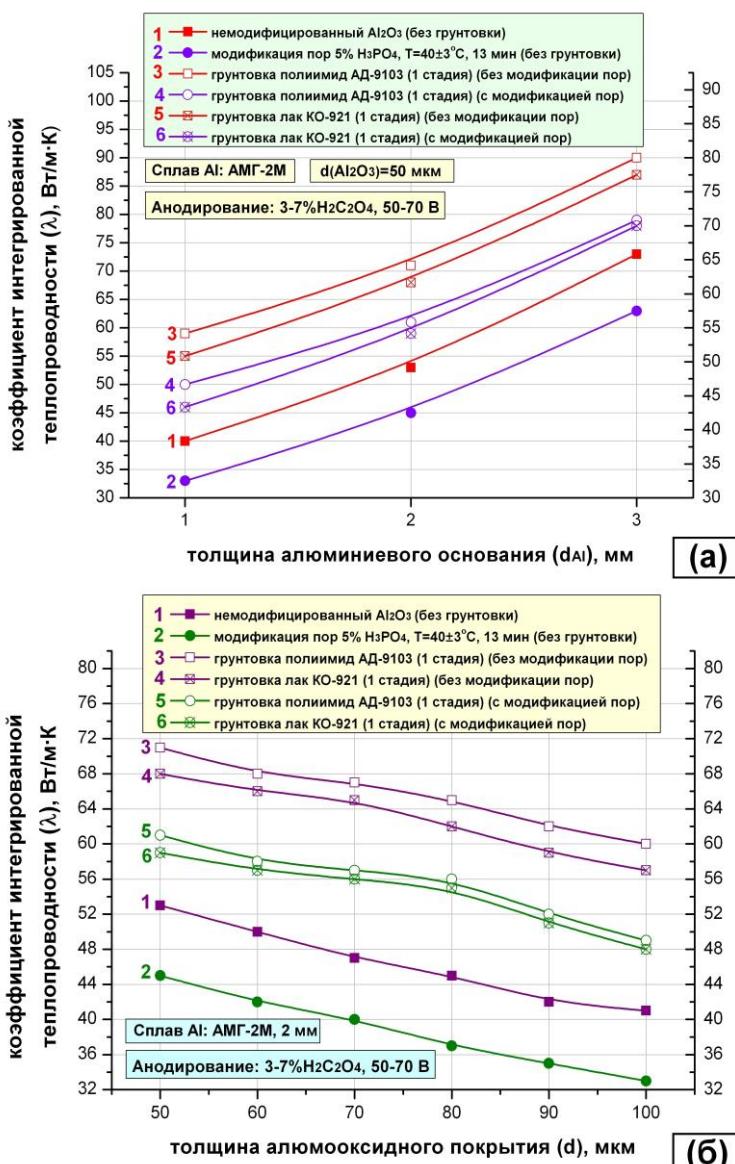


Рис. 3. Влияние толщины несущих Al-оснований (АМГ-2М) (а) и толщины анодных Al_2O_3 -покрытий (б), немодифицированных и модифицированных химическим расширением пор и уплотнением различными грунтовочными материалами, на параметры интегрированной теплопередачи в структурной системе «Al-Al₂O₃».

На рисунке 4 (а, б) представлены графики влияния толщины анодных алюмооксидных покрытий, модифицированных различными грунтовочными наполнителями в течение 1–2 стадий, на параметры интегрированной теплопередачи на основаниях из алюминиевого сплава АМГ-2М толщиной 2–3 мм и сравнительный анализ влияния количества технологических стадий грунтовки органическими материалами (АД-9103 и КО-921) на коэффициент интегрированной теплопроводности многослойных алюмооксидных покрытий толщиной ~50 мкм на основаниях из алюминиевого сплава АМГ-2М толщиной 2–3 мм.

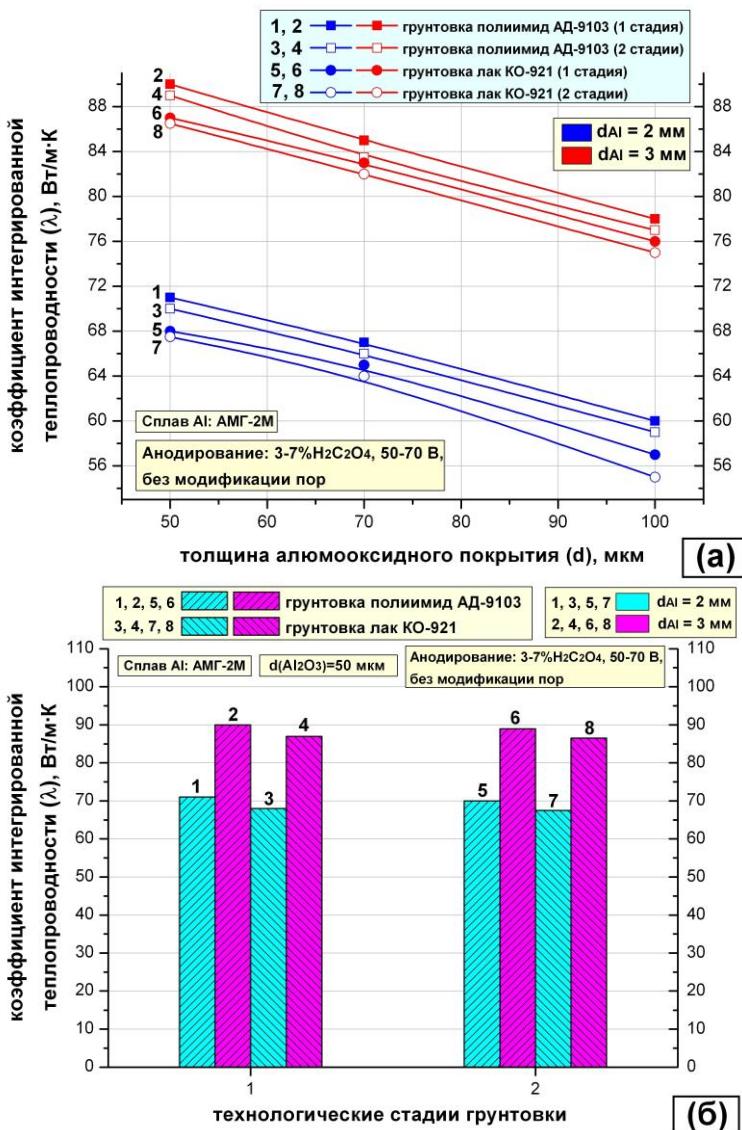


Рис. 4. Сравнительная гистограмма влияния толщины Al_2O_3 -покрытий (а) и количества технологических стадий органической грунтовки (АД-9103 и КО-921) (б) на коэффициент интегрированной теплопроводности многослойных алюмооксидных покрытий на основаниях из Al-сплава АМГ-2М толщиной 2–3 мм.

Было установлено, что применение грунтовочного полииimidного лака АД-9103 приводит к увеличению значений интегрированной теплопроводности алюмооксидных структур на ~3–5 % по сравнению с кремнийорганическим лаком КО-921.

Однако было замечено, что тестовые образцы с алюмооксидными покрытиями, модифицированными грунтовочными составами в две и три стадии, имели

незначительно более низкие показатели интегрированной теплопроводности по сравнению с Al_2O_3 -слоями, прошедшими одностадийное уплотнение, что может быть связано с наличием слоя остаточных грунтовочных материалов непосредственно на поверхности тестовых образцов.

На рисунке 5 представлены фото тестовых экспериментальных образцов алюмооксидных оснований из Al-сплава АМГ-2М размером 48×60 мм, толщиной ~ 3 мм с многослойными Al_2O_3 -покрытиями толщиной ~ 50 мкм, модифицированными грунтовочными материалами на основе кремнийорганического лака КО-921 и полииimidного лака АД-9103.

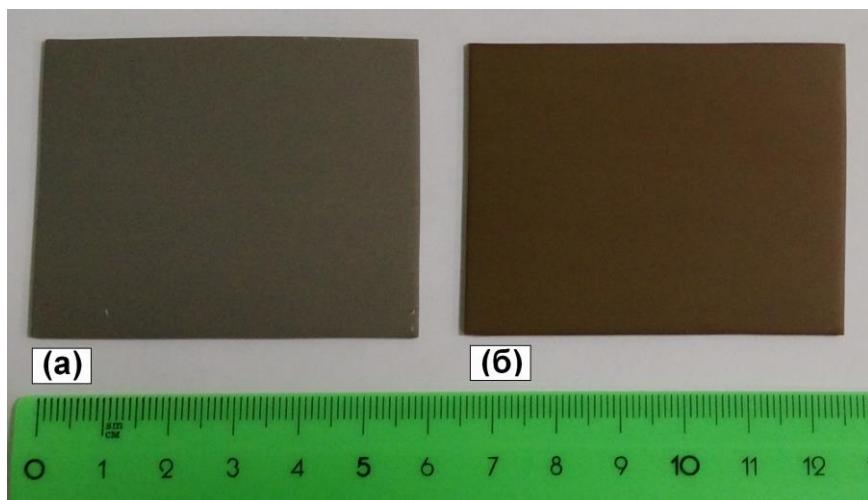


Рис. 5. Фото тестовых экспериментальных образцов алюмооксидных оснований с многослойными покрытиями, модифицированными грунтовочными материалами на основе кремнийорганического лака КО-921 (а) и полииimidного лака АД-9103 (б).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, была исследована зависимость параметров интегрированной теплопроводности модифицированных алюмооксидных оснований от технологических приемов и режимов электрохимического анодирования Al-сплава АМГ-2М и заполнения пористых каналов Al_2O_3 -покрытий диэлектрическими грунтовочными материалами (электроизоляционным кремнийорганическим лаком КО-921 и полииimidным лаком АД-9103). Было показано увеличение интегрированной теплопроводности таких алюмооксидных оснований по сравнению с немодифицированными и негрунтованными покрытиями, которые не отличались значениями толщины Al_2O_3 и Al.

Было установлено, что максимальные значения интегрированной теплопроводности (~ 90 Вт/м·К и ~ 87 Вт/м·К) характерны для модифицированных структурных систем «Al- Al_2O_3 » (Al ~ 3 мм; $\text{Al}_2\text{O}_3 \sim 50$ мкм), прошедших одностадийное уплотнение грунтовочными наполнителями АД-9103 и КО-921 соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Климачев И. И., Иовдальский В. А. СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования. М.: Техносфера, 2006. - 352 с.
2. Филатов И. Н., Бакрунов О. А., Панасенко П. В. Микроэлектронные СВЧ-устройства. М.: Высшая школа, 1987. - 94 с.

3. Сокол В. А., Шиманович Д. Л., Литвинович Г. В. Технологические приемы формирования Al-Al₂O₃ микроструктур для мощных электромеханических систем. // Доклады БГУИР, 2012, № 8 (70). - С. 44-49.
4. Литвинович Г. В., Шиманович Д. Л. Технологические особенности формирования плат со встроенной системой межсоединений в подложках анодного оксида алюминия. // Доклады БГУИР, 2013, № 3 (73). - С. 39-44.
5. Сокол В. А., Яковцева В. А., Шиманович Д. Л. Особенности применения пористых оксидов алюминия. // Доклады БГУИР, 2012, № 2 (64). - С. 21-27.
6. Шиманович Д. Л. Технологические режимы для снижения внутренних напряжений, улучшения термической устойчивости к образованию трещин и повышения электрической прочности в анодных структурах Al-Al₂O₃ // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения, 2015, Том 15, № 3. - С. 79-82.
7. Шиманович Д. Л., Яковцева В. А. Электрохимическая алюмооксидная технология для приборов силовой электроники // Доклады БГУИР, 2019, № 3 (121). - С. 5-11.
8. Воробьева А. И., Шиманович Д. Л., Сычева О. А. Исследование термодинамических характеристик анодного оксида алюминия // Микроэлектроника, 2018, Том 47, № 1. - С. 45-55.

REFERENCES

1. Klimachev, I. I., Iovdal'skii, V. A. SVCh GIS. Osnovy tekhnologii i konstruirovaniya. M.: Tehnosfera, 2006. - 352 p.
2. Filatov, I. N., Bakrunov, O. A., Panasenko, P. V. Mikroelektronnye SVCh ustroistva. M.: Vysshaya shkola, 1987. - 94 p.
3. Sokol, V. A., Shimanovich, D. L., Litvinovich, G. V. Technological techniques of Al-Al₂O₃ microstructures formation for powerful electromechanical systems. // Doklady BGUIR, 2012, No 8 (70). - Pp. 44-49.
4. Litvinovich, G. V., Shimanovich, D. L. Technological particularities of the circuit board with the built-in interconnection system formation for the anode alumina substrate. // Doklady BGUIR, 2013, No 3 (73). - Pp. 39-44.
5. Sokol, V. A., Yakovtseva, V. A., Shimanovich, D. L. Application features of porous alumina. // Doklady BGUIR, 2012, No 2 (64). - Pp. 21-27.
6. Shimanovich, D. L. Tekhnologicheskiye rezhimy dlya snizheniya vnutrennikh napryazheniy, uluchsheniya termicheskoy ustoychivosti k obrazovaniyu treshchin i povysheniya elektricheskoy prochnosti v anodnykh strukturakh Al-Al₂O₃ // Fundamental'nyye problemy radioelektronnogo priborostroyeniya, 2015, Vol. 15, No 3. - Pp. 79-82.
7. Shimanovich, D. L., Yakovtseva, V. A. Electrochemical alumina technology for power electronics devices // Doklady BGUIR, 2019, No 3 (121). - Pp. 5-11.
8. Vorobjova A. I., Shimanovich, D. L., Sycheva O. A. Studying the thermodynamic characteristics of anodic alumina // Russian Microelectronics, 2018, Vol. 47, No 1. - Pp. 45-55.

НЕСУЩИЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ ОСНОВАНИЯ В КАЧЕСТВЕ ИНТЕРПОЗЕРОВ С СИСТЕМОЙ МЕТАЛЛИЗИРОВАННЫХ АЛЮМИНИЕВЫХ ПЕРЕХОДОВ ДЛЯ 3D ОБЪМНОЙ СБОРКИ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ И СВЧ-УСТРОЙСТВ

Д. Л. Шиманович

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

Аннотация. Изучены и оптимизированы технологические приемы и режимы формирования интерпозеров на основе однослойных и двухслойных мембранных алюмооксидных пластин со встроенной внутри диэлектрического объема системой алюминиевых пассивных элементов, коммутационных межсоединений и сквозных переходных элементов, полученных локальным односторонним и двухсторонним сквозным анодированием с использованием дополнительного биполярного анодирования. Изготовлены однослойные и двухслойные интерпозеры размером соответственно $1,2 \times 1,2$ см и $1,0 \times 1,0$ см. Показано, что конструктивно-технологически толщина Al_2O_3 -интерпозеров может варьироваться от ~ 30 до ~ 100 мкм. Продемонстрировано, что толщина имплантированных Al-проводников может составлять от ~ 5 до ~ 100 мкм, причем возможна различная глубина их залегания в объеме мембранных Al_2O_3 -пластин. Показана перспективность использования таких несущих оснований для 3D объемной сборки микроэлектронных систем и СВЧ устройств.

Ключевые слова: алюминий, электрохимическое анодирование, пористый оксид алюминия, мембрана, интерпозер, коммутационные межсоединения.

LOAD-BEARING ALUMINA BASES AS INTERPOSERS WITH A SYSTEM OF METALLIZED ALUMINUM TRANSITIONS FOR 3D VOLUME PACKAGING OF MICROELECTRONIC SYSTEMS AND MICROWAVE DEVICES

D. L. Shimanovich

Belarussian state university of informatics and radioelectronics (BSUIR), Minsk, Belarus

Abstract. The technological methods and regimes of interposers formation based on single-layer and double-layer membrane alumina plates with a system of aluminum passive elements, conductive interconnections and through transition elements built inside the dielectric body, obtained by local one-sided and two-sided through thickness anodizing using additional bipolar anodizing, were studied and optimized. Single-layer and double-layer interposers with dimensions of $1,2 \times 1,2$ cm and $1,0 \times 1,0$ cm, respectively, were fabricated. It was shown that the thickness of Al_2O_3 interposers can be changed from ~ 30 to 100 μm in terms of design and technology. It was demonstrated that the thickness of implanted Al conductors can be from ~ 5 μm to ~ 100 μm , and different depths of their location inside Al_2O_3 membrane plates are possible. The promising application of such load-bearing bases for 3D volumetric assembly of microelectronic systems and microwave devices was shown.

Keywords: aluminum, electrochemical anodizing, porous alumina, membrane, interposer, conductive interconnections

1. ВВЕДЕНИЕ

Повышение функциональной сложности микроэлектронных модулей и СВЧ-устройств при одновременном увеличении требований к их электрофизическим параметрам, надежности и технологичности требуют новых подходов к выбору несущих оснований и токопроводящих коммутационных структур, выполняющих функцию интерпозеров и микрополосковых СВЧ-линий [1].

На основании анализа современных мировых разработок, возможностей алюмооксидной технологии [2-4] и предварительных исследований замечено, что пористый анодный оксид алюминия является весьма перспективным материалом для передовых технологий 2.5D и 3D микроэлектронных устройств и модулей, в т.ч. СВЧ-диапазона, в части создания промежуточных пластин (интерпозеров) для объемной сборки кристаллов в единую микроэлектронную систему из-за термостойкости Al_2O_3 , его низких электрических потерь, механической твердости, низкой стоимости и т.д. Новым научным и технологическим решением является такое, когда, используя комбинированное сочетание процессов фоторезистивного маскирования, одностороннего или двухстороннего сквозного анодирования, можно одновременно формировать несущие основания (мембранные пластины интерпозеров), межэлементную диэлектрическую среду и систему встроенных Al-межсоединений с двухсторонним выходом на поверхность контактных переходов.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Общая реализация технологического подхода формирования интерпозеров на основе однослойных Al_2O_3 -мембран со встроенной Al-металлизацией включала в себя следующие операции: предварительную температурную, механическую подготовку и химическую обработку (очистку) исходной Al-фольги; химическую или электрохимическую полировку Al-фольги; одностороннее фоторезистивное маскирование в местах формирования коммутационных элементов (контактных площадок и проводников); одностороннее электрохимическое анодирование в локально незащищенных местах до полного сквозного прокисления подготовленных пластин Al-фольги; снятие фоторезистивных масок.

Общая реализация технологического подхода формирования интерпозеров на основе двухслойных Al_2O_3 -мембран со встроенными Al-элементами включала в себя следующие операции: предварительную температурную, механическую подготовку и химическую обработку (очистку) исходной Al-фольги; химическую или электрохимическую полировку Al-фольги; двухстороннее фоторезистивное маскирование в местах формирования коммутационных элементов с различной температурой задубливания для контактных площадок и проводников; двухстороннее электрохимическое анодирование в локально незащищенных местах на некоторую глубину; химическое травление сформированного Al_2O_3 ; снятие слабозадубленных фоторезистивных масок (с топологических мест проводников); двухстороннее электрохимическое анодирование в локально незащищенных местах до полного сквозного прокисления пластин Al-фольги; снятие сильнозадубленных фоторезистивных масок (с топологических мест контактных переходов и площадок).

В качестве исходного материала использовалась фольга из Al (99,99%) различной толщины ~30-100 мкм. После механической вырезки Al-пластин химическое обезжиривание осуществлялось в хромовой смеси $\text{CrO}_3 : \text{H}_2\text{SO}_4$ (1:100) в течение ~2-3 мин. Термоотжиг Al проводился при $T \sim 350$ °C в течение 1 ч, а терморехтовка Al-пластин осуществлялась на механическом прессе с усилием сжатия $\sim 2 \cdot 10^5$ кг/см² при T

~100 °C. Химическая полировка проводилась в растворе H₃PO₄ : HNO₃ (8:1) при T ~85 °C в течение ~3-5 мин.

Нанесение позитивного фоторезиста SPR-2FX осуществлялось центрифугированием (скорость ~2500 об/мин; толщина фоторезистивного слоя ~2-3 мкм). Сушка фоторезиста проводилась при T ~90 °C в течение ~15 мин. После этого проводился процесс фотолитографии, включающий экспонирование (~45 сек) фоторезистивного слоя с использованием разработанных фотошаблонов, проявление фоторезистивных масок в 0,9% KOH в течение ~1 мин и их задубливание при определенных температурах, указанных ниже.

Для формирования сквозных алюмооксидных структур с Al-металлизацией толстослойное анодирование в присутствии фоторезистивных масок необходимо проводить в 3-7%-ных щавелевокислых (H₂C₂O₄) или в 15-20%-ных сернокислых (H₂SO₄) электролитах либо в гальвансостатических режимах при плотности тока ~20-30 mA/cm², либо в потенциостатических режимах при вариантах постоянного напряжения в диапазоне ~45-65 В и ~15-20 В соответственно для двух типов электролитов с обязательным их охлаждением.

Удаление фоторезистивных масок осуществлялось в смеси диметилформамида иmonoэтаноламина (5:1) при T ~80 °C в течение 20-25 мин.

Одним из технологических вариантов формирования интерпозеров на основе двухслойных мембранных алюмооксидных пластин может быть следующий. Вначале на предварительно подготовленную и отполированную Al-пластину необходимо нанести в два этапа фоторезистивные маски проводников и контактных площадок по схеме разнотемпературного задубливания (соответственно T=120 °C и T=180 °C). Затем открытые места Al необходимо анодировать на заданную толщину в 7%-ной щавелевой кислоте (H₂C₂O₄) при температуре ~16-18 °C в гальвансостатическом режиме при плотности тока ~25 mA/cm². Далее, селективным химическим травлением в растворе CrO₃:H₃PO₄:H₂O при температуре ~85 °C необходимо удалить выращенный Al₂O₃ с образованием микрорельефа. Затем необходимо осуществить вторую стадию анодирования в том же электролите, для чего необходимо снять слабозадубленные фоторезистивные маски с мест формируемых встроенных проводников и провести двухстороннее сквозное анодирование уже всей открытой поверхности оснований. Так как толщина Al в местах, соответствующих будущим зонам межэлементного разделения меньше, то они будут анодироваться полностью до смыкания встречнорастущих Al₂O₃-слоев, а на других участках анодирование будет прекращено с образованием встроенных внутри оксида проводников. Причем, какой величины будет сделан уступ микрорельефа, такой же толщины будут формироваться Al-проводники внутри Al₂O₃-пластин. Сильнозадубленные фоторезистивные маски, соответствующие контактным площадкам и переходным проводникам, необходимо снимать после завершения анодирования с образованием выхода Al на поверхность конечных структур.

Изготовленные интерпозеры представляли собой пластины однослойных и двухслойных Al₂O₃-мембран размером соответственно 1,2×1,2 см и 1,0×1,0 см со встроенной системой алюминиевых коммутационных межсоединений внутри диэлектрического объема толщиной ~30-100 мкм.

Для первого технологического варианта интерпозеров (рисунок 1(а)) топологический рисунок металлизации представлял собой набор внешних контактных площадок диаметром 400 мкм в количестве 48 шт., расположенных по периметру интерпозеров и соединенных лучеобразными Al-проводниками с набором внутренних контактных площадок размером 100×400 мкм в количестве 48 шт., расположенных в центральной части интерпозеров по периметру зоны 0,4×0,4 см. Толщина Al-металлизации определялась толщиной исходной Al-фольги, а топологический рисунок с

обеих сторон интерпозеров совпадал и являлся сквозным через всю толщину Al₂O₃-пластин.

Для второго технологического варианта интерпозеров (рисунок 1(б)) количество внешних односторонних контактных площадок (размером 100×100 мкм) составляло 124 шт., а количество внутренних контактных площадок составляло 121 шт. с вариантами одностороннего и двухстороннего выхода на поверхность. Толщина алюминиевых имплантированных проводников (рисунок 1 (в)) могла варьироваться от ~5 мкм до ~100 мкм, причем возможна различная глубина их залегания в объеме двухслойных мембранных Al₂O₃-пластин.

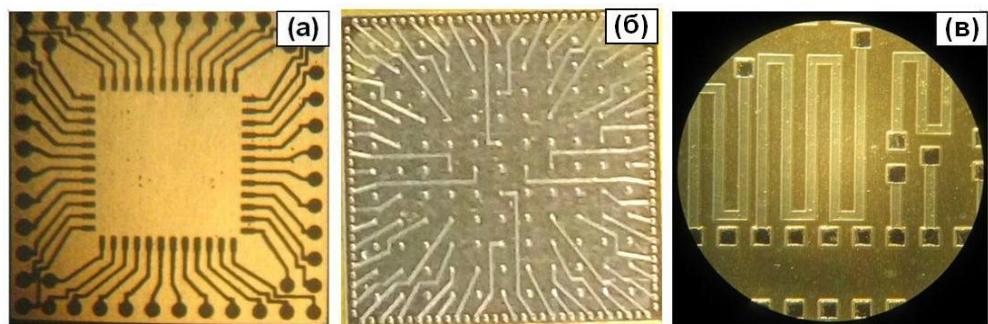


Рис. 1. Фото интерпозеров на основе мембранных Al₂O₃-структур и встроенной Al-металлизации: (а) – однослойные при одностороннем сквозном анодировании; (б) – двухслойные при двухстороннем сквозном анодировании; (в) – имплантированные проводники и сквозные контактные переходы.

Было замечено, что в двухслойных алюмооксидных коммутационных пластинах, полученных двухсторонним сквозным анодированием на стыке между двумя барьерными слоями Al₂O₃ могут оставаться островковые алюминиевые вкрапления (рисунок 2 (а)) из-за различия в толщине исходных алюминиевых пластин и поверхностных микродефектов. Такие вкрапления Al могут образовывать мостики закорачивания между встроенными проводниками и межсоединениями, приводящими к потере функциональной нагрузки конечных изделий.

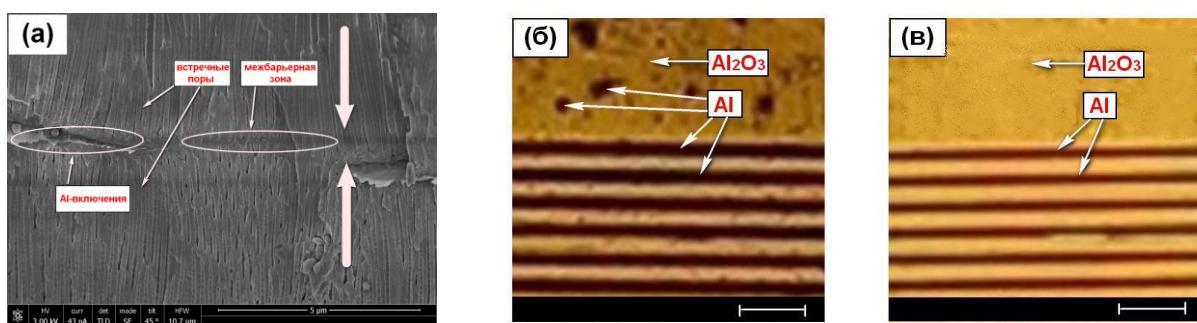


Рис. 2. СЭМ-фото поперечного разреза двухслойной мембранный Al₂O₃-структуры интерпозеров, сформированных двухсторонним сквозным анодированием, с наличием дефектных Al-включений (а) и фото Al₂O₃-пластин до (б) и после (в) проведения процесса биполярного анодирования для устранения дефектных Al-включений.

Было показано, что устранение этих Al-вкраплений можно осуществить дополнительным технологическим приемом на основе биполярного анодирования. Была проведена сравнительная оценка эффекта применения биполярного анодирования, учитывая различную продолжительность технологического процесса, которая зависела от величины островковых Al-включений, толщины мембранных пластин и

варьировалась от ~10 до ~50 мин. На рисунке 2 (б, в) представлены фото Al₂O₃-пластин до и после проведения процесса биполярного анодирования в течение ~25 мин для устранения дефектных Al-включений. Процесс осветления конечных алюмооксидных пластин проводился путем химического травления восстановленных медных налетов в азотной кислоте в течение ~2-3 мин.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, были разработаны и оптимизированы технологические приемы и режимы формирования интерпозеров на основе несущих однослойных и двухслойных мембранных Al₂O₃-оснований (толщиной ~30-100 мкм) со встроенной внутри диэлектрического тела системой токопроводящих алюминиевых межсоединений и пассивных элементов (толщиной ~5-100 мкм), полученных локальным односторонним и двухсторонним сквозным анодированием с использованием дополнительного биполярного анодирования.

Было продемонстрировано, что связанное с этим научное направление является весьма актуальным, если учесть, что исключается применение процессов вакуумного напыления или электрохимического осаждения металлических пленок, а, варьируя технологическими режимами, можно добиваться различной толщины имплантированных Al-элементов и их расположения по глубине в объеме мембранных Al₂O₃-пластин. Были изготовлены однослойные и двухслойные интерпозеры размером соответственно 1,2×1,2 см и 1,0×1,0 см. Было показано, что разработанные структуры являются перспективными для использования в качестве интерпозеров с пассивной элементной базой для объемной сборки микроэлектронных систем, 2.5D и 3D- конструкций многокристальных модулей и СВЧ-устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кренделев А. Е. Технологические средства изготовления микрополосковых линий для ГИС КВЧ-диапазона. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2002, № 4. - С. 33-39.
2. Сокол В. А., Шиманович Д. Л., Литвинович Г. В. Технологические приемы формирования Al-Al₂O₃ микроструктур для мощных электромеханических систем. // Доклады БГУИР, 2012, № 8 (70). - С. 44-49.
3. Литвинович Г. В., Шиманович Д. Л. Технологические особенности формирования плат со встроенной системой межсоединений в подложках анодного оксида алюминия. // Доклады БГУИР, 2013, № 3 (73). - С. 39-44.
4. Сокол В. А., Яковцева В. А., Шиманович Д. Л. Особенности применения пористых оксидов алюминия. // Доклады БГУИР, 2012, № 2 (64). - С. 21-27.

REFERENCES

1. Krendel'ev, A. E. Technological methods of the microstrip fabrication for the EHF HICs. // Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature, 2002, No 4. - Pp. 33-39.
2. Sokol, V. A., Shimanovich, D. L., Litvinovich, G. V. Technological techniques of Al-Al₂O₃ microstructures formation for powerful electromechanical systems. // Doklady BGUIR, 2012, No 8 (70). - Pp. 44-49.
3. Litvinovich, G. V., Shimanovich, D. L. Technological particularities of the circuit board with the built-in interconnection system formation for the anode alumina substrate. // Doklady BGUIR, 2013, No 3 (73). - Pp. 39-44.
4. Sokol, V. A., Yakovtseva, V. A., Shimanovich, D. L. Application features of porous alumina. // Doklady BGUIR, 2012, No 2 (64). - Pp. 21-27.

ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА

Д. М. Овчинников, В. Р. Попенко, В. В. Гусев, Н. И. Залетов

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной статье предложен алгоритм отслеживания технического состояния радиоэлектронного средства на основе нечёткого логического вывода. Данный алгоритм использует непрерывные показатели, характеризующие техническое состояние радиоэлектронных средств связи, с которыми неудовлетворительно работают пороговые алгоритмы. Предложенный подход может стать полезным инструментом для оператора техники, предупреждая потенциальную поломку или упрощая её поиск.

Ключевые слова: Оценка технического состояния, нечеткий логический вывод.

ASSESSMENT OF THE TECHNICAL CONDITION OF RADIO COMMUNICATIONS USING THE FUZZY LOGIC INFERENCE MODEL

D. M. Ovchinnikov, V. R. Popenko, V. V. Gusev, N. I. Zaletov

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test),
Tambov, Russia

Abstract. This article proposes an algorithm for tracking the technical condition of an electronic device based on fuzzy inference. This algorithm uses continuous indicators characterizing the technical condition of radio-electronic communications, with which threshold algorithms work unsatisfactorily. The proposed approach can be a useful tool for the operator of the equipment, preventing potential damage or simplifying its search.

Keywords: Assessment of technical condition, fuzzy logical conclusion.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях напряжённости, требуется постоянная готовность к любым ситуациям. В частности, на сегодняшний день высоко оценивается роль радиотехнических средств связи в успешном выполнении боевых задач.

Поскольку способность эффективной технической эксплуатации данных средств является критичной, на первый план выходит оценка технического состояния и повышения надёжности средств связи.

Техническое состояние устройства описывается совокупностью качественных свойств и значений параметров в определённый момент времени, ожидаемое содержание которых должно соответствовать либо технической документации устройства, либо техническому состоянию “эталонного” устройства.

Знание технического состояния позволяет адекватно реагировать, как на изменения параметров внутренних свойств техники, так и на внешние воздействия, и принимать адекватные управленические решения для устранения отклонений параметров свойств от требуемых значений.

К качественным свойствам, описывающим техническое состояние устройства, относятся живучесть, готовность, безопасность, стоимость и другие свойства,

неотрывно связанные с технической эксплуатацией, но главным и определяющим среди них является надёжность.

Надёжность – это свойство системы сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующие её способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, ремонта, хранения и транспортирования. Надёжность зависит от назначения системы и условий её применения. Она представляет собой сочетание безотказности и ремонтопригодности [1].

Анализ надёжности в контексте оценки технического состояния устройства может включать в себя разнообразные методологии и соответствующие методы. В данной статье мы рассмотрим нечёткую модель по оценке технического состояния.

2. ПОСТРОЕНИЕ НЕЧЁТКОЙ МОДЕЛИ

Аппаратура систем связи может работать в разных условиях и режимах, включая полевые условия в разные времена года, под землёй и на крышах, с дистанционным и контактным управлением. Очевидно, что радиоэлектронная техника в подобных условиях подвержена, в частности, разнообразным метеорологическим воздействиям. Для беспрерывной работы средств связи необходимо предупреждать неисправности, непрерывно отслеживая техническое состояние радиоэлектронных устройств.

На первый взгляд может показаться, что достаточно отслеживать значения силы тока или напряжения на выходах узлов устройства пороговыми алгоритмами, где в качестве порогов используются номинальные значения. Однако выход данных характеристик за пределы достаточно узких номинальных диапазонов с большой вероятностью сигнализирует об уже реализовавшейся поломке. В условиях трендов автоматизации управления техникой и удаления человека от аппаратуры необходимо создавать алгоритмы по отслеживанию технического состояния радиоэлектронных устройств и предсказанию потенциальных поломок или большого износа элементов.

Исходя из вышесказанного, была построена модель отслеживания технического обслуживания средств связи с акцентом на метеорологических источниках воздействия на аппаратуру. Численное моделирование произведено в среде MATLAB в пакете Fuzzy Logic Designer. Рассмотрим данное построение поэтапно.

3. ВЫБОР ЛИНГВИСТИЧЕСКИХ ПЕРЕМЕННЫХ

Построение любого алгоритма на основе нечёткого логического вывода начинается с выбора лингвистических переменных, содержание которых задаётся пятью сущностями $\langle \beta, T, X, G, M \rangle$, где β - наименование лингвистической переменной; T - множество значений (терм-множество) лингвистической переменной, представляющих наименования нечётких переменных (множеств) $A_l, l = 1, \dots, L$, заданных на области определения (универсальном, базовом множестве) X своими функциями принадлежности $\mu_{A_l}(x) \in [0, 1], \forall x \in X$; G - синтаксическая процедура, позволяющая оперировать элементами терм-множества T , в частности, генерировать новые термы (значения). M – семантическая процедура, позволяющая превратить каждое новое значение лингвистической переменной, образуемое процедурой G , в нечёткую переменную, то сформировать соответствующее нечёткое множество [3].

В качестве переменных, трудно анализируемых классическими методами (а именно пороговыми алгоритмами), мы выберем температуру и влажность. С одной стороны, данные характеристики неоспоримо влияют на техническое состояние радиоэлектронного средства, с другой – кратковременный выход за пределы номинальных значений не гарантирует появление неисправности. Последний факт

отличает указанные параметры от электрических характеристик силы тока и напряжения, где любой скачок, завышение или занижение их значений потребует соответствующей диагностики аппаратуры. Обращение температуры и влажности в лингвистические переменные согласуется с их нечётким влиянием на техническое состояние средств связи.

Последним шагом на данном этапе является определение нечётких значений из нечёткого множества температуры и влажности.

4. ПОСТРОЕНИЕ ФУНКЦИЙ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ

Функция принадлежности $\mu_{A_i}(x) \in [0,1], \forall x \in X$ определяет степень принадлежности аргумента к нечёткому множеству A_i . Самым распространённым видом функции является кусочно-линейная пилообразная функция, определённая на установленных диапазонах.

В данной модели температура и влажность меняются от 0 до 100 градусов и процентов соответственно. На указанных диапазонах введём 10 нечётких переменных с равномерным распределением (0-10, 10-20, 20-30 и т.д.). Вид функций принадлежности для температуры и влажности одинаков и показан на рисунке 1.

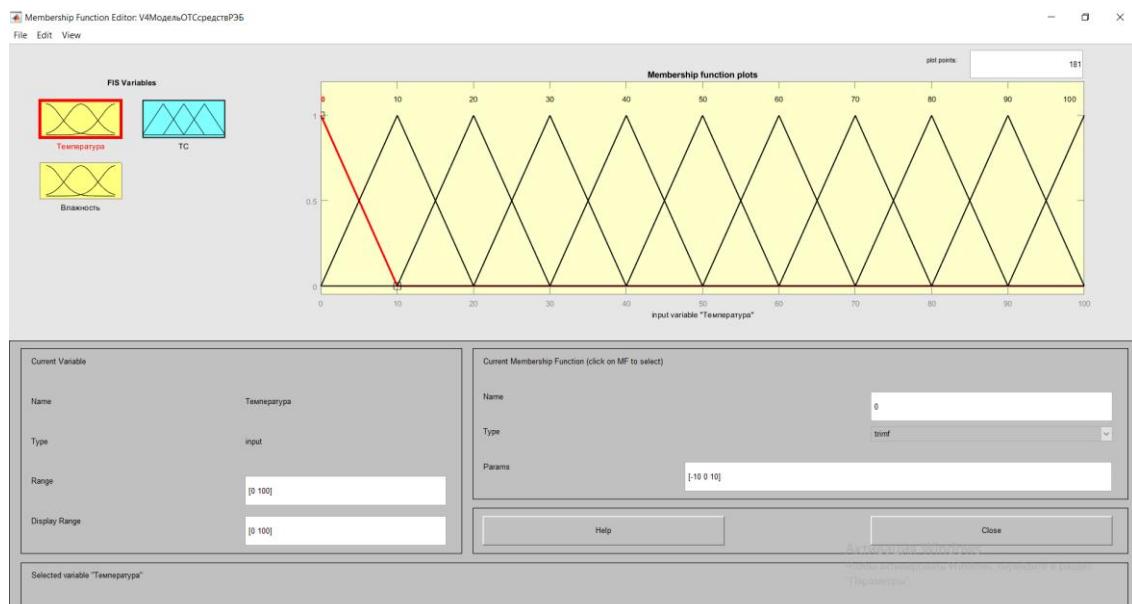


Рис. 1. Общий вид функций принадлежности для температуры и влажности.

Для получения результата работы модели введём 4 нечётких переменных для логического вывода оценки технического состояния средства связи: «работоспособное» состояние, «оптимальное» состояние, «повышенная нагрузка», «критическое» состояние. Через данные нечёткие переменные можно отслеживать состояние радиоэлектронного средства на текущий момент и в динамике за прошлое время. Исходя из этого, оператор будет обеспечен данными для принятия решения о проведении внепланового технического обслуживания средства связи или его составной части. Для переменных оценки построим функции принадлежности на диапазоне от 0 до 100 по аналогии с переменными аргументов (рисунок 2).

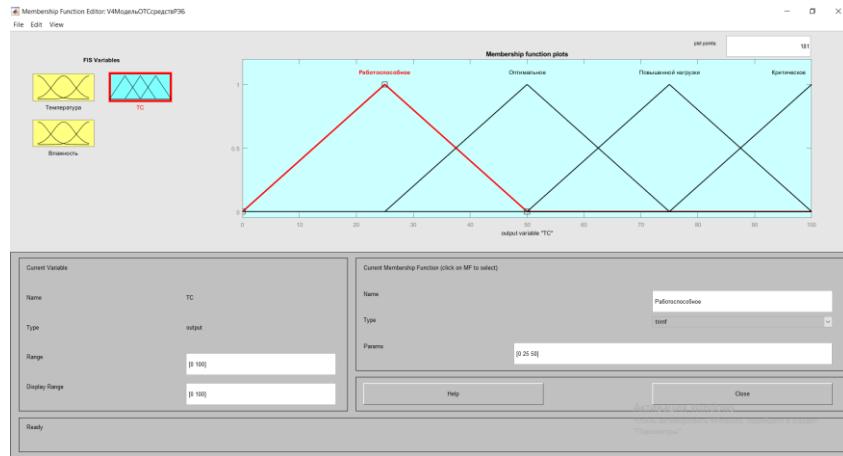


Рис. 2. Функции принадлежности для нечётких переменных оценки технического состояния.

5. ОБРАЗОВАНИЕ НЕЧЁТКИХ ПРАВИЛ ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА

Для перехода от конкретных значений температуры и влажности к оценке технического состояния было составлено более 100 логических правил (рисунок 3). В первую очередь, представляют интерес правила, приводящие к результату «критического» состояния. Если температура или влажность принадлежат к элементам нечётких множеств, которые характеризуют повышенные значения, то оценка технического состояния радиоэлектронного устройства принадлежит либо к элементам «повышенной нагрузки», либо к «критическому» состоянию. В иных случаях оценка принадлежит к двум остальным элементам нечёткого множества.

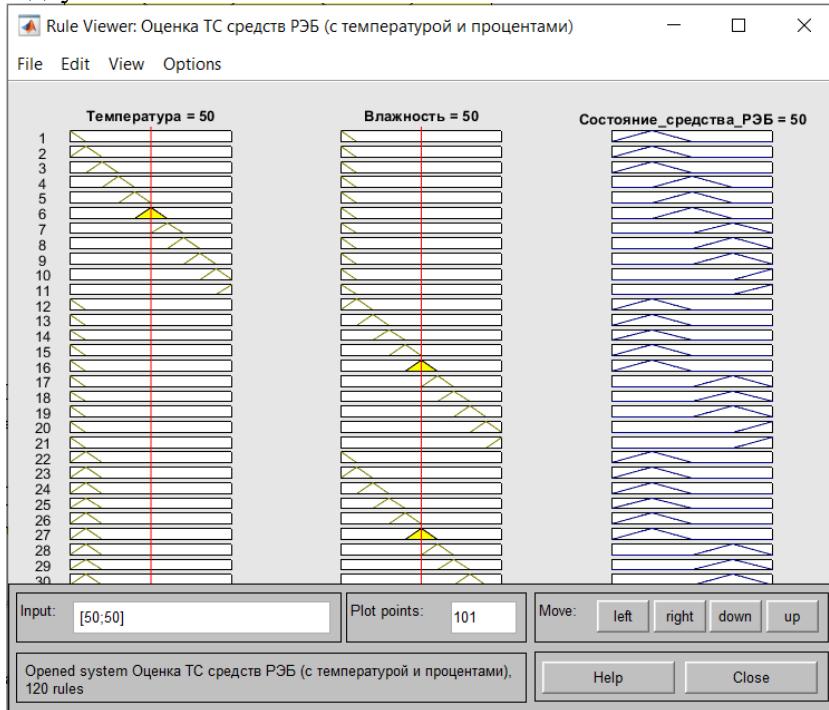


Рис. 3. Логические правила по переходу от лингвистических переменных к нечеткой оценке технического состояния.

6. ОБЗОР ПОСТРОЕННОЙ МОДЕЛИ

Таким образом, архитектура модели имеет вид, показанный на рисунке 4. На вход подаются значения температуры и влажности, далее с помощью соответствующих

функций принадлежности происходит их фазификация, т.е. их отображение на элементы нечётких множеств температуры и влажности. Потом два элемента из нечётких множеств переходят на вход блока с логическими правилами (см. блок посередине), давая отображение на элементы нечёткого множества оценок технического состояния радиоэлектронного средства. Окончанием нечёткого логического вывода является дефазификация, т.е. переход от нечёткой переменной к численному значению.

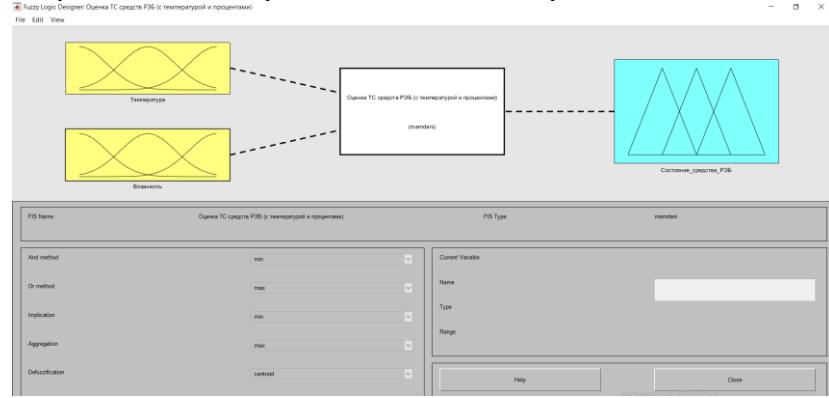


Рис. 4. Архитектура модели нечёткого логического вывода.

Предполагается, что результат последнего этапа не используется оператором, поскольку ему будет удобнее работать с нечёткими переменными в словесной форме. В данном случае численные значения для оценки технического состояния радиоэлектронного средства можно использовать для визуализации результата (рисунок 5).

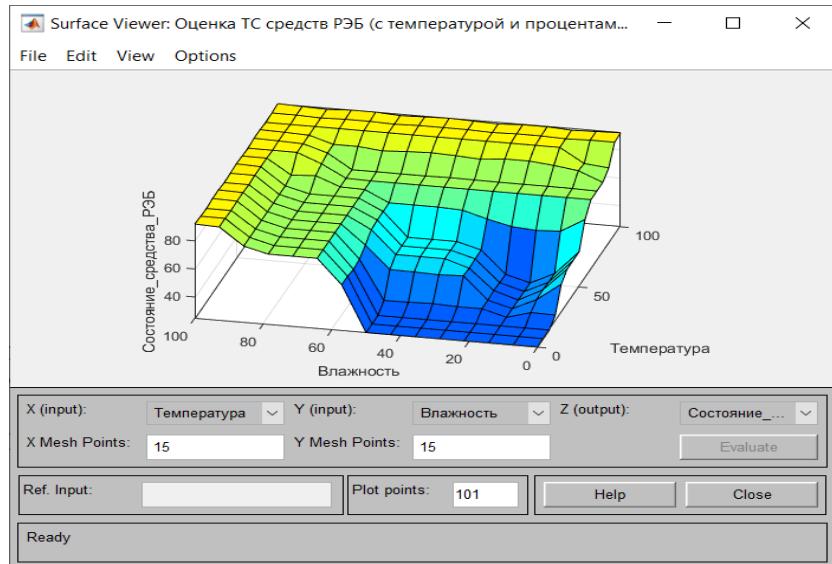


Рис. 5. Результатирующая поверхность после дефазификации оценки технического состояния.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье была предложена модель на основе нечёткого логического вывода для оценки технического состояния радиоэлектронных средств связи. В модели использовались метеорологические характеристики, с которыми пороговые алгоритмы показывают низкую эффективность, вводя оператора в заблуждение как ложноположительными, так и ложноотрицательными выводами. Преимуществом использования нечёткого подхода является гибкость расширения модели, а также возможность введения в неё экспертных знаний об аппаратуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тимошенков С.П., Симонов Б.М., Горошко В.Н. Основы теории надёжности. М.: Юрайт, 2014. – 445 с.
2. Борисов В.В., Федулов А.С., Зернов М.М. Основы нечёткого логического вывода. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая Линия – Телеком, 2023. – 122 с.
3. Тютюнник В.М., Дубровин А.Д. Интеллектуальные информационные системы: учебник. – 2-е изд., стереотип. – Тамбов; М.; СПб.; Баку; Вена; Гамбург: Изд-во МИНЦ «Нобелистика», 2012. – 356 с.
4. Шатских В.В., Башкиров Р.М., Ермаков Д.О., Якушов О.С. Инновационные направления подготовки инженерно-технических кадров для войск РЭБ в современных условиях // Сборник трудов «Военная безопасность России: исторический опыт и взгляд в будущее», МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2024.
5. Якушов О.С., Ермаков Д.О., Гусев А.А. Разработка алгоритмов технического обслуживания и анализа неисправностей средств РЭБ на основе имитационного моделирования и матричного подхода СППР // Сборник трудов по Всероссийской научно-технической конференции “Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем”, Филиал ФГКВОУ ВО “Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого” в г. Серпухов, 2024.

REFERENCES

1. Timoshenkov S.P., Simonov B.M., Goroshko V.N. Fundamentals of reliability theory. Moscow: Yurayt, 2014. – 445 p.
2. Borisov V.V., Fedulov A.S., Zernov M.M. Fundamentals of fuzzy logical inference. Textbook for universities. Moscow: Hotline – Telecom, 2023. 122 p.
3. Tyutyunnik V.M., Dubrovin A.D. Intelligent information systems: textbook, 2nd ed., stereotype. Tambov; Moscow; St. Petersburg; Baku; Vienna; Hamburg: Publishing house of the MINTS "Nobelistics", 2012. – 356 p.
4. Shatskikh V.V., Bashkirov R.M., Ermakov D.O., Yakushov O.S. Innovative areas of training engineering and technical personnel for electronic warfare troops in modern conditions // Proceedings "Military Security of Russia: historical experience and a look into the future", Bauman Moscow State Technical University, 2024.
5. Yakushov O.S., Ermakov D.O., Gusev A.A. Development of algorithms for maintenance and fault analysis of electronic warfare equipment based on simulation modeling and the matrix approach of DSS // Proceedings of the All-Russian Scientific and Technical Conference "Problems of efficiency and safety of complex technical and information systems", Branch of the Military Academy of Rocket Sciences Peter the Great Strategic Forces" in Serpukhov, 2024.

ПРАКТИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Д. Н. Рахманин^{1,2}, А. В. Гречишкін^{1,2}, И. А. Арзамасцев¹, А. А. Берлев¹, С. В. Перова^{1,3}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

² Воронежский Государственный Технический Университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

³ Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе представлен автоматизированный измерительный комплекс, использующий дистанционное управление средствами измерения. Программа управления написана на языке Python. Обеспечивается измерение и визуализация коэффициента шума исследуемого устройства. Произведен сравнительный анализ различных методик измерения коэффициента шума.

Ключевые слова: автоматизация измерений, коэффициент шума, усилители, радиоприемный тракт, Python.

NOISE FIGURE MEASUREMENT PRACTICE

D. N. Rakhmanin^{1,2}, A. V. Grechishkin^{1,2}, I. A. Arzamascev¹, A. A. Berlev¹, S. V. Perova^{1,3}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

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

³Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents an automated measuring complex that uses remote control of measuring instruments. The control program is written in Python; it provides measurement and visualization of the noise figure of the device under test. Comparative analyses were carried out using different methods of noise figure measurement.

Keywords: measurement automation, noise figure, amplifiers, RF front end, Python.

1. ВВЕДЕНИЕ

Коэффициент шума (КШ) является одним из ключевых параметров, наряду с такими как коэффициент усиления (КУ), точка однодецибельной компрессии (P_{1dB}) и точка пересечения интегральной характеристики 3-го порядка (OIP3/IIP3) [1]. Эти параметры радиоэлектронных компонентов и узлов радиоприемного тракта используются при проектировании, оценке и оптимизации аналоговых радиоприемных трактов (RF Front-end). КШ показывает, сколько шума вносит в сигнал радиоприемная система, и количественно определяется как отношение отношения сигнал-шум (ОСШ) на входе радиоприемной системы к ОСШ на ее выходе.

При приеме и обработке сигналов для снижения вероятности ошибки необходимо увеличивать отношение сигнал-шум, так как это напрямую влияет на качество приема данных. С одной стороны, это достигается за счет увеличения мощности передаваемого сигнала или увеличения усиления приемной антенны [2]. Альтернативным способом обеспечения высокого ОСШ является минимизация коэффициента шума приемной системы и ее компонентов. Поэтому точность и повторяемость измерений данного параметра особенно важны при разработке и производстве радиоприемных устройств. Это гарантирует, что шум, вносимый элементами приемной системы, будет контролируемым и допустимым. В настоящее время существует множество методик [2] измерения КШ.

Целью данной работы является обзорный анализ существующих методик измерения КШ, практическая реализация автоматизированных способов измерения на

основе этих методик, а также оценка необходимости использования дополнительного специализированного оборудования (источники шума, узкоспециализированные анализаторы КШ, векторные анализаторы цепей с дополнительной опцией измерения КШ [3]), усложняющего измерительную установку.

В данной работе проводились автоматизированные измерения КШ с использованием в измерительной установке генератора сигналов (G1), анализатора спектра (SA), тестируемого устройства (device under test, DUT) – малошумящий усилитель с типовым значением КШ 3.3 дБ. Программа управления написана на языке Python с применением библиотеки коммуникации с инструментарием RsInstrument [1].

Все проведенные измерения проводились при следующих настройках SA, общих для всех автоматизированных измерений на основе различных методик. Полоса обзора (SPAN) 6 кГц, детектор - RMS, выбор которого обусловлен рекомендациями из руководства в связи со случайным характером измеряемого (шум) процесса, а также примечаниями к применению Y-фактора [4, 5]. Включен предварительный усилитель для снижения КШ анализатора спектра [4]. Чтобы оптимизировать продолжительность измерений и избежать большого кол-ва усреднений, необходимых в маркерном режиме, используется режим измерения мощности в полосе анализа (BW) 3 кГц. Частота сигнала 901 МГц, выбранная эмпирическим путем по причине отсутствия побочных сигналов, мешающих измерениям.

2. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДИК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КШ С ПРИМЕНЕНИЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ НА PYTHON

Существует несколько методик измерения коэффициента шума:

1) Y-фактор или методика горячего и холодного источника.

Данная методика является основой для большинства узкоспециализированных анализаторов коэффициента шума, так как обеспечивает метрологическую прослеживаемость. Она строится на расчете фактора шума F (noise factor) через Y-фактор, который определяется как отношение мощностей шума устройства при выключенном (холодном) и работающем (горячем) источнике шума [4]. Сначала отдельно вычисляются фактор шума анализатора спектра (рис. 1(а)), и фактор шума измерительной установки с подключенным измеряемым устройством (рис. 1(б)).

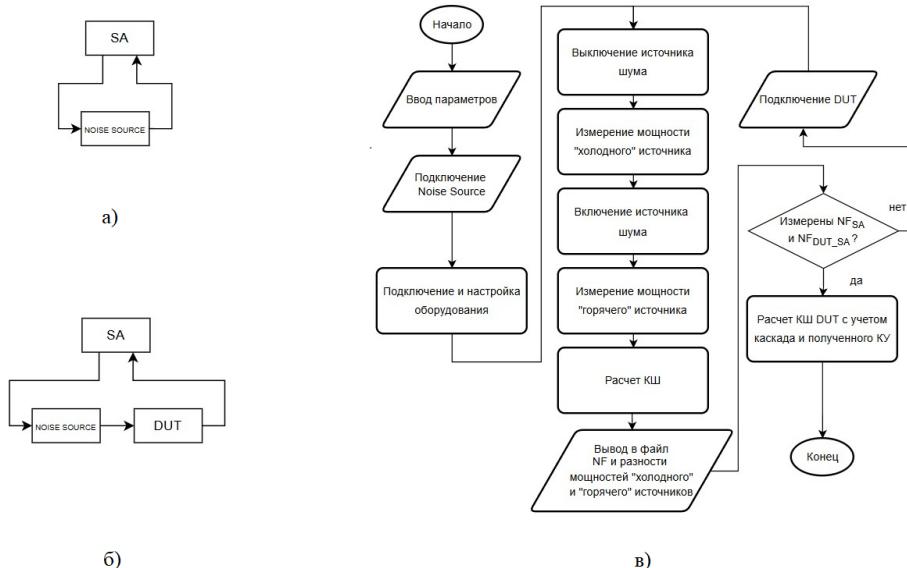


Рис. 1. Схема подключения для измерения КШ методикой Y-фактор (а, б), алгоритм измерения (в).

Далее по каскадной формуле Фрииса [2] выражается фактор шума DUT, который можно представить логарифмически как коэффициент шума.

Недостатком методики является необходимость использования в измерительной установке калиброванного генератора шума. Его частотная характеристика задается таблицей в отдельных частотных точках, поэтому для конкретной частоты используется интерполяция значений избыточного коэффициента шума (ENR - excess noise ratio), что приводит к дополнительной погрешности. Также измерение КУ, рассчитываемого на основе отношения разностей уровней шума "холодного" и "горячего" источника (см. рис. 1.а, рис. 1.б)), вносит дополнительную погрешность из-за шумового характера измеряемых процессов.

Полученный с помощью Y-фактора коэффициент усиления (КУ) DUT равен 20.1 дБ. Алгоритм выполнения измерений и схема подключения представлены на рисунке 1(в).

Осуществлялся сбор статистических данных на основе 1000 измерений значения КШ анализатора спектра, КШ измерительной установки (DUT и SA) в целом и КУ DUT. Разброс полученных значений, продемонстрированный на рисунках 2, 3, соответствовал нормальному распределению. Плотность вероятности нормального распределения построена по среднему значению и стандартному отклонению проведенных измерений с помощью статистической функции pdf подмодуля Stats Norm библиотеки Scipy. Значения математического ожидания использовались для расчета КШ DUT по каскадной формуле Фрииса:

$$NF_{dut} = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{NF_{dut_sa}}{10}} - \frac{10^{\frac{NF_{sa}}{10}} - 1}{10^{\frac{G_{dut}}{10}}} \right), \quad (1)$$

где NF_{dut_sa} и NF_{sa} – КШ измерительной установки и КШ анализатора спектра, G_{dut} – КУ DUT, выражены в дБ. Также стоит отметить, что для получения воспроизводимых результатов всех методик рекомендуется при проведении измерений выполнять соотношение: $NF_{dut} + G_{dut} > NF_{sa}$.

На рисунке 3 показано распределение значения КШ DUT для 901 МГц, измеренного со временем развертки (sweep time) 1 с, без усреднений (average count) по рекомендациям к применению методики Y-фактор [4]. Измерения КШ анализатора спектра Y-фактором соответствовали ожидаемому значению, рассчитанному по уровню собственного шума зафиксированного в -168 дБм/Гц с выключенным генератором сигналов на входе с учетом RBW.

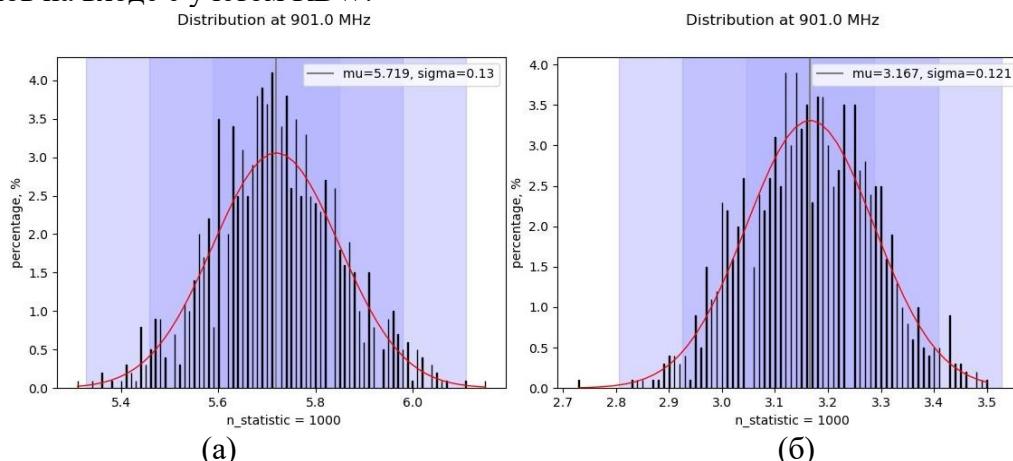


Рис. 2. Распределение КШ анализатора спектра NF_{sa} (а) и КШ измерительной установки NF_{dut_sa} (б).

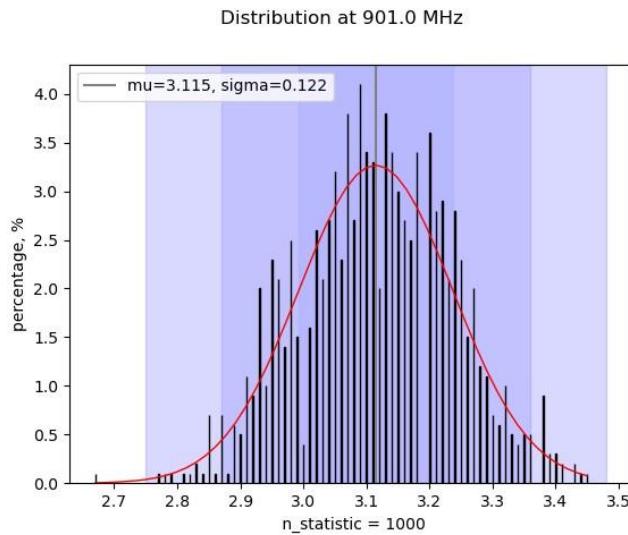


Рис. 3. Распределение КШ DUT.

2) Методика с использованием генератора сигналов или методика удвоения мощности.

В данной методике КШ DUT рассчитывается через уровень сигнала, подаваемого с генератора к входу DUT, при котором уровень мощности шума совместно с сигналом в заданной полосе P_2 больше на 3 дБ предварительно измеренного уровня мощности шума P_1 с выключенным генератором [2]:

$$P_2 = 2(kT_0BG + N_a) = P_{gen}G + kT_0BG + N_a, \quad (2)$$

где k – постоянная Больцмана Дж/К, T_0 – абсолютная температура, B – используемая полоса частот, G – КУ DUT, P_{gen} – уровень на генераторе, N_a – шум, вносимый DUT.

Из недостатков стоит выделить необходимость итеративной подстройки уровня на генераторе сигналов, а также невозможность установить строго двукратную мощность в канале. Эта методика может быть рекомендована для тестирования устройств с высоким коэффициентом шума [2].

На практике трудно добиться точного удвоения мощности для каждого измерения, не все генераторы способны плавно изменять уровень. Учитывая это, в формулу (2) из статьи [2] была внесена следующая корректировка:

$$P_2 = n(kT_0BG + N_a) = P_{gen}G + kT_0BG + N_a, \quad (3)$$

где n – это достигнутая разность уровня шума P_2 и P_1 , выраженная в разах.

Выразим из (3) шум N_a , вносимый тестируемым устройством, и используем для расчета непосредственно коэффициента шума NF, как отношения ОСШ на выходе DUT к ОСШ на выходе DUT:

$$N_a = \frac{P_{gen}G - (n-1)kT_0BG}{n-1}, \quad (4)$$

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{kT_0BG + N_a}{kT_0BG} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{gen}}{(n-1)kT_0B} \right), \quad (5)$$

Алгоритм и схема подключения методики удвоения мощности представлены на рисунке 4. Для улучшения согласования между G1 и DUT использовался аттенюатор на 10 дБ (ATT).

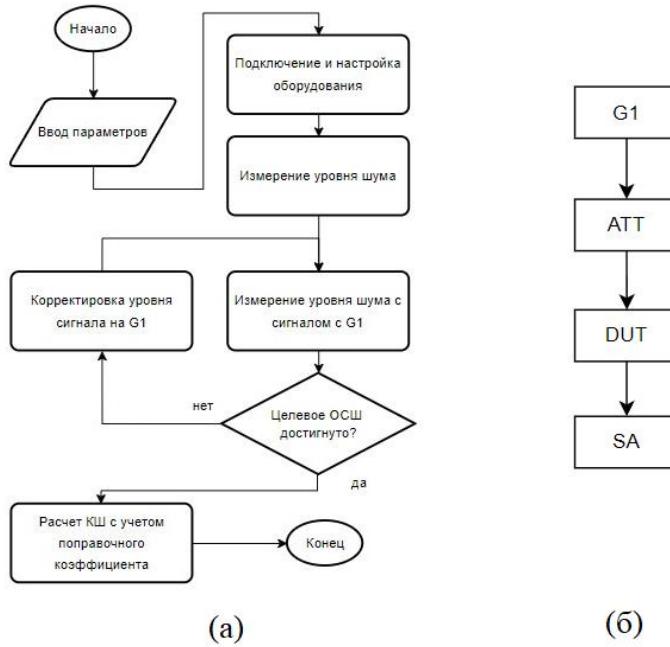


Рис. 4. Алгоритм измерения КШ с удвоением мощности (а), схема подключения (б).

Также применялась каскадная формула Фрииса с измеренными значениями КШ анализатора спектра и КУ DUT. Измерения со sweep time 200 мс и average count 4 - для измерений шума и 1 - для измерения шума совместно с сигналом дали разброс между минимальным и максимальным значениями около 1.5 дБ (рисунок 5):

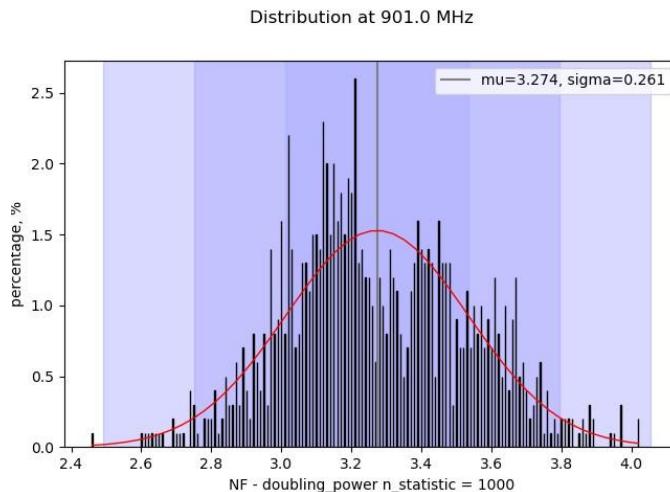


Рис. 5. Распределение КШ DUT, измеренного методикой удвоения мощности.

3) Методика холодного источника или прямого измерения шума.

На вход тестируемого устройства подключают согласованную нагрузку 50 Ом и на заданной частоте фиксируют на выходе DUT уровень шума P_{out} . Рассчитывается КШ следующим образом [2]:

$$NF = P_{out} + 174 - 10\log_{10}(B) - G, \quad (6)$$

Схема измерения данной методикой представлена на рисунке 6.б, однако для расчета КШ используется КУ DUT – G. Если он заранее неизвестен, то схема измерительной установки усложняется (см. рис. 6(в)) для проведения дополнительных измерений КУ. На уровне шума значение КУ измерить труднее, оно имеет больший разброс, поэтому измерения КУ проводились на диапазоне высоких значений уровня мощности сигнала, предполагая, что КУ на более низких уровнях будет неизменен.

Важность точного измерения КУ обусловлена тем, что он используется и в вычислении КШ измерительной установки (6), и для вычисления непосредственно КШ DUT (1).

Дополнительные ограничения на применение методики накладывают требования к точности измерительного оборудования. Необходимо измерять уровень шума на выходе DUT с минимальной погрешностью [2].

Алгоритм измерения вышеописанной методикой и схема подключения оборудования представлены на рисунке 6(а):

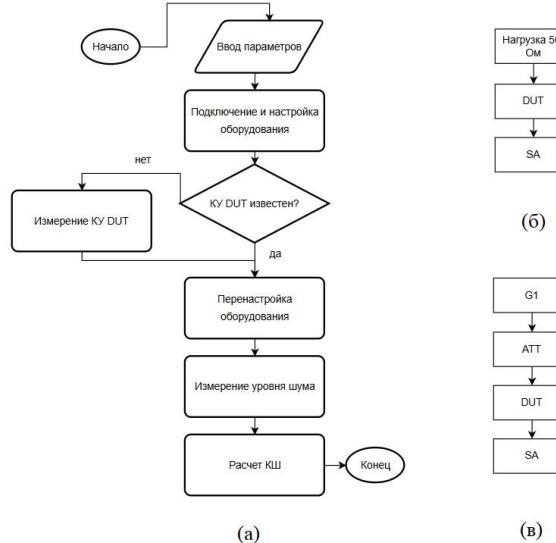


Рис. 6. Алгоритм измерения КШ методикой холодного источника (а), схема подключения для измерения P_{out} (б), схема подключения для измерения КУ (в).

Описанное в методике холодного источника измерение P_{out} с подключением нагрузки 50 Ом затрудняет автоматизацию последовательного измерение КУ и КШ, так как нужно переподключать измерительную установку, что дополнительно вносит человеческий фактор. В данной работе автоматизация подобных измерений стала возможной с использованием G1 (рис. 6(в)). Сбор статистических данных значения P_{out} показал, что подключение нагрузки 50 Ом идентично подключению к входу тестируемого устройства генератора сигналов в режиме отключенного ВЧ-выхода.

Получено следующее распределение 1000 измерений для P_{out} и КШ DUT при sweep time 200 мс, average count 4:

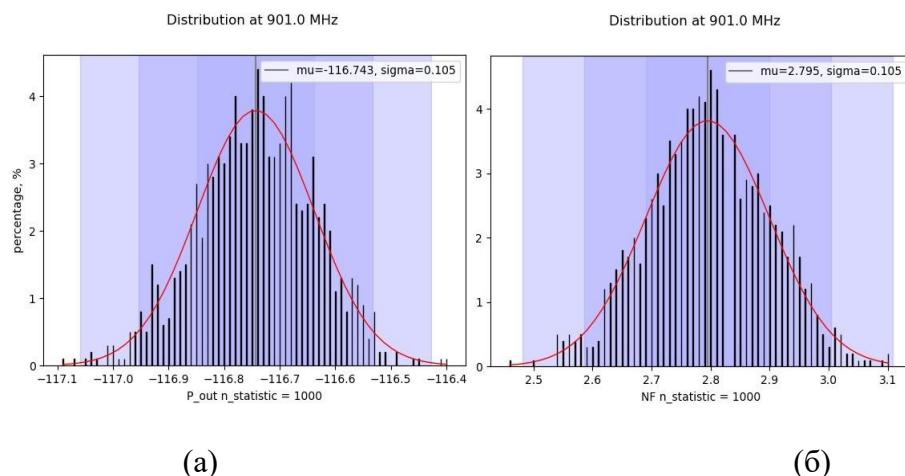


Рис. 7. Распределение P_{out} (а) и КШ DUT (б), измеренного по методике холодного источника.

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Результаты сравнения методик измерения КШ приведены далее для количества измерений 100, увеличение количества измерений не приводит к существенным изменениям.

Таблица 3. Сравнение методик измерений КШ по точности и времени измерения

n_stat: 100 freq: 901MHz sw_time: 200ms aver_coun: 1 aver_coun_noise: 4			
	Y-factor	Удвоение мощности	Холодный источник
Длительность 1 измерения, с	≈1.6	1.72	0.84 + время измерения G (~0.25)
σ, дБ	0.153	0.247	0.11
μ, дБ	3.127	3.224	2.997
n_stat: 100 freq: 901MHz sw_time: 1000ms aver_coun: 1 aver_coun_noise: 1			
	Y-factor	Удвоение мощности	Холодный источник
Длительность 1 измерения, с	≈2.0	2.07	≈1.02 + время измерения G (~0.25)
σ, дБ	0.122	0.233	0.087
μ, дБ	3.115	3.202	3.086
n_stat: 100 freq: 901MHz sw_time: 500ms aver_coun: 1 aver_coun_noise: 4			
	Y-factor	Удвоение мощности	Холодный источник
Длительность 1 измерения, с	≈4.0	4.13	≈2.05 + время измерения G (~0.25)
σ, дБ	0.098	0.155	0.061
μ, дБ	3.129	3.241	3.065

Выявлены следующие достоинства и недостатки методик измерения КШ:

Таблица 4. Достоинства и недостатки методик измерений КШ

	Y-factor	Удвоение мощности	Холодный источник
Недостатки	1. Требование к наличию калиброванного генератора шума с высоким значением ENR 2. Точность измерения КУ хуже, чем при измерениях с генератором сигналов	1. Большая погрешность измерения 2. Итеративный подбор уровня генератора замедляет измерения	1. Необходимо предварительное точное измерение КУ DUT

Достоинства	1. Не нужен генератор сигналов для измерения КШ и КУ 2. Обеспечивает метрологическую прослеживаемость	1. Упрощенная измерительная установка(не требуется поверенный источник шума)	1. Упрощенная измерительная установка (не требуется поверенный источник шума) 2. В зависимости от выбора sweep_time и aver_count можно добиться высокой точности или быстроты измерений
-------------	--	--	--

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение методики автоматизированного измерения коэффициента шума с использованием генератора сигналов и анализатора спектра показало низкие временные затраты, упрощение измерительной установки. При заданных параметрах настройки анализатора спектра оценена погрешность КШ.

Автоматизация и сокращения времени измерений позволит получать данные о коэффициенте шума тестируемых устройств не только на одной частоте, но и в заданном диапазоне, ограниченном средствами измерения, при определенной скорости измерений и погрешности.

Рассмотренные методики являются средством тестирования и контроля КШ не только усилителей, но и аналоговых трактов радиоприемных устройств, обеспечивающим точность и повторяемость измерений.

На основе полученных результатов измерений можно сделать вывод о том, что для адекватного измерения коэффициента шума далеко не всегда требуется специализированное оборудование (калибранный генератор шума, векторный анализатор или анализатор спектра с опцией измерения коэффициента шума).

ЛИТЕРАТУРА

1. Программно-аппаратный комплекс измерения основных характеристик усилителей / И.А. Арзамасцев, А.А. Берлев, А.В. Гречишкян, С.В. Перова, Д.Н. Рахманин // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2024. – Т. 5. – С. 250-259.
2. Бельчиков С.А. Коэффициент шума. Теория и практика измерений // Компоненты и технологии, 2008, №. 82. – С. 174-178.
3. Выбор наилучшего решения для измерения коэффициента шума [Electronic resource] // URL: https://www.astena.ru/radar_9.html (accessed 24.03.2025).
4. THE Y-FACTOR TECHNIQUE FOR NOISE FIGURE MEASUREMENTS [Electronic resource] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_5e_NoiseFigure.pdf (accessed 24.03.2025).
5. Measuring with Modern Spectrum Analyzers Educational Note [Electronic resource] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma201_1/1MA201_9e_spectrum_analyzers_meas.pdf (accessed 24.03.2025).

REFERENCES

1. Software and hardware complex for measuring the main characteristics of amplifiers / I.A. Arzamascev, A. A. Berlev, A. V. Grechishkin, S. V. Perova, D. N. Rakhmanin // RLNC Collected papers 2024, Vol.5, p. 250.

2. Belchikov S.A. Noise Figure. Theory and measurement practice. //Components&Technologies, 2008, No. 82. – Pp. 174-178.
3. Choosing best noise figure measurement decision [Electronic resource] // URL: URL: https://www.astena.ru/radar_9.html (accessed 24.03.2025)..
4. THE Y-FACTOR TECHNIQUE FOR NOISE FIGURE MEASUREMENTS [Electronic resource] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_5e_NoiseFigure.pdf (accessed 24.03.2025).
5. Measuring with Modern Spectrum Analyzers Educational Note [Electronic resource] // URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma201_1/1MA201_9e_spectrum_analyzers_meas.pdf (accessed 24.03.2025).

ДИАПАЗОН ПЕРЕСТРОЙКИ LC-ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ КОНТУРАХ

И.В. Забегайло, А.И. Тюменцев, А.Н. Яковлев

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск,
Российская Федерация

Аннотация. Проведена оценка диапазона перестройки по частоте LC-фильтров, выполненных на колебательных контурах с индуктивной и емкостной связью. Установлено, что одним из факторов, ограничивающих диапазон перестройки, является непостоянство входного сопротивления из-за изменения величины переменной емкости. Показана возможность увеличения диапазона перестройки за счет одновременного изменения контурных емкостей и емкости связи. Выведены расчетные соотношения, позволяющие обеспечить теоретически бесконечно большой диапазон перестройки. Представлены расчеты, подтверждающие корректность полученных результатов.

Ключевые слова: перестраиваемый фильтр, диапазон перестройки, колебательный контур, входное сопротивление.

RANGE OF LC-FILTERS TUNING ON COUPLED CIRCUITS

I.V. Zabegaylo, A. I. Tyumentsev, A. N. Yakovlev

Omsk Research Institute of Instrumentation, Omsk, Russian Federation

Abstract. An assessment was made of the tuning range of the frequency of LC-filters implemented oscillatory circuit with inductive and capacitance couplings. It has been established that one the factors limiting the tuning range is the variability of the input impedance due to change in the value of the tuning capacitance. The possibility the tuning range by simultaneously changing the contour and coupling capacitance is show. Calculation relationships have been derived that allow for a theoretically infinitely large tuning range. Calculation are presented, confirming the correctness of the obtained results.

Keywords: tunable filter, tuning range, oscillatory circuit, input impedance.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современной аппаратуре связи в качестве частотно-избирательных устройств находят широкое применение перестраиваемые LC-фильтры. Использование перестраиваемых фильтров позволяет обеспечить высокую избирательность и избавится при этом от необходимости использования набора коммутируемых фильтров на фиксированные частоты и тем самым существенно улучшить массогабаритные характеристики.

Наряду с требованиями, предъявляемыми к фильтрам на фиксированные частоты, такими как уровень потерь в полосе пропускания, величина гарантированного затухания в полосе задерживания при заданных отстройках, к перестраиваемым фильтрам предъявляются дополнительные требования. Одним из таких требований является коэффициент перестройки по частоте. В настоящее время вопросам проектирования перестраиваемых LC-фильтров и улучшения их основных технических характеристик уделено достаточно большое внимание [1-5]. Однако вопросы, связанные с исследованием возможностей расширения диапазона перестройки таких фильтров, до сих пор остаются открытыми.

В настоящем докладе представлены возможные пути расширения диапазона перестройки по частоте LC-фильтров на основе схем с индуктивной и емкостной связью, перестройка которых осуществляется с помощью емкостных элементов, как наиболее широко используемых на практике.

2. СХЕМЫ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ

Перестраиваемые LC-фильтры с индуктивной и емкостной связью могут представлять собой Т- и П-образные четырехполюсники на основе последовательных или параллельных контуров (рисунок 1). Рассмотрим возможность перестройки этих схем по частоте при помощи конденсатора, при условии, что элементы схемы являются идеальными.

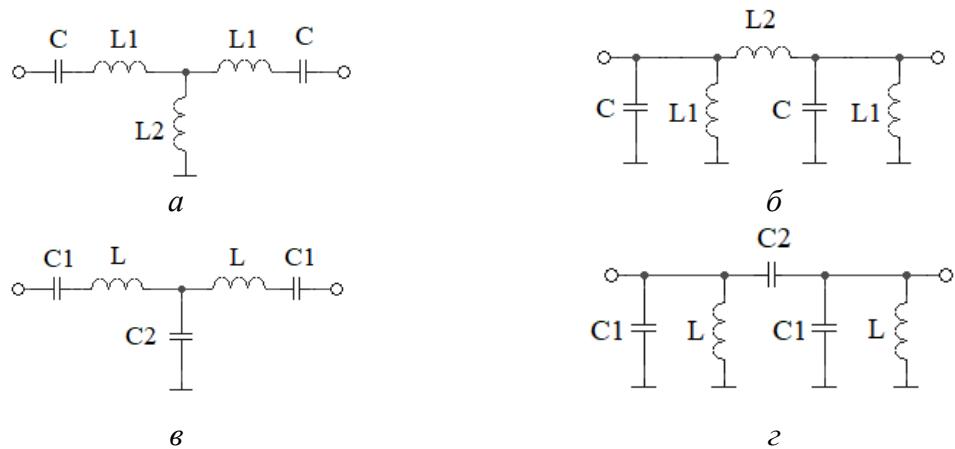


Рис. 1. Схемы перестраиваемых фильтров с индуктивной связью на последовательных (а) и параллельных контурах (б), с емкостной связью на последовательных (в) и параллельных контурах (г)

Полагая, что рассматриваемые схемы фильтров являются симметричными, коэффициенты ABCD-матриц Т- и П-образных схем могут быть представлены в следующем виде соответственно:

$$A = D = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}, \quad B = 2Z_1 + \frac{Z_1^2}{Z_2}, \quad C = \frac{1}{Z_2} \quad (1)$$

$$A = D = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}, \quad B = Z_2, \quad C = \frac{2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_1^2} \quad (2)$$

где для Т-образной схемы Z_1 и Z_2 – сопротивления двухполюсников в продольной и поперечной ветвях, а для П-образной схемы – в поперечной и продольной ветвях.

Тогда, передаточную функцию от входа к выходу и входное сопротивление схем, нагруженных по входу и выходу на сопротивление нагрузки R , можно выразить через коэффициенты ABCD-матрицы [6]:

$$T = \frac{2}{A + \frac{B}{R} + C \cdot R + D} \quad (3)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{A \cdot R + B}{C \cdot R + D} \quad (4)$$

3. ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ LC-ФИЛЬТРЫ С ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим перестраиваемые LC-фильтры на последовательных и параллельных контурах с индуктивной связью, приведенные на рисунке 1 *а* и *б*.

В соответствии с обозначениями элементов схем и с учётом выражений (1) - (4) были определены модули передаточной функции и входного сопротивления LC-фильтров с индуктивной связью при перестройке схем с помощью емкости.

На рисунке 2 приведены зависимости модуля передаточной функции (сплошная линия) и модуля входного сопротивления (пунктирная линия) от частоты. Расчет значений элементов схем проводился на основе известных методик [7-9] для фильтров, настроенных на частоту 100 МГц с относительной шириной полосы пропускания 20 %.

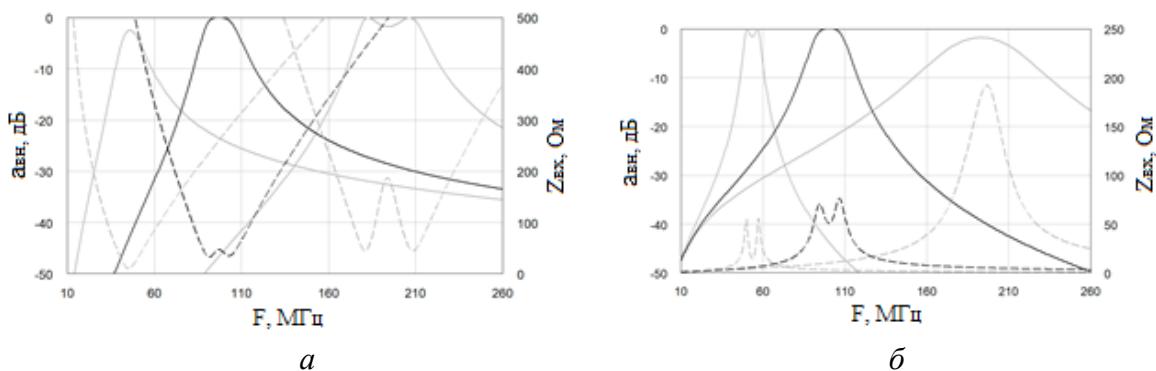


Рис. 2. Зависимость модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке емкостью фильтров с индуктивной связью на последовательных (а) и параллельных контурах (б)

Как следует из представленных графиков, коэффициент перестройки LC-фильтров с индуктивной связью ограничивается деформацией АЧХ и не превышает 1,5...2 единиц. Причиной изменения АЧХ в диапазоне перестройки является непостоянство входного сопротивления, что приводит к рассогласованию фильтров с сопротивлением нагрузки R. Для рассматриваемых фильтров на последовательных и параллельных контурах входное сопротивление описывается выражениями (5) и (6) соответственно.

$$Z_{bx} = \frac{(1-\omega^2 L_1 C)(\omega^2 C(2L_2 + L_1) - 1) - j\omega CR(1-\omega^2 C(L_1 + L_2))}{\omega C(\omega CR - j(1-\omega^2 C(L_1 + L_2)))} \quad (5),$$

$$Z_{bx} = \frac{j\omega L_1 R(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C) - \omega^2 L_1^2 L_2}{R(2L_1 + L_2 + \omega^2 L_1 C(\omega^2 L_1 L_2 C - 2(L_1 + L_2)) - j\omega L_1 (\omega^2 L_1 L_2 C - L_1 - L_2))} \quad (6).$$

Проведенный анализ этих соотношений показал, что изменение значений только контурных емкостей не позволяет обеспечить постоянство входного сопротивления, вследствие чего применение подобных схем в качестве перестраиваемых LC-фильтров ограничено.

4. СХЕМЫ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ LC-ФИЛЬТРОВ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим диапазон перестройки LC-фильтров с емкостной связью на последовательных и параллельных контурах, приведенных на рисунках 1 *в* и *г*.

Аналогичным образом, используя выражения (1)-(4) и обозначения элементов рассматриваемых схем, определены модули передаточной функции и входного

сопротивления LC-фильтров с емкостной связью на последовательных и параллельных контурах при перестройке схем с помощью контурной емкости C_1 .

На рисунке 3 представлены зависимости расчетных модулей передаточной функции (сплошная линия) и входного сопротивления (пунктирная линия) от частоты фильтров, рассчитанных на частоту 100 МГц с относительной шириной полосы пропускания 20 %.

Из представленных графиков видно, что также как для схем с индуктивной связью, в фильтрах с емкостной связью диапазон перестройки ограничен контурной ёмкостью. Изменение её номинала приводит к отклонению входного сопротивления фильтров от заданного, что ведет к рассогласованию фильтров с сопротивлением нагрузки R , а также деформации частотных характеристик фильтров.

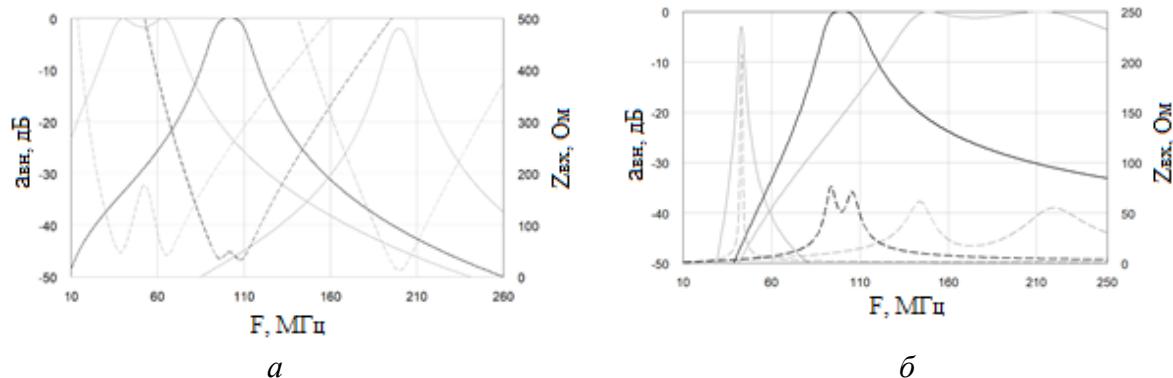


Рис. 3. Зависимость модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке контурной емкостью фильтров с емкостной связью на последовательных (а) и параллельных контурах (б)

Связь входного сопротивления со значениями элементов рассматриваемых схем на последовательных и параллельных контурах можно представить в следующем виде соответственно:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\omega C_1 R (C_1 + C_2 (1 - \omega^2 L C_1)) - j(1 - \omega^2 L C_1)(2C_1 + C_2 - \omega^2 L C_1 C_2)}{\omega C_1 (C_1 + C_2 (1 - \omega^2 L C_1)) + j\omega C_1 C_2 R} \quad (7)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{j\omega L R (1 - \omega^2 L (C_1 + C_2)) - \omega^2 L^2}{R(\omega^2 L C_1 - 1)(\omega^2 L (C_1 + 2C_2) - 1) + j\omega L (1 - \omega^2 L (C_1 + C_2))} \quad (8)$$

Как следует из анализа соотношений (7) и (8) при перестройке фильтров по частоте с помощью только контурной емкости C_1 невозможно обеспечить постоянство входного сопротивления. Чтобы устранить этот недостаток необходимо одновременное изменение контурной емкости C_1 и емкости связи C_2 , при этом должно выполняться следующее условие на любой из частот настройки фильтра:

$$\begin{aligned} Re Z_{\text{вх}} &= R \\ Im Z_{\text{вх}} &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

Для определения возможного значения емкости связи C_2 , при которых будет обеспечиваться постоянство входного сопротивления фильтров, необходимо выделить действительную и мнимую части выражений (7), (8) и подставить их в систему уравнений (10). При этом будем считать, что при перестройке рассматриваемых схем фильтров по

частоте в K раз с помощью контурной емкости C_1 и емкости связи C_2 выполняются следующие условия:

$$\begin{aligned}\omega_h &= K\omega \\ C'_1 &= k^2 C_1 \\ C'_2 &= K C_2\end{aligned}\quad (11)$$

где C_1 и C_2 – значения контурной емкости и емкости связи соответственно, рассчитанные на средней частоте диапазона перестраиваемых частот,

C'_1 , C'_2 – значения контурной емкости и емкости связи соответственно при перестройке фильтра на частоту ω_h ,

k – коэффициент изменения контурной ёмкости при изменении частоты в K раз.

Тогда, можно определить коэффициент k , характеризующий значение контурной емкости, при которой обеспечивается согласование и постоянство входного сопротивления рассматриваемых фильтров. При этом полагаем, что решение должно быть действительным положительным числом. В результате для схем с емкостной связью на последовательных и параллельных контурах соответственно получим:

$$k = \sqrt{\frac{C_1 K (\omega^2 L C_2 K - 1)}{C_2}} \quad (12)$$

$$k = \sqrt{\frac{\omega^2 K^2 L C_1}{1 - \omega^2 K L C_2}} \quad (13)$$

На рисунках 4 *а* и *б* в виде графиков приведены расчетные зависимости модуля передаточной функции фильтров (сплошная линия) на последовательных и параллельных контурах с емкостной связью при одновременном изменении контурной емкости в соответствии с выражениями (12) и (13) и емкости связи в k раз. На тех же рисунках приведены зависимости входного сопротивления (пунктирная линия) от частоты при перестройке этих же фильтров. Проведенное схемотехническое моделирование схем, изображенных на рисунках 1 *в* и *г* показало такие же результаты.

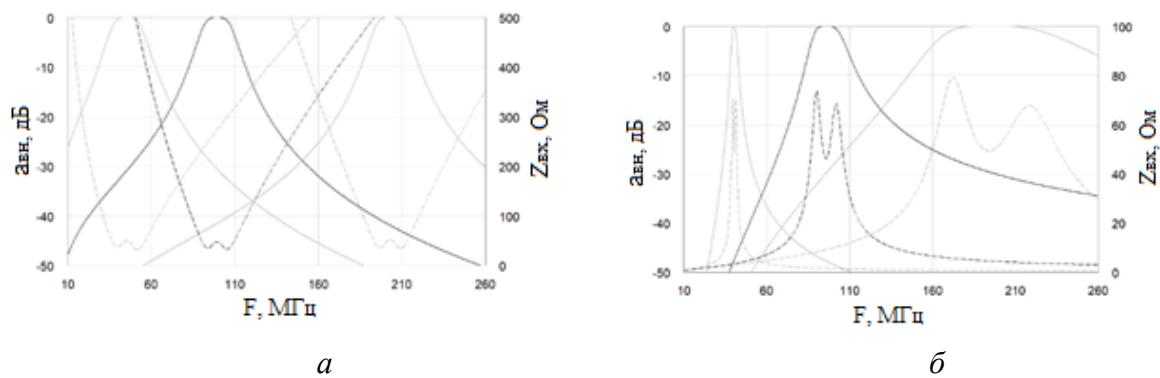


Рис. 4. Зависимость модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке контурной емкостью и емкостью связи фильтров с емкостной связью на последовательных (а) и параллельных контурах (б)

Таким образом, одновременное изменение контурных емкостей и емкостей связи в рассматриваемых схемах позволяет существенно расширить диапазон перестройки фильтров. При выполнении условий (12), (13), обеспечивающих постоянство входного сопротивления фильтров при перестройке по частоте, теоретический диапазон

перестройки фильтров с емкостной связью может быть бесконечно большим. Однако на практике он ограничен физической реализуемостью элементов.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в настоящем докладе результаты показывают, что одной из причин, ограничивающих диапазон перестройки LC-фильтров, является изменение входного сопротивления, обусловленное изменениями значений элементов перестройки. Показано, что в схемах, как с индуктивной, так и с емкостной связью колебательных контуров при перестройке только контурными емкостями невозможно обеспечить постоянство входного сопротивления. Поэтому коэффициент перестройки таких схем не превышает 1,5...2.

Выявлено, что в фильтрах на колебательных контурах с емкостной связью при одновременном изменении контурных емкостей и емкости связи возможно обеспечить постоянство входного сопротивления и тем самым существенно расширить диапазон перестройки LC-фильтров. Получены соотношения для расчетов значений элементов схем фильтров на колебательных контурах с емкостной связью, позволяющие обеспечить теоретически бесконечно большой диапазон перестройки. Практически же диапазон перестройки ограничен физической реализуемостью элементов.

Представлены расчеты модуля передаточной функции и модуля входного сопротивления при перестройке, подтверждающие корректность полученных результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бобрешов А. М. Интермодуляционные искажения в перестраиваемых полосовых фильтрах/ А.М. Бобрешов, Л.И. Аверина, А.В. Исаев – Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2010, № 2 – с. 181-188.
2. И.В. Забегайло, А.И. Тюменцев, Т.С. Хроленко Полосовые перестраиваемые фильтры с использованием варикапов в широком диапазоне частот / Техника радиосвязи, 2014, 3(23) – с. 100-106.
3. Знаменский А.Е. Перестраиваемые электрические фильтры. – М.: Связь, 1979. – 128 с.
4. A.R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160, July 2000.
5. Palego, C. et al. A two-pole lumped-element programmable filter with MEMS pseudodigital capacitor banks [Text] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Т. 56. – №. 3. – С. 729-735
6. High frequency techniques: an introduction to RF and microwave engineering. Joseph F. White. – 2004, 526 p.
7. Босый Н.Д. Электрические фильтры / Н.Д. Босый. – Киев: Государственное издательство технической литературы УССР, 1957. - 516 с.
8. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров / Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Советское радио, 1974. – 288 с.
9. Zverev A.I. Handbook of Filter Synthesis / A.I. Zverev// John Wiley and Sons, Inc.- 1967. – 576 p.

REFERENCES

1. Bobreshov A.M. Intermodulation distortions in tunable bandpass filters/ A.M. Bobreshov, L.I. Averina, A.V. Isaev – Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics. 2010, № 2 – p. 181-188.
2. I.V. Zabegaylo, A.I. Tyumentsev, T.S. Khrolenko Bandpass tunable filters using varicaps in a wide frequency range/ Radio communication technology, 2014, 3(23) – p. 100-106.
3. Znamensky A.E. Tunable electrical filters – M: Communication 1979. – 128 p.
4. A.R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160, July 2000.
5. Palego, C. et al. A two-pole lumped-element programmable filter with MEMS pseudodigital capacitor banks [Text] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Т. 56. – №. 3. – p. 729-735
6. High frequency techniques: an introduction to RF and microwave engineering. Joseph F. White. – 2004, 526 p.
7. Bosy N.D. Electrical filters / N.D. Bosy.– Kyiv: State Publishing House of Technical Literature of the Ukrainian SSR, 1957. - 516 p.
8. Hansel G. E. Handbook of filter calculations / Translation from English edited by A.E. Znamensky– M.: Soviet radio, 1974. – 288 p.
9. Zverev A.I. Handbook of Filter Synthesis / A.I. Zverev// John Wiley and Sons, Inc.- 1967. – 576 p.

ВЛИЯНИЕ ГИСТЕРЕЗИСА И ЭФФЕКТА ПОДСТРОЙКИ НА СТАБИЛЬНОСТЬ ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

К. А. Галкина, А. О. Ложников

АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (АО «ОНИИП»),
Омск, Россия

Аннотация. В работе описаны причины, ограничивающие температурную стабильность термокомпенсированных кварцевых генераторов. Рассмотрены вопросы стабильности частоты при быстром изменении температуры среды. Также рассмотрен вопрос ухудшения температурной стабильности при подстройке частоты внешним корректором управляемых напряжением термокомпенсированных кварцевых генераторов.

Ключевые слова: ТККГ; стабильность частоты; гистерезис; термодинамический коэффициент, эффект подстройки.

INFLUENCE OF HYSTERESIS AND TUNING EFFECT ON THE STABILITY OF THERMOCOMPENSATED QUARTZ OSCILLATORS

K. A. Galkina, A. O. Lozhnikov

JSC Omsk Research Institute of Instrument Engineering (JSC ONIIP), Omsk, Russia

Abstract. The paper describes the reasons limiting the temperature stability of temperature-compensated quartz oscillators. The issues of frequency stability with rapid changes in ambient temperature are considered. The issue of deterioration of temperature stability when adjusting the frequency of voltage-controlled temperature-compensated quartz oscillators by an external corrector is also considered.

Keywords: TCXO; frequency stability; hysteresis; dynamic frequency-temperature behavior; trim effect.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сигналы синхронизации имеют большое значение во многих электронных системах, в радиосистемах. В этих системах для координации работы часто требуется несколько устройств, что предполагает синхронизацию тактовых импульсов между устройствами [1], а стабильность тактовых импульсов кварцевого генератора в каждом устройстве является ключевым фактором, определяющим эффективность синхронизации [2,3]. Однако стабильность частоты обычных кварцевых генераторов невысока и в основном зависит от температуры окружающей среды. В термокомпенсированных генераторах схемные, а в терmostатированных конструкторские решения позволяют значительно снизить влияние температуры среды на стабильность частоты. Термокомпенсированный генератор поддерживает стабильность частоты с помощью компенсации ее ухода, стабильность достигает до $\pm 0,2 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-6}$. Терmostатированный генератор достигает стабильности частоты с помощью поддержания постоянной температуры внутри генератора, это позволяет достигать стабильности частоты $\pm 1 \cdot 10^{-10} \dots 1 \cdot 10^{-7}$. Хоть терmostатированный генератор имеет высокую стабильность, но из-за развития микроэлектроники с малым энергопотреблением и многофункциональности, терmostатированные генераторы не могут применяться во многих автономных данных системах, из-за своего большого

энергопотребления и больших размеров. Благодаря низкому энергопотреблению и простой конструкции термокомпенсированный генератор актуален для современной техники, и особенно для носимой аппаратуры. Повышение стабильности частоты термокомпенсированных кварцевых генераторов позволит расширить потенциал их применения, например в системах позиционирования, беспилотных летательных аппаратах и высокоточных измерениях.

На сегодняшний день выявляют ряд причин, которые накладывают ограничения для повышения температурной стабильности термокомпенсированных кварцевых генераторов, такие как:

- старение элементов в кварцевом генераторе, в первую очередь кварцевого резонатора;
- немонотонность температурно-частотной характеристики (ТЧХ) резонатора;
- метод термокомпенсации;
- гистерезис температурно-частотной характеристики.

В данной статье подробно рассмотрим влияние гистерезиса и старения элементов, таких как резонатор на температурную стабильность кварцевого термокомпенсированного генератора.

Существует два метода реализации термокомпенсации, а именно аналоговый и цифровой. Аналоговый метод обеспечивает компенсация отклонения частоты. Цифровой метод сначала считывает температуру с помощью датчика температуры, а потом подстраивает частоту. Цифровой метод обеспечивает стабильность частоты выше, чем аналоговый, но при этом он обладает энергопотреблением намного выше. Так же повышения стабильности можно получить за счет увеличения точек измерения и повышения точности датчиков температуры. Однако постоянные изменения температуры окружающей среды неизбежно приводят к гистерезису частоты кварцевого генератора. Гистерезис в кварцевом генераторе означает, что выходная частота изменяется с запозданием при изменении температуры. Стабильность частоты термокомпенсированного кварцевого генератора достигла значения $\pm 0,5\text{--}1 \cdot 10^{-6}$. [4,5] Но в этих исследованиях не учитывалось влияние гистерезиса. Если бы он учитывался, возможно можно было улучшить показатели стабильности.

Эффект подстройки, или как его называют в англоязычных источниках «трим-эффект» – это перекос термокомпенсации частоты кварцевого генератора из-за ухода номинального значения частоты. Такой сдвиг номинального значения может произойти из-за старения резонатора. Данный эффект хорошо известен, но не берется во внимание, так как нет еще метода устранения перекоса термокомпенсации. Трим-эффект происходит из-за того, что компенсационное напряжение для термокомпенсированных кварцевых генераторов реализуется с помощью управляющего напряжения, которое имеет фиксированное значение на определенной температуре. Это напряжение подается на варикап, изменяя емкость варикапа. Частота генератора зависит от емкости варикапа, то есть обладает нелинейной характеристикой.

Нелинейная связь частоты и напряжения управления емкостью варикапа приводит к тому, что при уходе частоты напряжение для компенсации остается таким же как и при настройке. Но для коррекции ухода частоты при старении производят его изменение, что приводит к изменению, емкости, из-за этого нарушается вся термокомпенсация. На практике в термокомпенсированных генераторах обычно учитывают дрейф старения. Калибровка термокомпенсированного кварцевого генератора при старении приведет к ухудшению температурной стабильности.

2. ВЛИЯНИЕ ГИСТЕРЕЗИСА НА ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЮ КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА АТ-СРЕЗА

Гистерезис – это свойство системы, при котором несовпадение выходной величины при одном и том же значении аргумента при прямом и обратном направлении изменения. Явление гистерезиса наблюдается в кварцевых генераторах и резонаторах при циклическом изменении температур и проявляется в несовпадении значений частоты при одинаковых значениях температуры. Есть много различных объяснений данного явления, но нет единой модели расчета величины гистерезиса температурно-частотной характеристики.

Одним из способов уменьшения эффекта гистерезиса является применение токопроводящего клея на силиконовой основе, взамен применения паяльных паст при которых происходит резкое воздействие повышенной температуры, это может послужить к деформации. Напряжение на пластине снимается во время термотренировки резонатора резкими перепадами температур. [6-9]

В конструкции кварцевого генератора имеются составные элементы температура которых различна. Из-за этого существует градиент температур в объеме кварцевого генератора. При изменении температуры среды вокруг генератора, температура элементов тоже меняется. Если эти элементы оказывают влияние на частоту и это влияние имеет температурную зависимость, то возникает искажение термокомпенсации кварцевого генератора. Искажения обычно связаны с тем, что термодатчик и резонатор имеют разную температуру из-за пространственного распределение температуры внутри генератора.

Срез АТ проявляет значительную чувствительность на резкие изменения температуры. Теоретический коэффициент изменений частоты при определенном градиенте температуры в направлении, перпендикулярном поверхности пластиинки, для этого среза составляет $-36,7 \cdot 10^{-6}$. Срез SC динамически скомпенсирован и аналогичный коэффициент для этого среза составляет $0,0012 \cdot 10^{-6}$ [10]. Значение динамического коэффициента частоты можно измерить, сравнив изменения частоты резонатора при квазистатических изменениях и при резких изменениях температуры с использованием зависимости:

$$\frac{f_s - f_d}{f_n} = \tilde{a} V \quad (1)$$

где f_s – частота при определенной температуре, измеренная в квазистатических условиях;

f_d – частота при той же температуре, измеренная при резких изменениях температуры;

f_n – номинальная частота резонатора;

V – скорость изменений температуры;

\tilde{a} – динамический коэффициент частоты.

За квазистатические изменения принимаются изменения температуры со скоростью, равной или меньшей $0,05 \text{ К/мин}$. Измеренные в приближенных условиях значения динамических коэффициентов частоты составляют, соответственно, для АТ-среза $1,6 - 1,78 \cdot 10^{-5}$, а для SC- среза $3 \cdot 10^{-7}$ [11]. На практике замена в генераторе резонатора АТ-среза на резонатор SC-среза дает примерно пятикратное уменьшение времени стабилизации частоты на уровне $1 \cdot 10^{-8}$ [12].

Были измерены термокомпенсированные кварцевые генераторы, с кварцевым резонатором АТ-среза на номинальные частоты 32,000 МГц. Измерения проводились на температурном диапазоне от -40 до 85 °C, с задержками на каждой температуре 20 минут.

Результаты измерений кварцевых генераторов на номинальную частоту 32,000 МГц представлены на рисунке 1. На графиках можно увидеть, что в одних и тех же условиях, разные генераторы имеют разные параметры теплового гистерезиса. Один генератор обладает нестабильность при измерениях частоты снизу вверх по температурному диапазону и максимальная разница составляет $0,71 \cdot 10^{-6}$. Второй генератор имеет разницу $0,38 \cdot 10^{-6}$. Генераторы обладают одинаковой конструкцией, но температурно-частотные характеристики имеют разницу. Это говорит о том что индивидуальные особенности резонатора могут повлиять на стабильность генератора в целом.

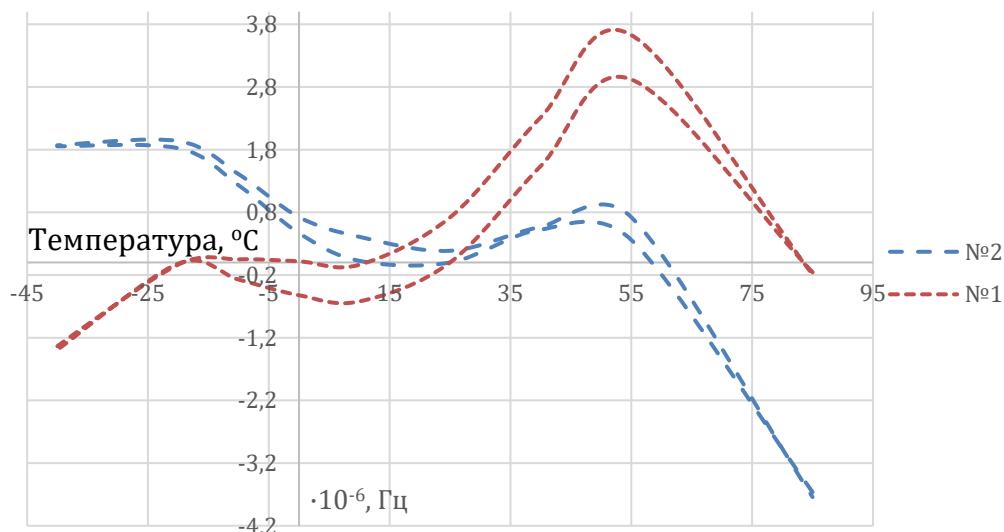


Рис. 1. Измерения термокомпенсированных кварцевых генераторов на номинальную частоту 32,000 МГц, а- генератор под №1, б- генератор под №2

На практике мы видим, что гистерезис может оказывать влияние на температурную стабильность генератора. А так как в основном настройка генератора производится по температурно-частотной характеристике, то если пренебречь гистерезисом это может привести к некорректной настройке термокомпенсации.

Для улучшения термокомпенсации и уменьшении влияния гистерезиса в статье Чжаояна Вана и Цзе У применяли метод измерения температуры непосредственно с самого генератора, а не с датчика камеры тепла и холода. Измерения проводили непрерывно каждые 0,5 °C в диапазоне от -40 до 80 °C. Данные записывались в таблицу ЦАП, проводилось несколько измерений на всем диапазоне температур и производились корректировки значений. Это позволило минимизировать влияние гистерезиса. Датчик температуры в данном генераторе был установлен с помощью термопасты непосредственно на резонатор, для увеличения тепловой связи между ними. Этот метод применяли для генератора с микропроцессорной термокомпенсацией. Однако для обычных термокомпенсированных генераторов, температурная стабильность которых составляет $1-5 \cdot 10^{-6}$, ошибка теплового гистерезиса составляет $100-500 \cdot 10^{-9}$. [13] Такой ошибкой при таких малых значениях пренебрегают. В таких случаях лучше улучшить термокомпенсацию, чем учитывать ошибки гистерезиса.

Из всего изученного можно сделать выводы что:

- температурный гистерезис возникает только при изменении направления кривой изменения температуры, одностороннее изменение температуры не приводит к тепловому гистерезису
- значение ошибки частоты от гистерезиса связана с температурой резонатора при изменении направления температуры и почти не связана с изменением температуры среды;
- значение ошибки частоты от гистерезиса не имеет никакой связи со скоростью изменения температуры, если температура изменяется слишком быстро, задержка температуры между датчиком температуры и резонатором приводит к ошибкам компенсации частоты и смешению частоты;
- небольшой диапазон изменения температуры не вызывает термического гистерезиса.

Для определения влияния быстрого изменения температуры на ТЧХ генераторов были выполнены измерения кварцевых генераторов на номинальные частоты 12,288 МГц и 48,000 МГц. Измерения производились при скоростях изменения температуры 0,5 К/мин и 8 К/мин. За квазистатические условия принимается частота при скорости измерения 0,5 К/мин.

По результатам измерений можно оценить по формуле 1 значение динамических коэффициентов частоты. Для частоты 48,000 МГц, в они равны:

$$(0,051 \cdot 10^{-6} - 0,217 \cdot 10^{-6}) / (8/60) = -1,245 \cdot 10^{-6}, \text{ при } T = -30^{\circ}\text{C} (243 \text{ K}),$$

$$(0,012 \cdot 10^{-6} - 0,044 \cdot 10^{-6}) / (8/60) = +0,255 \cdot 10^{-6}, \text{ при } T = 25^{\circ}\text{C} (298 \text{ K}).$$

Максимальное значение в измеренном интервале рабочих температур достигает $\sim -0,5 \cdot 10^{-6} / (8/60) = -3,75 \cdot 10^{-6}$.

Для генератора на номинальную частоту 12,288 МГц динамический коэффициент частоты равен:

$$(4,633 \cdot 10^{-6} - 4,926 \cdot 10^{-6}) / (8/60) = -2,198 \cdot 10^{-6}, \text{ при } T = -20^{\circ}\text{C} (253 \text{ K}),$$

Максимальное значение в измеренном интервале рабочих температур достигает $\sim -0,8 \cdot 10^{-6} / (8/60) = -6 \cdot 10^{-6}$.

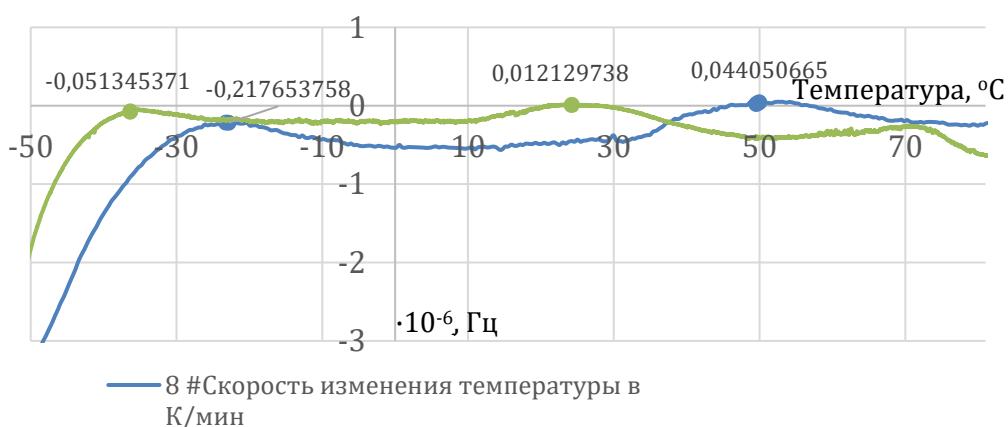


Рис. 2. Измерения термокомпенсированных кварцевых генераторов на номинальную частоту 48,000 МГц

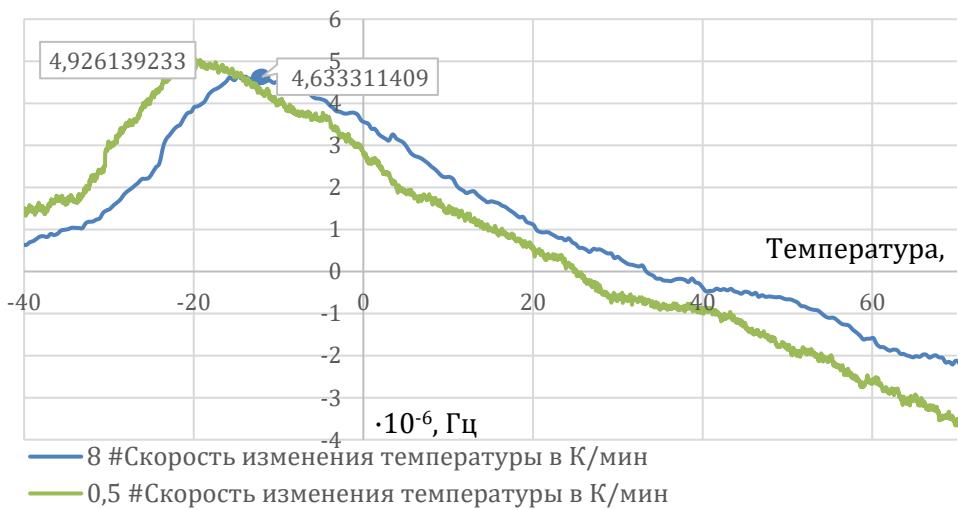


Рис. 3. Измерения термокомпенсированных кварцевых генераторов на номинальную частоту 12,288 МГц

Измерения других генераторов на эти частоты показывает схожие значения. В результате получено изменение динамического коэффициента частоты в ИРТ от -6 до $+0,25 \cdot 10^{-6}$.

Расхождение с результатами полученными из литературного источника связано с различием в конструкциях резонатора. Измеренные генераторы реализованы с двухточечным креплением пластинки резонатора АТ-среза размером 5x3,2 мм, корпус заполнялся осущенным азотом, крепеж осуществлялся с одной стороны резонатора. Таким образом тепловые напряжения в конструкции минимальны, тепло поступает практически равномерно из за наличия газа внутри корпуса. В случае сравниваемых результатов резонатор ваккумирован, тепло поступает через держатели, отсюда высокое значение коэффициента.

3. ВЛИЯНИЕ ЭФФЕКТА ПОДСТРОЙКИ НА ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЮ КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА АТ-СРЕЗА

Определение что такое эффект подстройки и из-за чего он возникает рассмотрено выше.

Джон Р. Виг считает эффект подстройки важным в термокомпенсированных кварцевых генераторах, так как он оказывает влияние на взаимодействие подстройки частоты во время калибровки и на температурную стабильность частоты. В термокомпенсированных кварцевых генераторах для формирования компенсирующего напряжения используются терморезисторы, которое подается на варикап. При изменении компенсирующего напряжения изменяется ёмкость варикапа. Во время регулировки реактивное сопротивление нагрузки резонатора изменяется для компенсации старения генератора. Поскольку зависимость частоты от реактивного сопротивления нелинейна, изменение ёмкости во время калибровки перемещает рабочую точку на кривой частоты от реактивного сопротивления в точку, где наклон кривой отличается, что изменяет компенсацию (т. е. компенсация старения изменяет температурную стабильность). На рисунке 2 показано, как одна и та же компенсирующая функция изменяется, когда изменяется напряжение, а следовательно и ёмкость варикапа. Показаны результаты испытаний для термокомпенсированного генератора с температурной стабильностью $0,5 \cdot 10^{-6}$, который имеет диапазон регулировки частоты

$\pm 6 \cdot 10^{-6}$ (чтобы обеспечить корректировки частоты в течение срока службы устройства). Как видно из графиков, при подстройке частоты происходит перекос температурно-частотной характеристики и генератор не обеспечивает заявленную температурную стабильность. [14]

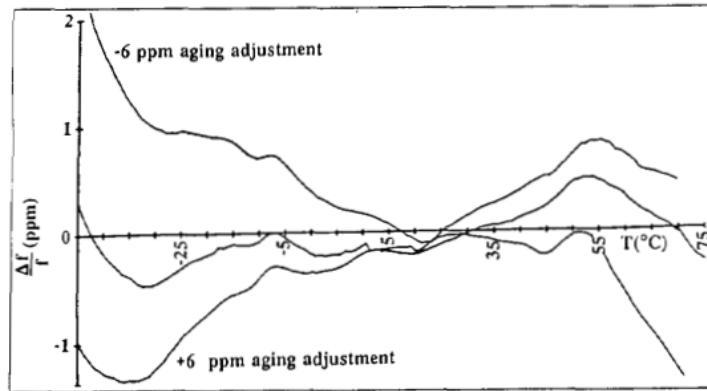


Рис. 2. Описанный эффект подстройки Джон Р. Вигом

Одно и то же изменение емкости в зависимости от температуры приводит к разной компенсации частоты. Рассчитать данный эффект можно по формуле:

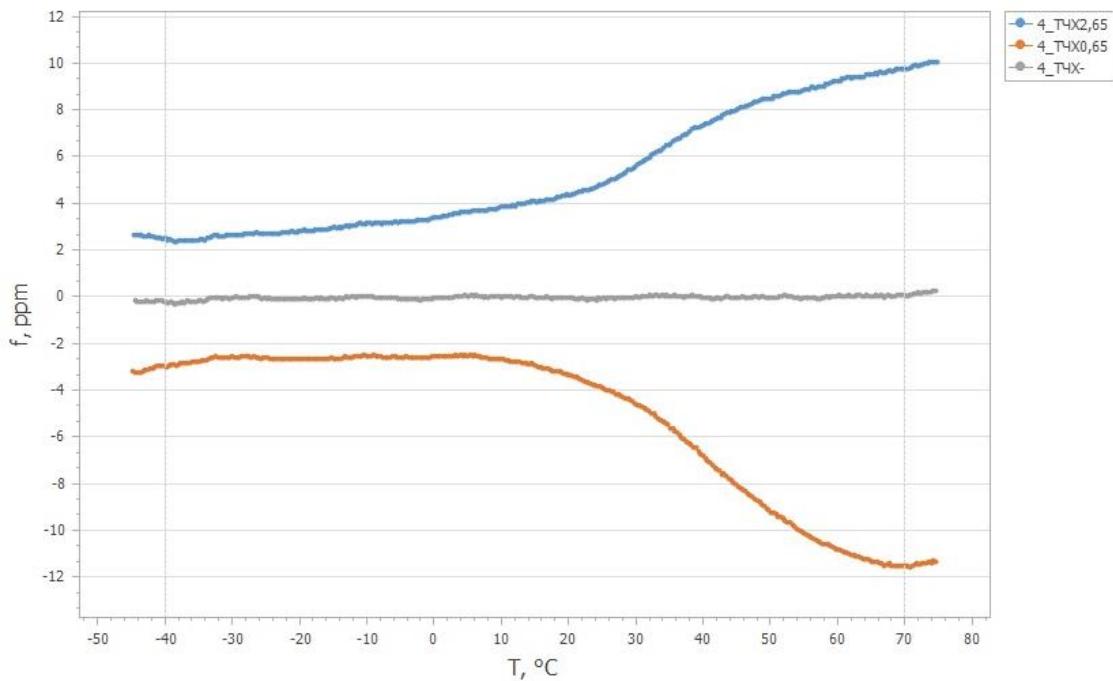
$$\frac{\Delta f}{f_s} \approx \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (2)$$

где C_0 – емкость резонатора;

C_1 – емкость резонатора;

C_L – емкость изменяющаяся при коррекции.

Для практической проверки было проведено измерение при разном напряжении управления. Измерения проводились на термокомпенсированном кварцевом генераторе с частотой 48,000МГц. Результаты измерений представлены на рисунке 4.



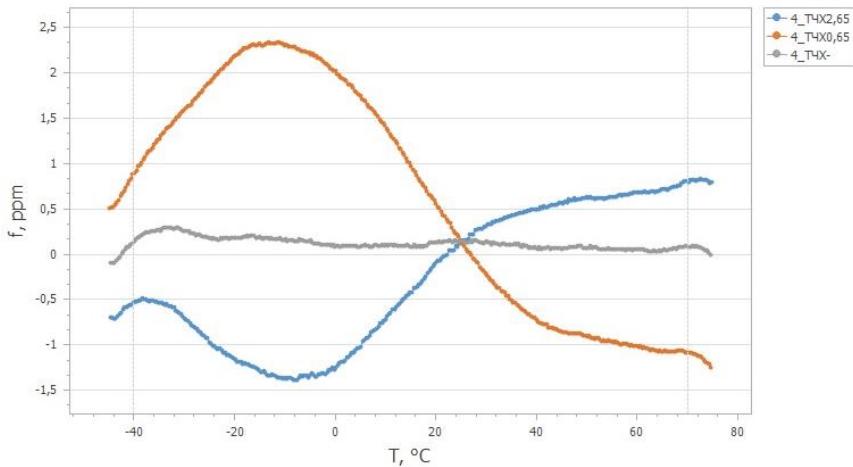


Рис. 4. Температурная стабильность термокомпенсированного кварцевого генератора при разном напряжении управления

Из измерений можно увидеть, что температурно-частотная характеристика при разном напряжении имеет отклонения от настроенной в несколько раз больше, чем температурная стабильность генератора. Если у термокомпенсированного генератора необходима температурная стабильность равная $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ и возможность подстройки номинала частоты в процессе эксплуатации, то такой перекос недопустим.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время исследования в области повышения стабильности термокомпенсированных кварцевых генераторов является актуальным. Возрастает потребность в носимой технике, системах позиционирования, беспилотных летательных аппаратах и высокоточных измерениях, где основой для синхронизации выступают кварцевые генераторы. Стабильность кварцевых генераторов напрямую зависит от температурной стабильности. Поэтому улучшения температурной и долговременной стабильности являются приоритетной задачей для разработчиков.

На сегодняшний день температурная стабильность серийно выпускаемых кварцевых генераторов достигает $\pm 0,5 \cdot 10^{-6}$. Для ее улучшения необходимо учитывать влияние теплового гистерезиса и эффекта перестройки, так как они оказывают большое влияние на температурную стабильность и долговременную стабильность частоты термокомпенсированного кварцевого генератора. Также на основе измерения термодинамических коэффициентов выяснено, что использование теплопроводящих газов и одностороннего крепления позволяет минимизировать влияние быстрых изменений частоты в 3-10 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Vera-Pérez, J.; Todolí-Ferrandis, D.; Silvestre-Blanes, J.; Sempere-Payá, V. Bell-X, An Opportunistic Time Synchronization Mechanism for Scheduled Wireless Sensor Networks. Sensors 2019, 19, 4128.
2. Rhee, I.-K.; Lee, J.; Kim, J.; Serpedin, E.; Wu, Y.-C. Clock Synchronization in Wireless Sensor Networks: An Overview. Sensors 2009, 9, 56–85.
3. Wang, Z.; Zeng, P.; Zhou, M.; Li, D.; Wang, J. Cluster-Based Maximum Consensus Time Synchronization for Industrial Wireless Sensor Networks. Sensors 2017, 17, 141
4. Альтшуллер Г.Б. Цифровая компенсация температурной нестабильности частоты кварцевых генераторов. / Г.Б. Альтшуллер, Н.Н. Елфимов, В.Д. Завьялов // Техника средств связи серия ТРС. – 1981. – № 7. – С. 139-145.

5. Альтшуллер Г.Б. Экономичные миниатюрные кварцевые генераторы. / Альтшуллер Г.Б., Н.Н Елфимов, В.Г. Шакулин // Связь. – 1979. – 160 с.
6. Brendel R. Nonlinear modeling technique for quartz crystal oscillators /R. Brendel et. al. // Proc. 5th European Frequency and Time Forum. – 1991. – Pp.
7. Brendel R. Nonlinear simulation of quartz crystal oscillators. / R.Brendel, et. al. // Proc. 9th European Frequency and Time Forum. – 1995. – Pp. 244-250.
8. Brendel R. Transient simulation in quartz crystal oscillators. / R. Brendel, et. al. // Proc. 11th European Frequency and Time Forum. – 1997. – Pp. 176-182.
9. Brendel R. High precision nonlinear computers modeling technique for quartz crystal oscillators. / R. Brendel, F. Djian, E. Robert // Proc. 45th IEEE Annual Frequency Control Symposium. – 1991. – Pp. 341-351.
10. R. W. Ward, "Design of High Performance SC Resonators," Thirty Fifth Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, USA, 1981, pp. 99-103, doi: 10.1109/FREQ.1981.20046
11. J. R. Vig, W. W. Washington, and R. L. Filler, "Adjusting the frequency vs. temperature characteristics of SC-cut resonators by contouring," in Proc. 35th Annu. Freq. Contr. Symp., pp. 104–109, 1981
12. A. Ballato, "Static and Dynamic Behavior of Quartz Resonators," in IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. 26, no. 4, pp. 299-305, July 1979, doi: 10.1109/T-SU.1979.31103
13. Wang, Zhaoyang & Wu, Jie. (2020). A Method to Increase the Frequency Stability of a TCXO by Compensating Thermal Hysteresis. Sensors (Switzerland). 20. 1-16. 10.3390/s20236812.
14. R. L. Filler, V. J. Rosati, S. S. Schodowski, and J. R. Vig, "Specification and Measurement of the Frequency Versus Temperature Characteristics of Crystal Oscillators," Proc. 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 253-255, 1989, IEEE Catalog No. 89CH2690-6.

REFERENCES

1. Vera-Pérez, J.; Todolí-Ferrandis, D.; Silvestre-Blanes, J.; Sempere-Payá, V. Bell-X, A Time Synchronization Mechanism for Scheduled Wireless Sensor Networks. *Sensors* 2019, 19, 4128.
2. Rhee, I.-K.; Lee, J.; Kim, J.; Serpedin, E.; Wu, Y.-C. Clock Synchronization in Wireless Sensor Networks: A Review. *Sensors* 2009, 9, 56–85.
3. Wang, Z.; Zeng, P.; Zhou, M.; Li, D.; Wang, J. Cluster-based Maximum Consensus Time Synchronization for Industrial Wireless Sensor Networks. *Sensors* 2017, 17, 141
4. Altshuller, G.B. Digital compensation for temperature instability of quartz oscillators frequency. / G. B. Altshuller, N. N. Elfimov, V. D. Zavyalov // Communication equipment series TRS. - 1981. - No. 7. - P. 139-145.
5. Altshuller G. B. Economical miniature quartz oscillators. / Altshuller G. B., N. N. Elfimov, V. G. Shakulin // Communication. - 1979. - 160 p.
6. Brendel R. Methodology of nonlinear modeling of quartz oscillators / R. Brendel et al. // Process. 5th European Forum on Frequency and Time. - 1991. - P.
7. Brendel R. Nonlinear modeling of quartz crystal oscillators. / R. Brendel et al. // Proceedings of the 9th European Forum on Frequency and Time. – 1995. – P. 244-250.
8. Brendel R. Modeling of Transient Processes in Quartz Crystal Oscillators. / R. Brendel et al. // Proceedings of the 11th European Forum on Frequency and Time. – 1997. – P. 176-182.

9. Brendel R. Methodology of High-Accuracy Nonlinear Computer Simulation for Quartz Crystal Oscillators. / R. Brendel, F. Djian, E. Robert // Proceedings of the 45th Annual IEEE Symposium on Frequency Control. – 1991. – P. 341-351.
10. R. W. Ward, "Design of High Performance SC Resonators," Thirty Fifth Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, USA, 1981, pp. 99-103, doi: 10.1109/FREQ.1981.20046
11. J. R. Vig, W. W. Washington, and R. L. Filler, "Adjusting the frequency vs. temperature characteristics of SC-cut resonators by contouring," in Proc. 35th Annu. Freq. Contr. Symp., pp. 104–109, 1981
12. A. Ballato, "Static and Dynamic Behavior of Quartz Resonators," in IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. 26, no. 4, pp. 299-305, July 1979, doi: 10.1109/T-SU.1979.31103
13. Wang, Zhaoyang & Wu, Jie. (2020). Method for Improving TCXO Frequency Stability by Compensating for Thermal Hysteresis. Sensors (Switzerland). 20. 1-16. 10.3390/s20236812.
14. R. L. Filler, V. J. Rosati, S. S. Schodowski, and J. R. Vig, "Specification and Measurement of Frequency-Temperature Response of Crystal Oscillators," Proceedings of the 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 253–255, 1989, IEEE Catalog Number 89CH2690-6.

РАЗРАБОТКА НЕРАВНОМЕРНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОЭФФИЦИЕНТОМ 1:8 ДЛЯ РАБОТЫ НА ЧАСТОТЕ 8,5 ГГЦ

Н. М. Хунг¹, Н. Х. Зянг¹, Д.К. Хиен², Н. М. Жанг²

¹Ханойский открытый университет, Ханой, Вьетнам

²Технический университет имени Ле Куя Дона, Ханой, Вьетнам

Аннотация. В статье представлены результаты проектирования делителя мощности типа Уилкинсона с высоким коэффициентом деления 1:8, работающего в диапазоне 8,5 ГГц. В статье подробно изложены проектные уравнения. На основе расчетных данных схема была спроектирована и смоделирована в программном обеспечении Keysight ADS. Электромагнитное моделирование показало, что схема обеспечивает хорошие параметры: коэффициент обратных потерь лучше 20 дБ, коэффициент вносимых потерь менее 0,77 дБ, а уровень изоляции составляет 34,8 дБ.

Ключевые слова: делитель мощности, высокий коэффициент деления, вносимые потери.

DESIGN OF AN UNEQUAL POWER DIVIDER WITH A 1:8 RATIO FOR OPERATION AT 8,5 GHZ

N. M. Hung¹, N. H. Giang¹, D.Q. Hieu², N. M. Giang²

¹Hanoi Open University, Ha Noi, Vietnam

²Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Vietnam

Abstract. The paper presents the design results of a Wilkinson power divider with a division ratio of 1:8, operating in the 8.5 GHz band. The design equations are detailed in the paper. Based on the calculated results, the circuit was designed and simulated using Keysight ADS software. Electromagnetic simulation demonstrated that the circuit achieves good performance parameters, with a return loss better than 11,5 dB, insertion loss of less than 0,77 dB, and an isolation level of 34,8 dB.

Keywords: Power divider, high power split ratio; insertion loss; return loss.

1. ВВЕДЕНИЕ

Схема делителя мощности играет важную роль в радиотехнических системах, таких как смесители частот, усилители мощности и фазированные антенные решётки [1–2]. В настоящее время наиболее широко используется делитель мощности Уилкинсона. Опубликовано множество методов проектирования делителей мощности с улучшенными характеристиками, такими как уменьшение габаритов [3-4], подавление высших гармоник [5] и расширение числа рабочих диапазонов [6-7]. Одной из актуальных задач в последние годы является разработка схем с высоким коэффициентом деления.

Традиционный делитель мощности Уилкинсона при проектировании на высокий коэффициент деления сталкивается с трудностями в изготовлении, особенно на высоких частотах, таких как X-диапазон. Это связано с тем, что одна из ветвей схемы имеет очень малую ширину из-за высокого волнового сопротивления.

В данной статье представлены результаты разработки делителя мощности с коэффициентом 1:8, работающего на частоте 8,5 ГГц. Метод проектирования основан на технике, представленной в работе [8]. Результаты разработки показывают, что схема имеет плоскую структуру и проста в изготовлении. Симуляции в диапазоне 8,5 ГГц подтверждают хорошие параметры работы схемы.

2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДЛЯ РАБОТЫ НА ЧАСТОТЕ 8.5 ГГц

Схема делителя мощности представлена на рисунке 1 [8]. Схема состоит из полосных линий. Изоляционные сопротивления используются для увеличения изоляции между портами.

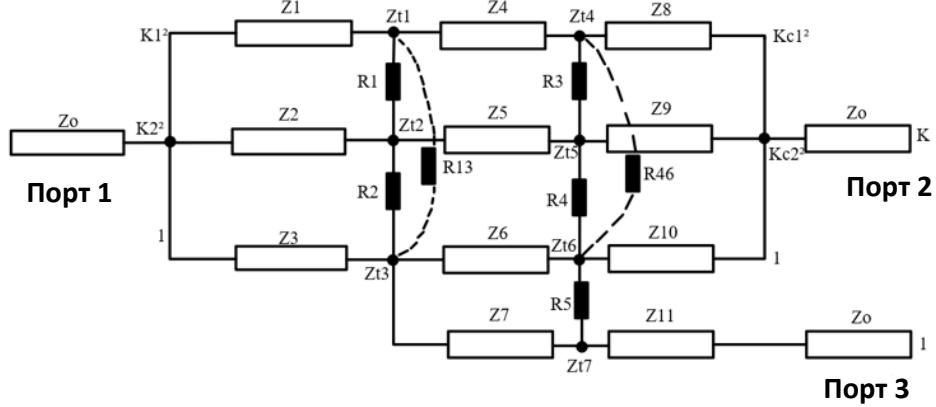


Рис. 1. Принципиальная схема делителя мощности [8].

Если соотношение мощности между портами 2 и 3 равно $K_2:1=P_2:P_3$, тогда мы имеем следующие зависимости [8]:

$$Z_1 = \sqrt{(1 + K_{A1}^2 + K_{A2}^2)Z_0 Z_{t1}} / K_{A1} \quad (1)$$

$$Z_2 = \sqrt{(1 + K_{A1}^2 + K_{A2}^2)Z_0 Z_{t2}} / K_{A2} \quad (2)$$

$$Z_3 = \sqrt{(1 + K_{A1}^2 + K_{A2}^2)Z_0 Z_{t3}} \quad (3)$$

$$Z_4 = \sqrt{Z_{t1} Z_{t4}} \quad (4)$$

$$Z_5 = \sqrt{Z_{t2} Z_{t5}} \quad (5)$$

Характеристические сопротивления от Z_6 до Z_{11} определяются следующим образом:

$$Z_6 = \sqrt{(K_B^2 + 1)Z_{t3} Z_{t6}} / K_B \quad (6)$$

$$Z_7 = \sqrt{(K_B^2 + 1)Z_{t3} Z_{t7}} \quad (7)$$

$$Z_8 = \sqrt{(1 + K_{C1}^2 + K_{C2}^2)Z_0 Z_{t4}} / K_{C1} \quad (8)$$

$$Z_9 = \sqrt{(1 + K_{C1}^2 + K_{C2}^2)Z_0 Z_{t5}} / K_{C2} \quad (9)$$

$$Z_{10} = \sqrt{(1 + K_{C1}^2 + K_{C2}^2)Z_0 Z_{t6}} \quad (10)$$

$$Z_{11} = \sqrt{Z_0 Z_{t7}} \quad (11)$$

Изолирующие резисторы R_1 , R_2 и R_3 определяются следующим образом:

$$R_1 = (Z_{t1} Z_{t2} + Z_{t2} Z_{t3} + Z_{t3} Z_{t1}) / Z_{t3} \quad (12)$$

$$R_2 = (Z_{t1} Z_{t2} + Z_{t2} Z_{t3} + Z_{t3} Z_{t1}) / Z_{t1} \quad (13)$$

$$R_{13} = (Z_{t1} Z_{t2} + Z_{t2} Z_{t3} + Z_{t3} Z_{t1}) / Z_{t2} \quad (14)$$

$$R_5 = Z_{t6} + Z_{t7} \quad (15)$$

$$R_3 = (Z_{t4} Z_{t5} + Z_{t5} Z_{t6} + Z_{t6} Z_{t4}) / Z_{t6} \quad (16)$$

$$R_4 = (Z_{t4} Z_{t5} + Z_{t5} Z_{t6} + Z_{t6} Z_{t4}) / Z_{t4} \quad (17)$$

$$R_{46} = (Z_{t4} Z_{t5} + Z_{t5} Z_{t6} + Z_{t6} Z_{t4}) / Z_{t5} \quad (18)$$

Где

$$\begin{aligned}
 Z_{t1} &= aZ_0 \\
 Z_{t2} &= aZ_0 K_{A1}^2 / K_{A2}^2 \\
 Z_{t3} &= aZ_0 K_{A1}^2 \\
 Z_{t6} &= bZ_{t3} \\
 Z_{t7} &= bZ_{t3} K_B^2 \\
 Z_{t4} &= Z_{t6} / K_{C1}^2 \\
 Z_{t5} &= Z_{t6} / K_{C2}^2
 \end{aligned}$$

Применяя приведённые выше уравнения к проектированию делителя мощности с коэффициентом деления 1:8 и работающего на частоте 8,5 ГГц, получаем следующие параметры конструкции:

Таблица 1. Проектные параметры делителя мощности

Элемент	Значение	Элемент	Значение	Элемент	Значение
Z_1	86.60	Z_7	102,99	R_2	150
Z_2	86.60	Z_8	56,06	R_3	62,85
Z_3	86.60	Z_9	56,06	R_4	94,28
Z_4	34.33	Z_{10}	84,09	R_5	106,07
Z_5	34.33	Z_{11}	59,46	R_{13}	150
Z_6	51.49	R_1	150	R_{46}	92,48

На основе расчетных результатов схема была спроектирована в программном обеспечении Keysight ADS. Чертеж схемы представлен на рисунке ниже. Схема разработана на материале Rogers 4003C с диэлектрической проницаемостью 3,55, тангенсом угла потерь 0,0027 и толщиной 0,813 мм. Схема имеет размеры 31,8 мм × 27,4 мм

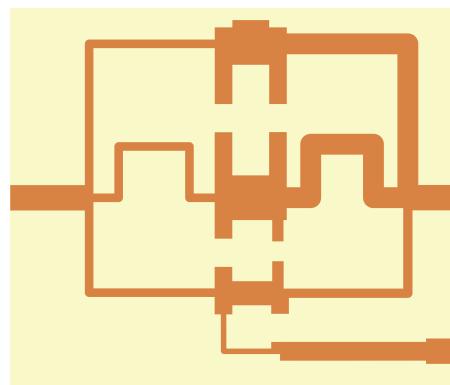


Рис. 2. Чертёж схемы делителя мощности.

Результаты электромагнитного моделирования параметров рассеяния схемы представлены на рисунках 3, 4 и 5.

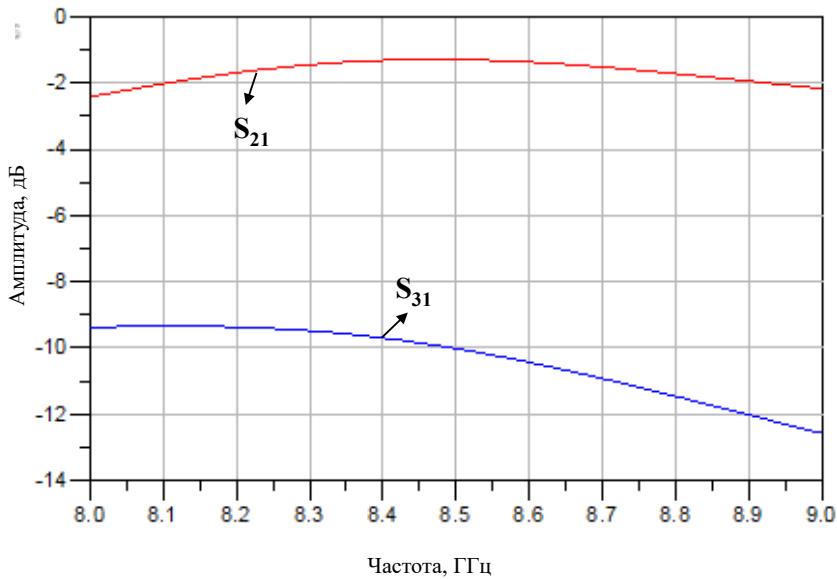


Рис. 3. Результаты моделирования параметров S_{21} и S_{31} .

Из рисунка 3 видно, что на частоте 8,5 ГГц параметры S_{21} и S_{31} имеют значения -1,29 дБ и -10,2 дБ соответственно. Таким образом, по сравнению с теоретическими значениями ($S_{21} = -0,51$ дБ, $S_{31} = -9,54$ дБ), схема демонстрирует потери не более 0,77 дБ. Эти потери являются относительно малыми для делителя мощности с высоким коэффициентом деления.

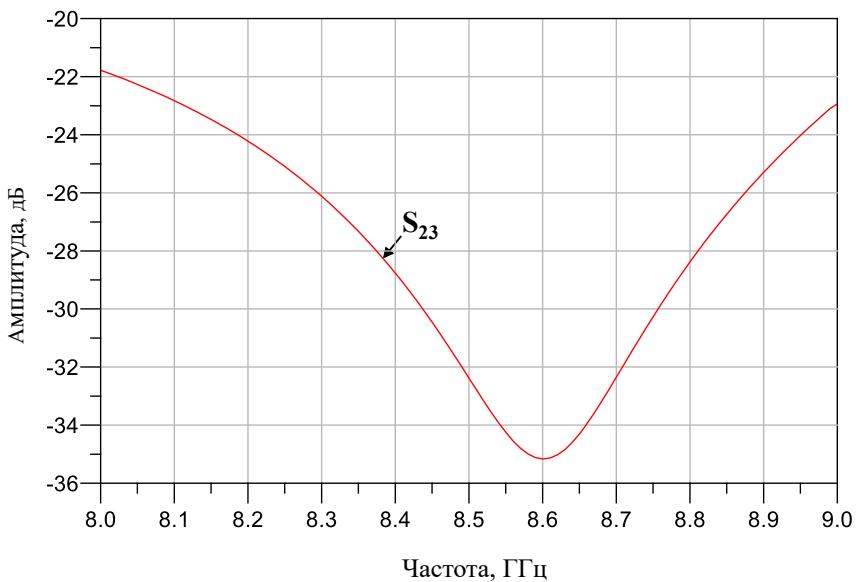


Рис. 4. Результаты моделирования параметров S_{23} .

Далее, на рисунке 4 представлены результаты электромагнитного моделирования параметра изоляции S_{23} делителя мощности. Видно, что схема обеспечивает хорошую изоляцию в широком диапазоне частот. В диапазоне от 8 ГГц до 9 ГГц коэффициент изоляции S_{23} превышает 23 дБ. На центральной частоте 8,5 ГГц коэффициент изоляции достигает 34,86 дБ.

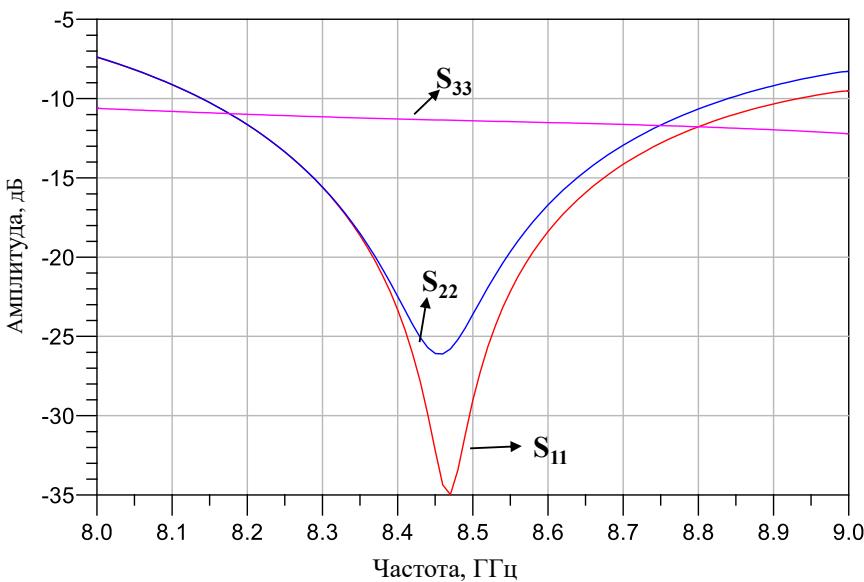


Рис. 5. Результаты моделирования параметров S_{23} .

На рисунке 5 представлены результаты моделирования параметров S_{11} , S_{22} и S_{33} делителя мощности. Видно, что на частоте 8,5 ГГц значения S_{11} , S_{22} и S_{33} составляют -27,1 дБ, -25 дБ и -11,5 дБ соответственно. Эти значения достаточно малы и соответствуют требованиям.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Делитель мощности, работающий на частоте 8,5 ГГц с высоким коэффициентом деления, был спроектирован и смоделирован. Результаты электромагнитного моделирования показывают, что схема обладает низкими потерями. Потери на отражение выше 11,5 дБ, а изоляция превышает 23 дБ на рабочей частоте. Кроме того, схема имеет плоскую структуру и может быть легко изготовлена с использованием стандартной технологии печатных плат.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. I. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. - 512 с.
2. Клингер Г. Сверхвысокие частоты. Основы и применение техники СВЧ. М.: Наука, 1969. - 272 с.
3. Wang, X., Wu, K.-L., Yin, W.-Y. A compact Gysel power divider with unequal power-dividing ratio using one resistor. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, Vol. 62, No. 7. - Pp. 1480-1486.
4. Zhang, T., Che, W., Chen, H., Feng, W. A compact four-way dual-band power divider using lumped elements. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, Vol. 25, No. 2. - Pp. 94-96.
5. Ip, W.-C., Cheng, K.-K. M. A novel unequal power divider design with dual-harmonic rejection and simple structure. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, Vol. 21, No. 4. - Pp. 182-184.
6. Ahn, S.-H., Lee, J. W., Cho, C. S., Lee, T. K. A dual-band unequal Wilkinson power divider with arbitrary frequency ratios. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, Vol. 19, No. 12. - Pp. 783-785.

7. Sun, Z., Zhang, L., Yan, Y. A novel unequal dual-band Gysel power divider. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2011, Vol. -, No. -. - Pp. 1-4.
8. Chen, H., Zhang, T., Che, W., Feng, W. Compact unequal Wilkinson power divider with large power dividing ratio. // 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, 2014, Vol. -, No. -. - Pp. 608-611.

REFERENCES

1. Lebedev I. V.. Microwave Technology and Devices. Vol. I. Moscow; Leningrad: Gosenergoizdat, 1961. – 512 p .
2. Klinger G. Microwave Frequencies. Fundamentals and Applications of Microwave Technology. Moscow: Nauka, 1969. – 272 p.
3. Wang, X., Wu, K.-L., Yin, W.-Y. A compact Gysel power divider with unequal power-dividing ratio using one resistor. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, Vol. 62, No. 7. - Pp. 1480-1486.
4. Zhang, T., Che, W., Chen, H., Feng, W. A compact four-way dual-band power divider using lumped elements. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, Vol. 25, No. 2. - Pp. 94-96.
5. Ip, W.-C., Cheng, K.-K. M. A novel unequal power divider design with dual-harmonic rejection and simple structure. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, Vol. 21, No. 4. - Pp. 182-184.
6. Ahn, S.-H., Lee, J. W., Cho, C. S., Lee, T. K. A dual-band unequal Wilkinson power divider with arbitrary frequency ratios. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, Vol. 19, No. 12. - Pp. 783-785.
7. Sun, Z., Zhang, L., Yan, Y. A novel unequal dual-band Gysel power divider. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2011, Vol. -, No. -. - Pp. 1-4.
8. Chen, H., Zhang, T., Che, W., Feng, W. Compact unequal Wilkinson power divider with large power dividing ratio. // 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, 2014, Vol. -, No. -. - Pp. 608-611.

СОЗДАНИЕ ВОЗДУШНЫХ МИШЕНЕЙ ДЛЯ ПРОВЕРКИ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

П. А. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы применения беспилотных летательных аппаратов «Ковровец», «СЕЗАМУ» и «Доброволец» для проведения натурных испытаний радиолокационных, оптоэлектронных и акустических средств обнаружения и сопровождения беспилотных летательных аппаратов. Описаны примеры дронов из различных видов картона, созданные разработчиками США, Австралии и Южной Кореи. Показаны варианты реализации воздушных мишеней, основным конструкционным материалом которых является пено- или гофрокартон.

Ключевые слова: антидрон, радиолокация, оптоэлектронное обнаружение, акустическое обнаружение, беспилотный летательный аппарат, БПЛА.

CREATION OF AERIAL TARGETS TO TEST THE MEANS FOR DETECTION AND TRACKING OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

P. A. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes,
Kovrov, Russia

Abstract. The issues of using Kovrovets, SESAMU and Dobrovolets unmanned aerial vehicles for conducting field tests of radar, optoelectronic and acoustic means of detecting unmanned aerial vehicles are considered. Examples of drones made of various types of cardboard created by developers from the USA, Australia and South Korea are described. Implementation options for air targets, the main structural material of which is foam or corrugated cardboard, are shown.

Keywords: antidrone, radar, optoelectronic detection, acoustic detection, unmanned aerial vehicle, UAV.

1. ВВЕДЕНИЕ

Военно-политическая обстановка последних лет требует всё более пристального внимания к технологиям и средствам противодействия угрозам со стороны широкого спектра робототехнических комплексов (РТК) [1, 2], прежде всего, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) [3, 4].

Актуальной задачей является разработка и рациональное применение средств обнаружения БПЛА, основанных на радиолокационных, оптоэлектронных и акустических технологиях [5, 6]. Отработка технологических решений по обнаружению и противодействию БПЛА требует, в том числе, натурных экспериментов и проверок с использованием воздушных мишеней.

Материал настоящей статьи посвящён рассмотрению вариантов использования беспилотных летательных аппаратов «Ковровец», «СЕЗАМУ» и «Доброволец», разработанных специалистами ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов» (ООО «НПЦ БАСиРТК») при участии Академии военных наук РФ (отделение «Проблем управление национальной

обороны», руководитель А. Я. Черныш) для использования в качестве быстросборных воздушных мишеней низкой стоимости. Основным конструкционным материалом описываемых БПЛА-мишеней является пено- или гофрокартон.

2. НАИБОЛЕЕ ИЗВЕСТНЫЕ ЗАРУБЕЖНЫЕ КАРТОННЫЕ БПЛА

Пожалуй, самым известным зарубежным картонным БПЛА является австралийский Corvo PPDS компании SYPAQ, выполненный из пенокартона по аэродинамической схеме «бесхвостка» с одним электродвигателем. Corvo PPDS имеет размах крыла 2000 мм и максимальную массу полезной нагрузки до 3 кг (рисунок 1). С 2023 года поставляется на Украину; отмечены случаи многочисленного использования.



Рис. 1. Австралийский картонный дрон Corvo PPDS

После проведения натурных испытаний аналогичного австралийскому решения, в начале декабря 2024 года Министерство обороны Южной Кореи сообщило, что намерено подписать контракт на закупку 100 картонных БПЛА. Поставки ожидаются в 2025 году в интересах вновь созданного командования управления БПЛА. Предполагается первоначально использовать эти БПЛА для ведения разведки за КНДР, а затем превратить их в дроны-камикадзе.

На выставке «KADEX-2024» был представлен БПЛА PapyDrone-800 южнокорейского стартапа Peach, выполненный из гофрокартона по аэродинамической схеме «летающее крыло» с одним электродвигателем; имеет размах крыла 800 мм и максимальную массу полезной нагрузки до 0,5 кг (рисунок 2). Также был анонсирован аппарат PapyDrone-1800 с размахом крыла 1800 мм.



Рис. 2. Южнокорейский картонный дрон PapyDrone-800

Ещё в 2017 году компания американская компания Otherlab начала разрабатывать картонную воздушную платформу для автономного пополнения запасов APSARA (Aerial Platform Supporting Autonomous Resupply Actions), финансируемую DARPA в рамках программы ICARUS (рисунок 3).

Предполагалось, что эти дешёвые картонные дроны могли бы сбрасываться с больших самолётов, например, C-17 или C-130 (рисунок 4).



Рис. 3 Картонный дрон американской компании OtherLab,
разработанный в интересах DARPA



Рис. 4. Иллюстрация применения дронов OtherLab

3. ИЗДЕЛИЯ НПЦ БАСиРТК

Специалистами НПЦ БАСиРТК разработаны три линейки БПЛА, основным конструкционным материалом которых является гофро- или пенокартон:

- БПЛА «Ковровец» типа «бесхвостка» с размахом крыльев 2000 мм (рисунок 5);
- БПЛА «СЕЗАМУ» самолётного типа с размахом крыльев 2000 мм (рисунок 6);
- БПЛА «Доброволец» типа «летающее крыло» с размахом крыльев 1400 мм (рисунок 7).

Первый картонный дрон НПЦ БАСиРТК («Ковровец-01») был создан за 1,5 месяца в начале 2023 года.

На рисунках 8 и 9 представлены составные части и полуфабрикаты БПЛА «Ковровец» первой модификации.



Рис. 5. Внешний вид БПЛА «Ковровец-01» (элероны ещё не установлены)



Рис. 6. Макет беспилотного летательного аппарата «СЕЗАМУ»



Рис. 7. Макет беспилотного летательного аппарата «Доброволец»



Рис. 8. Составные части из гофрокартона для БПЛА «Ковровец»



Рис. 9. Полуфабрикаты для двух дронов БПЛА «Ковровец»

Основными составными частями планера БПЛА «Ковровец» являются детали из картона: фюзеляж, усиливающая накладка, три сегмента крыла, киль, два элерона, «Т»-образная площадка для регулировки возвышения крыла.

Раскрой оптимизирован под стандартные листы картона размером 1200x800 мм. На один БПЛА приходится четыре листа картона. В настоящее время раскрой осуществляется вручную с использованием металлических линеек и модельного ножа (расход режущего полотна составляет один сегмент лезвия на БПЛА). Трудозатраты на раскрой и сборку одного БПЛА составляют примерно 2 человека/часа. Операции не требуют высокой квалификации, могут производиться, например, школьниками старших классов.

В собранном состоянии фюзеляж фиксируется при помощи «П»-образных скоб размером 30x20x30 мм из медной проволоки диаметром 1,5 мм. Крылья собираются с использованием скотча. Прочность обеспечивается деревянным лонжероном, устанавливаемым в широкой части профиля крыла. Фиксация задней кромки стыкуемых сегментов крыльев выполняется с использованием бамбуковых «шпажек» диаметром 4 мм.

Силовая установка БВС включает электродвигатель, регулятор оборотов и аккумуляторную батарею. Пропеллер используется пластиковый, тип определяется в соответствии с документацией на конкретный электродвигатель. При тестировании БВС использовались литиево-полимерные (LiPo) аккумуляторы 4S 14,8 В ёмкостью от 5600 до 30000 мА/ч.

Состав авионики БПЛА зависит от типа исполнения [7-9]. Минимальный комплект – шестиканальный приёмник радиоуправления и два сервопривода. Стандартный комплект – приёмник радиоуправления, полётный контроллер, блок распределения питания, навигационный приёмник и сервоприводы. На БПЛА может быть установлена полезная нагрузка различных типов. Для ряда применений может быть использован посадочный парашют, что позволяет вернуть полезную нагрузку после полёта без каких-либо повреждений.

Крепление комплектующих внутри фюзеляжа выполняется с использованием распорок из картона или пенопласта, скотча и нейлоновых стяжек.

Запуск БПЛА «Ковровец», «СЕЗАМУ» и «Доброволец» возможен с рук, либо с использованием катапульты.

Специалисты НПЦ БАСиРТК провели анализ возможности организации серийного производства картонных БПЛА. Расчёты показали, что один режущий плоттер стоимостью примерно 3 млн рублей способен за месяц при односменной работе произвести около 7 тысяч заготовок для дронов «Ковровец» и «СЕЗАМУ», либо около 20 тысяч заготовок для дронов «Доброволец». При этом ожидаемый срок службы плоттера составляет 7-10 лет.

БПЛА НПЦ БАСиРТК являются некоммерческой разработкой. В настоящий момент технология разработки и производства безвозмездно передаётся заинтересованным подразделениям, действующим в зоне СВО.

4. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИЗДЕЛИЙ НПЦ БАСиРТК В КАЧЕСТВЕ ВОЗДУШНЫХ МИШЕНЕЙ

БПЛА «Ковровец», «СЕЗАМУ» и «Доброволец» имеют низкую радиолокационную и акустическую заметность, в связи с чем могут использоваться, в том числе, для имитации малозаметных воздушных целей.

В случае, если требуется имитировать воздушную цель с более высокой эффективной площадью рассеяния (ЭПР), на элементы планера БПЛА могут быть наклеены полоски фольги. Также возможно использование уголковых отражателей, либо линз Люнеберга.

Учитывая, что испытания проводятся с использованием радиочастотных каналов для обеспечения функционирования (управления, мониторинга, навигации, полезной нагрузки и т. п.), требуется вводить в рассмотрение вопросы использования радиочастотного спектра [10, 11], а также его контроля [12].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемые НПЦ БАСиРТК БПЛА, основным конструкционным материалом которых является гофро- или пенокартон, способны обеспечить широкий спектр

проверок для решений, систем и комплексов, направленных на обнаружение и сопровождение воздушных целей.

Низкая стоимость и доступность описанных БПЛА позволяют имитировать воздушную обстановку с большим количеством целей и отрабатывать варианты противодействия роевому применению БПЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Замятин А.Ю. Кибербезопасность робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 2 (36). – С. 307-317.
2. Замятин А. Ю. Организация связи внутри роя и между роями робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3 (37). – С. 174–184.
3. Замятин А. Ю., Швец С. В. Обеспечение кибербезопасности на всех этапах жизненного цикла беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 382–400.
4. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Кибербезопасность беспилотных авиационных систем // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023. – Т. 1. – С. 91–101.
5. Замятин А. Ю. Организация разработки, производства и сервисного сопровождения средств обнаружения и подавления робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3(37). – С. 423–433.
6. Бояров М. Е. и др. Исследование вариантов применения специализированных технических средств для обеспечения безопасной эксплуатации беспилотных авиационных систем / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, С. В. Швец // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 346–366.
7. Дыбля А. Ю. и др. Создание ретранслятора на БПЛА / А. Ю. Дыбля, М. Е. Бояров, Д. А. Деревянкин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Замятин // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвящённой памяти Б. Я. Осипова (г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 года) : в 6. т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2022. – Т. 2. – С. 256–264.
8. Бояров М. Е. и др. Оценка влияния цифровизации на показатели применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 367–384.
9. Андреев И. П., Замятин А. Ю., Иванов А. В. Особенности выполнения НИР «Комплексные исследования методов и технологий применения отечественной электронной компонентной базы в беспилотных авиационных системах и средствах их наземного управления» // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 428–455.
10. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы технического регулирования / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 124 с.
11. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы электромагнитной совместимости / А. В. Литвинов, А. В. Зайковский, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова, К. В. Яковлев. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 48 с.

12. Литвинов А. В. и др. Контроль конверсии радиочастотного спектра / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Научно-техническое издательство «Горячая линия–Телеком», 2019. – 212 с.

REFERENCES

1. Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 2 (36). – Pp. 307–317.
2. Zamyatin A. Y. Organization of communication within the swarm and between swarms of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3 (37). – Pp. 174–184.
3. Zamyatin A. Yu., Shvets S. V. Ensuring cybersecurity at all stages of the life cycle of unmanned aircraft systems // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 382–400.
4. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of unmanned aircraft systems // Radar, navigation, communications : proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of the VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 volumes / Voronezh State University ; JSC Concern «Constellation». – Voronezh : VSU Publishing House, 2023. – Vol. 1. – Pp. 91–101.
5. Zamyatin A. Yu. Organization of development, production and service support of means of detection and suppression of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3(37). – Pp. 423–433.
6. Boyarov M. E. et al. The study of options for the use of specialized technical means to ensure the safe operation of unmanned aircraft systems / M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, S. V. Shvets // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 346–366.
7. Dyblya A. Yu. et al. Creation of a repeater on a UAV / A. Y. Dyblya, M. E. Boyarov, D. A. Derevyankin, A. B. Davydov, A. Y. Zamyatin // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B. Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022) : at 6. t. / Voronezh State University; JSC Concern «Constellation». Voronezh : VSU Publishing House, 2022. – vol. 2. – Pp. 256–264.
8. Boyarov M. E. et al. Assessment of the impact of digitalization on the indicators of the use of the domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground control facilities / M. E. Boyarov, A. Y. Zamyatin, A. V. Tolstikov // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 367–384.
9. Andreev I. P., Zamyatin A. Yu., Ivanov A. V. Features of research and development «Comprehensive studies of methods and technologies for the use of domestic electronic component base in unmanned aircraft systems and their ground control facilities» // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 428–455.
10. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of technical regulation / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 124 p.
11. Litvinov A. V. et al. Conversion of the radio frequency spectrum. Questions of electromagnetic compatibility / A. V. Litvinov, A. V. Zaikovsky, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova, K. V. Yakovlev. – M. : LLC «Sam polygraphist», 2019. – 48 p.
12. Litvinov A. V. et al. Radio frequency spectrum conversion control / A. V. Litvinov, I. A. Baigutlina, A. Yu. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : Scientific and Technical publishing house «Hotline–Telecom», 2019. – 212 p.

ВЛИЯНИЕ ГАЗОВОЙ СРЕДЫ В ОБЪЁМЕ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА-ТЕРМОСТАТА НА УРОВЕНЬ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

С.С. Коломоец¹

¹Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия

Аннотация. Изучена возможность формирования во внутреннем объеме герметичного КРТ контролируемой газовой среды и её влияние на фазовые шумы кварцевого резонатора-термостата. Ранее доказано, что применение инертных газов оказывают влияние на параметры КРТ. Показано, что гелий не оказывает положительного воздействия на фазовые шумы кварцевого резонатора-термостата. Дальнейшее исследование предполагает использование различных газов и давлений.

Ключевые слова: кварцевый резонатор-термостат, уровень фазовых шумов, контролируемая газовая среда

INFLUENCE OF A GASEOUS MEDIUM IN THE VOLUME OF A QUARTZ RESONATOR THERMOSTAT ON THE LEVEL OF PHASE NOISE

S.S. Kolomoyets¹

¹Omsk Scientific Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Abstract. The possibility of forming a controlled gas medium in the internal volume of a sealed QRT and its effect on the phase noise of a quartz resonator-thermostat is studied. It has been previously prove that the use of inert gases has an effect on the parameters of the QRT. It is shown that helium does not have a positive effect on the phase noise of a quartz resonator thermostat. Further research involves the use of various gases and pressures.

Keywords: quartz resonator-thermostat, phase noise level, controlled gas environment

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в современных прецизионных устройствах стабилизации частоты широкое применение находят вакуумированные кварцевые резонаторы-термостаты (КРТ) с внутренним и внешним терmostатированием [1]. В свою очередь КРТ входят в состав конструкции кварцевых генераторов. Повышение надежности, добродинности, стабильности частоты, а также время установления частоты, сегодня являются важнейшими требованиями по изготовлению современных КГ. Но, ещё одним немаловажным параметром является, обеспечение низкого уровня фазовых шумов. Фазовые шумы являются фактором, ограничивающим дальность и надежность связи, чувствительность измерительной аппаратуры, точность определения расстояний и координат в навигационной аппаратуре и т.п. В связи с этим необходимо иметь возможность оценки шумовых параметров кварцевого генератора на этапе проектирования [2].

Как известно, источники шума в КР возникают вследствие дефектов на поверхности пластины и в подэлектродной области таких, как царапины, слабосвязанные с поверхностью пластины частицы кварца, дефекты адгезии пленочных электродов, слабосвязанные с поверхностью электродов частицы металла и некоторые другие.

Ранее в работе [3] было проведено исследование по изучению влияния газового состава на параметры КРТ. Было доказано, что применение инертных газов, в качестве контролируемой газовой среды, позволяют улучшить время установления частоты КРТ

на 20-30 % по сравнению с вакуумированными, но в тоже время уменьшается долговременная стабильность $1 \cdot 10^{-7}$ до $2 \cdot 10^{-6}$ Гц. Исходя из этого, было предположено, что ещё одним немаловажным фактором влияния на уровень фазовых шумов КРТ может являться вакуумная среда внутри самого резонатора.

Следует отметить, что вакуумная среда внутри резонатора состоит из остаточных газов, состав которых определяется методом и технологией вакуумирования и предварительной подготовки изделия. Газовый состав остаточной атмосферы представлен, в основном, водородом,арами воды, углеводородами, другими летучими химическими соединениями, выделяющимися из kleев, припоев, паст, а также образующимися в процессе хемосорбции остаточных газов на элементах конструкции резонатора, остатками химических веществ технологической обработки изделия, не удаленными различными очистками и отжигом.

С течением времени состав газовой среды внутри кварцевого резонатора изменяется, что связано с непрерывными процессами адсорбции и десорбции, а также массопереноса за счёт химических реакций [4]. Кроме того, изменения газового состава внутри КРТ со временем могут быть вызваны натеканием газов через стеклоспай, герметизирующий шов, а также газопроницаемостью материалов корпуса. Скорость проникновения газов зависит не только от их температуры и растворимости в металле, но и от давления во внутреннем объёме резонатора.

Цель работы – изучение возможности применения инертного газа для оптимизации параметров кварцевых резонаторов с точки зрения улучшения фазового шума КРТ.

2. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Применение инертного газа является одной из возможностей оптимизации параметров КРТ [3]. Рассмотрено использование инертного газа с точки зрения улучшения фазового шума КГ. В качестве инертного газа использовался гелий, который обладает хорошей теплопроводностью. В ходе работы использовались КРТ с внутренним термостатированием с диапазоном частот от 99 до 110 МГц. В ходе эксперимента КРТ на первом этапе подвергались вакуумному отжигу при температуре 150 °C в течение 4 часов и вакууме с давлением порядка $1 \cdot 10^{-6}$ мм рт. ст.

Далее производился напуск инертного газа до нормального атмосферного давления. Затем производилась откачка до заданного давления, которое составляло $3,5 \cdot 10^{-1}$ мм рт. ст. Контроль давления производился вакуумметром ВИТ-2 при помощи преобразователя манометрического термопарного ПМТ-2, градуированного по сухому азоту. Давление газовой среды внутри кварцевого резонатора определялось с учетом поправочного коэффициента относительной чувствительности к сухому азоту:

$$p_g = Cp \quad (1)$$

где: p_g – давление газа; p – давление, измеренное датчиком; C – коэффициент относительной чувствительности теплового вакуумметра, который для гелия равен 1,31.

После того как была создана контролируемая газовая среда с гелием, были проведены измерения уровня фазовых шумов кварцевых резонаторов-термостатов, который выражается в дБн/Гц, при отстройках 10 и 100 Гц. Измерения проводились при помощи анализатора фазовых шумов FSWP8 работающего в диапазоне частот 1 МГц – 8 ГГц.

В таблице 1 представлены значения изменения фазовых шумов для различных образцов в вакууме и заполненные гелием при давлении $3,5 \cdot 10^{-1}$ мм рт. ст.

Таблица 1. Изменение фазовых шумов при отстройках 10 Гц и 100 Гц

№ КРТ	В вакууме 10 Гц	Заполнение гелием 10 Гц	В вакууме 100 Гц	Заполнение гелием 100 Гц
1	-80	-80	-116	-112
2	-80	-70	-117	-110
3	-86	-81	-120	-116
4	-78	-67	-111	-110
5	-90	-65	-130	-100

Из данных, представленных в таблице 1, видно, что заполнение гелием внутреннего объёма КРТ при отстройках 10 и 100 Гц увеличивает, либо не изменяет уровень фазовых шумов. Скорее всего, это связано с тем, что для обеспечения высокой степени чистоты газа внутри корпуса и минимизации негативного влияния газового состава применения гелия недостаточно. Таким образом, можно сделать выводы, что при данном давлении, гелий не оказывает существенного влияния на фазовые шумы по сравнению с вакуумированными резонаторами-термостатами при данном давлении.

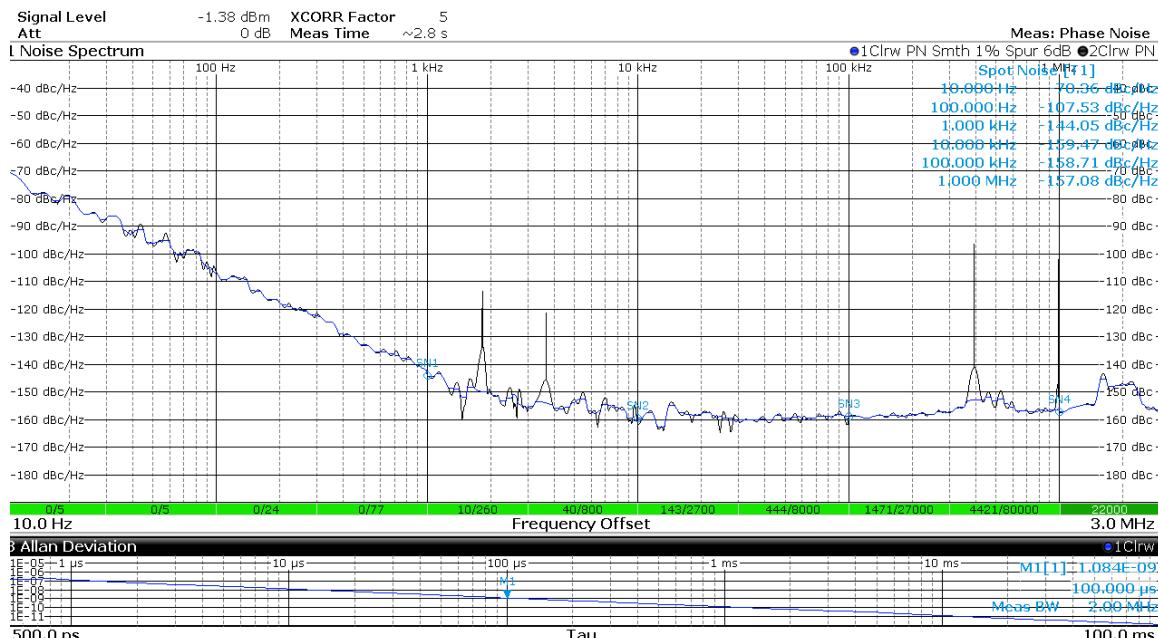


Рис. 1. Типовый спектр фазовых шумов для образца №2

На рис.1 представлен типовый спектр фазовых шумов для одного из образцов. Из графика, обозначенного синим цветом, видно, что при отстройке на 10 Гц значение фазовых шумов равно -70 дБн/Гц, в свою очередь при отстройке на 100 Гц равно -110 дБн/Гц. Из этого следует что, при применении гелия, в качестве контролируемой газовой среды, значения уровня фазовых шумов ухудшаются, либо остаются неизменными.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного эксперимента, можно сделать вывод, что использование гелия в качестве контролируемой газовой среды не оказывает существенного влияния на уменьшение фазовых шумов КРТ, но в свою очередь, как показано в работе ранее, оказывает влияние на уменьшение времени установления частоты КРТ. Из этого можно сделать вывод, что при давлении $3,5 \cdot 10^{-1}$ мм рт. ст значения

фазовых шумов остаются неизменными, тем самым, данная работа требует дальнейшего изучения и применения различных давлений и газов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карагусов В.И. Термостатированный кварцевый генератор с ультрамалым временем установления частоты // Техника радиосвязи, 2015, Выпуск 2 (25). - С. 109-117.
2. Литвинов В.П, Богуславский С.В. Анализ и расчет кварцевых генераторов с учётом фазовых шумов // Научный вестник МГТУ ГА. 2011, Выпуск №168. - С. 33-42.
3. Ермоленко С.В., Коломоец С.С. Применение контролируемой газовой среды при низком давлении для кварцевых резонаторов-термостатов // «Вакуумная техника и технологии – 2024», СПб. 2024. - С. 88-92.
4. Технология тонких пленок: справочник / под ред. Л. Майссела, Р. Гленга; пер. с англ. под ред. М.И. Елинсона, Г.Г. Смолко. Нью-Йорк, 1970. М.: Сов. радио, 1977. Т. 1. – С. 242-243.

REFERENCES

1. Karagusov V.I. Thermostatically controlled quartz generator with ultra-short frequency settling time // Radiocommunication Engineering, 2015, Issue 2 (25). - Pp. 109-117.
2. Litvinov V.P., Boguslavsky S.V. Analysis and calculation of quartz oscillators taking into account phase noise // Scientific Bulletin of MSTU GA. 2011, Issue No. 168. - Pp. 33-42.
3. Ermolenko S.V., Kolomoeys S.S. Application of controlled gas environment at low pressure for quartz resonator-thermostats // “Vacuum engineering and technologies – 2024”, St. Petersburg. 2024. - Pp. 88-92.
4. Thin Film Technology: Handbook / edited by L. Maissel, R. Glang; translated from English by M.I. Elinson, G.G. Smolko. New York, 1970. Moscow: Sov. Radio, 1977. Vol. 1. - Pp. 242-243.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ТИПА Т-ОБРАЗНОГО СОЕДИНЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО В ДВУХ ДИАПАЗОНАХ 1 ГГЦ И 2 ГГЦ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Т.Б. Нгок¹, Т.В. Лонг¹, П. С. Дай¹, Н.М. Жанг¹

¹Технический университет имени Ле Куя Дона, Ханой, Вьетнам

Аннотация. В данной статье представлены результаты проектирования двухдиапазонного делителя мощности на основе Т-образного соединения с неравномерным распределением мощности между выходными портами. Для согласования импедансов был применен оптимизационный алгоритм, позволяющий определить электрическую длину и характеристическое сопротивление линий передачи. Схема была рассчитана и спроектирована в программном обеспечении Keysight ADS. Результаты моделирования показывают, что устройство обеспечивает вносимые потери менее 0,3 дБ и коэффициент обратных потерь лучше чем 34,3 дБ в двух рабочих диапазонах. Делитель мощности имеет компактные размеры и плоскую конструкцию.

Ключевые слова: делитель мощности; Т-образная форма; двухдиапазонный; неравномерное разделение мощности.

DESIGN OF A T-JUNCTION POWER DIVIDER OPERATING IN TWO BANDS OF 1 GHZ AND 2 GHZ BASED ON MICROSTRIP TECHNOLOGY

Т. В. Ngoc¹, Т. В. Long¹, P.C. Dai¹, N.M. Giang¹

¹Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Vietnam

Abstract. This paper presents the design results of a dual-band power divider based on a T-junction with an unequal power split ratio between the output ports. To achieve impedance matching, an optimization algorithm was applied to determine the electrical length and characteristic impedance of the transmission lines. The circuit was analyzed and designed using Keysight ADS software. Simulation results show that the device achieves an insertion loss of less than 0.3 dB and a return loss better than 34.3 dB in two operating bands. The achieved power division ratios deviate from the theoretical values by no more than 5%. The power divider has a compact size and a planar structure.

Keywords: power divider; T-shaped form, dual-band, unequal power spit ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

Делитель мощности является неотъемлемым элементом в системах связи. Он широко используется в каскадах усилителей мощности, смесительных схемах и антенных системах [1]. В настоящее время предложено множество конструкций делителей мощности, среди которых наиболее распространённым является делитель мощности типа Уилкинсона [2]. Однако основным недостатком схемы Уилкинсона является ограничение по работе с высокой входной мощностью из-за использования изолирующего резистора. Для устранения этого недостатка применяется делитель мощности типа Т-образного соединения. Этот тип схемы не использует изолирующие резисторы, выполняет ту же функцию разделения мощности, что и схема Уилкинсона, и способен работать с высокой

мощностью. В настоящее время, с развитием многодиапазонных приложений, было предложено множество двухдиапазонных делителей мощности, например [3-5]. Однако эти схемы в основном применяются для делителей мощности типа Уилкинсона.

В данной статье представлены результаты проектирования Т-образного делителя мощности, работающего в двух диапазонах частот и обеспечивающего неравномерное разделение мощности. Для расчета параметров схемы в процессе проектирования использовался оптимизационный алгоритм [3]. Схема была разработана в программном обеспечении Keysight ADS. Результаты измерений, выполненные с помощью векторного анализатора цепей, показали, что схема обеспечивает хорошие электрические параметры. Делитель был реализован на основе технологии микрополосковых линий, имеет плоскую структуру и компактные размеры.

2. ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДЛЯ РАБОТЫ НА ЧАСТОТЕ 1ГГц И 2ГГц

Схема делителя мощности представлена на рисунке 1 [2]. Она состоит из полосных линий. Схема включает два ответвления с характеристическим импедансом $Z_C = 70,71 \text{ Ом}$ и электрической длиной $\lambda/4$. Делитель не использует резистор согласования и имеет Т-образную конфигурацию.

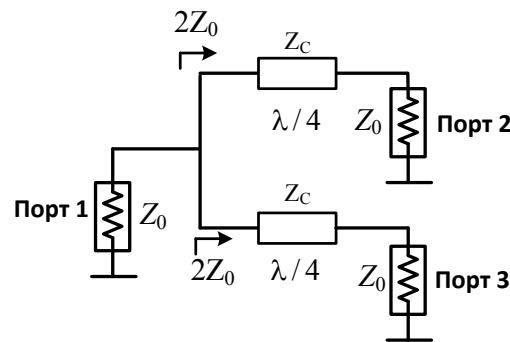


Рис. 1. Принципиальная схема делителя мощности на основе Т-образного соединения.

Для проектирования Т-образного делителя мощности, работающего на двух частотных диапазонах, схема на рисунке 1 была преобразована в новую схему, представленную ниже. Делитель состоит из двух ветвей, каждая из которых включает четыре полосные линии. Первые две полосные линии (Z_{a1} и Z_{a2}) используются для согласования входного импеданса, а оставшиеся две пары полосных линий — для согласования выходного импеданса. Схема двухполосного делителя мощности на основе Т-образного соединения с неравномерным коэффициентом деления представлена на рисунке 2.

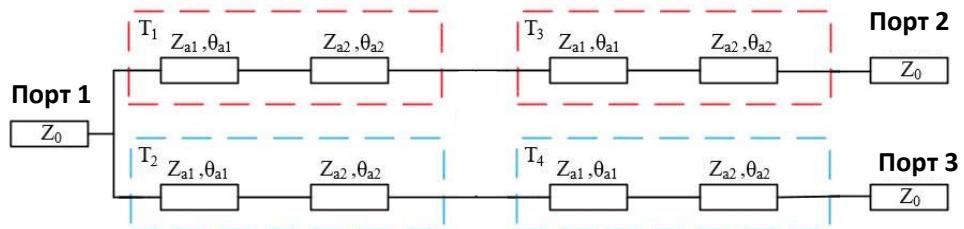


Рис. 2. Принципиальная схема делителя мощности на основе Т-образного соединения, работающего на двух частотных диапазонах.

Двухдиапазонная Т-образная схема состоит из двух ветвей (обозначенных как ветвь а и ветвь b). Каждая ветвь содержит четыре отрезка линии передачи. Значения характеристического импеданса и электрической длины линий передачи определяются из следующих соотношений. Предположим, что на частоте f_i ($i=1, 2$) схема имеет соответствующий коэффициент деления мощности k_i . Тогда имеем [2]:

$$Z_{afi} = Z_0(1 + k_i), \quad Z_{bfi} = Z_0(1 + \frac{1}{k_i}) \quad (1)$$

Где Z_{afi} – импеданс Z_a , соответствующий диапазону i ($i=1,2$).

Обозначим R_a и R_b как нагрузочные сопротивления на выходе соответствующих ветвей а и b. Тогда имеем:

$$R_{afi} = Z_0 k_i, \quad R_{bfi} = \frac{Z_0}{k_i} \quad (2)$$

Рассматривая ветвь а на Рис. 3, получаем следующие уравнения:

$$Z_A = Z_{a2} \frac{R_a + jZ_{a2} \tan \theta_{a2}}{Z_{a2} + jR_a \tan \theta_{a2}} \quad (3)$$

$$Z_{ina} = Z_{a1} \frac{Z_A + jZ_{a1} \tan \theta_{a1}}{Z_{a1} + jZ_A \tan \theta_{a1}} \quad (4)$$

Значения Z_{a1} , Z_{a2} , θ_{a1} и θ_{a2} получаются путем решения уравнений.

$$Z_{ina} = Z_a \quad (5)$$

После преобразования уравнения (4) по его действительной и мнимой части получаем два уравнения:

$$(Z_{a1}^2 R_a - Z_{a2}^2 Z_a) \tan \theta_{a1} \tan \theta_{a2} = Z_{a1} Z_{a2} (R_a - Z_a) \quad (6)$$

$$Z_{a1} (Z_{a2}^2 - R_a Z_a) \tan \theta_{a2} = Z_{a2} (R_a Z_a - Z_{a1}^2) \tan \theta_{a1} \quad (7)$$

Решая систему уравнений (5) и (6) на двух частотах f_1 и f_2 , можно определить характеристическое сопротивление и электрическую длину отрезков в схеме. Затем вычисляются физические размеры, включая длину и ширину микрополосковых линий, и создается чертеж топологии схемы.

Применяя приведенные выше уравнения к проектированию делителя мощности, работающего на двух частотных диапазонах 1 ГГц и 2 ГГц, с коэффициентами деления мощности $k_1 = 1,5$ и $k_2 = 2$ для каждого диапазона соответственно, мы определяем значения характеристических сопротивлений передачных линий. Значения сопротивлений приведены в таблице 1 ниже.

Таблица 1. Значения характеристических сопротивлений делителя мощности

	T_1	T_2	T_3	T_4
$Z_{a1} (\Omega)$	106.2	63.34	59.68	41.9
$Z_{a2} (\Omega)$	81.43	49.11	54.63	45.76

На основе рассчитанных значений выполняется проектирование layout схемы в программном обеспечении Keysight ADS и моделирование параметров схемы на электромагнитном уровне. Разработанный layout представлен на рисунке 3.

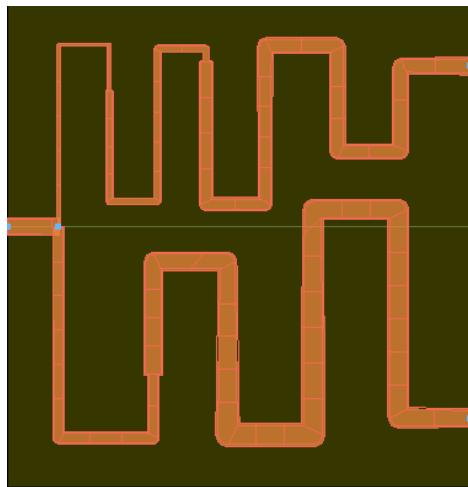


Рис. 3. Layout схемы двухполосного делителя мощности на основе Т-образного соединения.

Рис. 3 показывает топологию схемы делителя мощности после проектирования. Можно отметить, что схема имеет компактные размеры 47 мм × 48 мм и плоскую структуру. В следующем разделе мы проведём электромагнитное моделирование параметров рассеяния схемы для оценки её характеристик. Схема моделирования цепи на электромагнитном уровне представлена на рисунке 4.

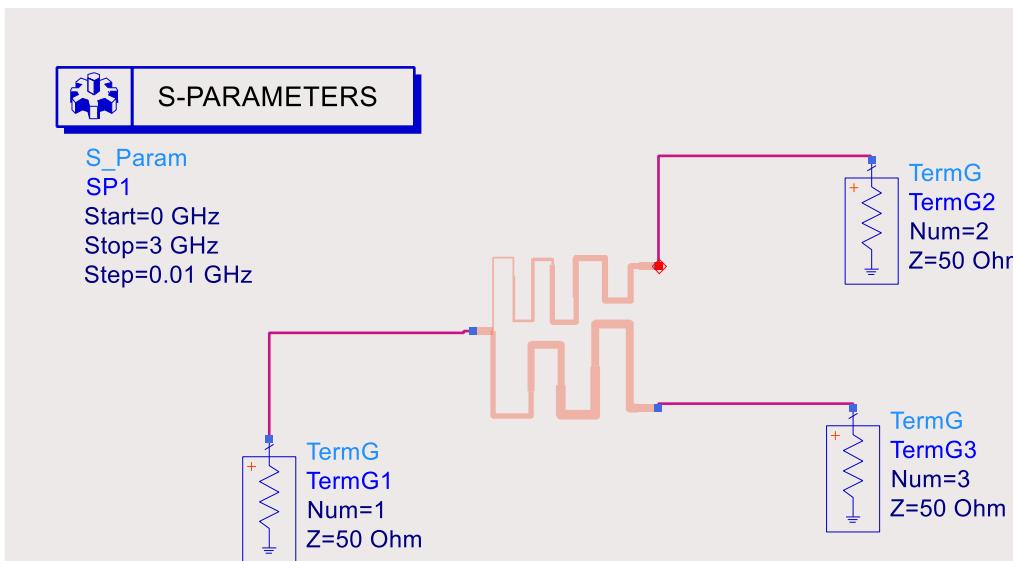


Рис. 4. Электромагнитное моделирование схемы делителя мощности в программном обеспечении Keysight ADS.

Результаты моделирования параметров рассеяния S_{21} , S_{31} , S_{11} и S_{23} представлены на рисунках 5, 6 и 7.

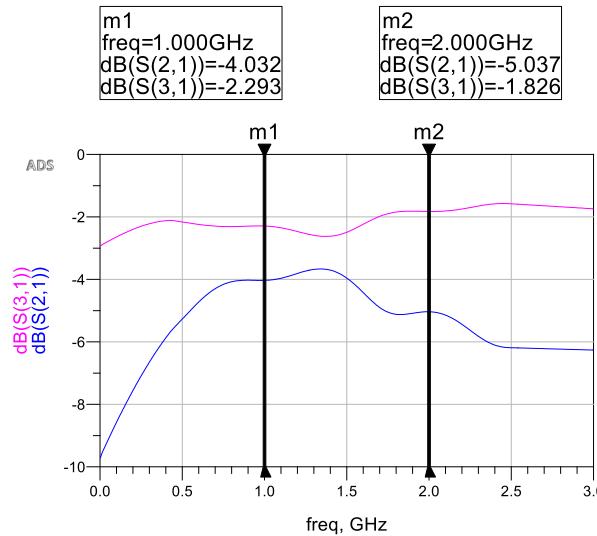


Рис. 5. Электромагнитное моделирование параметров рассеяния S_{21} и S_{31} схемы делителя мощности.

На рисунке 5 показано, что параметры S_{21} и S_{31} имеют значения -4,032 дБ и -2,293 дБ на частоте 1 ГГц. Таким образом, коэффициент распределения мощности между двумя выходными портами составляет $K_1^2 = 1,49$. На частоте 2 ГГц значения S_{21} и S_{31} составляют -5,037 дБ и -1,826 дБ соответственно, что соответствует коэффициенту распределения мощности $K_2^2 = 2,1$. Таким образом, результаты моделирования схемы после проектирования соответствуют теоретическим расчетам с погрешностью менее 5%. Кроме того, по сравнению с теоретическими значениями, результаты электромагнитного моделирования показали отклонение коэффициентов S_{21} и S_{31} не более чем на 0,3 дБ.

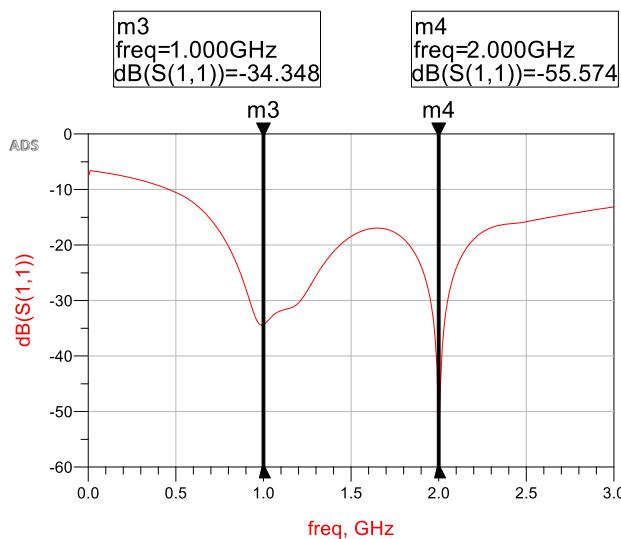


Рис. 6. Электромагнитное моделирование параметров рассеяния S_{11} схемы делителя мощности.

На Рисунке 6 представлены результаты моделирования параметра S_{11} . Видно, что на двух расчетных частотах значения S_{11} составляют -34,3 дБ и -55,6 дБ соответственно. Эти значения указывают на хорошее согласование входного импеданса.

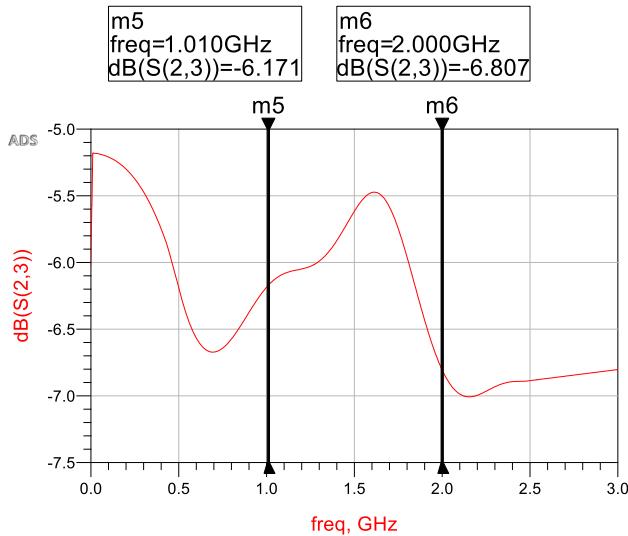


Рис. 7. Электромагнитное моделирование параметров рассеяния S_{23} схемы делителя мощности.

Наконец, изоляция между двумя портами оценивается через параметр S_{23} . На Рисунке 7 показано, что на рабочих диапазонах 1 ГГц и 2 ГГц значения S_{23} составляют -6,1 дБ и -6,8 дБ соответственно. Это указывает на недостаточно хорошую изоляцию схемы, что является общей проблемой Т-образных делителей мощности. Поскольку в схеме не используется изоляционный резистор, её изоляция остается низкой, однако взамен она способна работать с сигналами высокой мощности.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлен делитель мощности, работающий на двух диапазонах 1 ГГц и 2 ГГц, с коэффициентом деления мощности на каждом диапазоне 1,5 и 2 соответственно. Схема была спроектирована в программном обеспечении Keysight ADS. Электромагнитное моделирование показало, что схема обладает входным коэффициентом отражения лучше -34.3 дБ на обоих рабочих диапазонах, а достигнутые коэффициенты деления мощности составляют 1,48 и 2,1, что отклоняется от заданных значений не более чем на 5%. Недостатком схемы является низкая изоляция, что представляет собой общую проблему Т-образных делителей мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клингер Г. Сверхвысокие частоты. Основы и применение техники СВЧ. М.: Наука, 1969. - 272 с.
2. D. M. Pozar. Microwave Engineering. // Wiley, New York, 2012. – Vol. 4.
3. Wu Y., Liu Y., Zhang Y., Gao J., Zhou H. A Dual Band Unequal Wilkinson Power Divider Without Reactive Components. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, T. 57, № 1. - p. 216-222.
4. Zhang T., Che W., Chen H., Feng W. A compact four-way dual-band power divider using lumped elements. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, T. 25, № 2. - p. 94-96.
5. Ahn S.-H., Lee J. W., Cho C. S., Lee T. K. A dual-band unequal Wilkinson power divider with arbitrary frequency ratios. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, T. 19, № 12. - p. 783-785.

REFERENCES

1. Klinger G. Microwave Frequencies. Fundamentals and Applications of Microwave Technology. Moscow: Nauka, 1969. – 272 p.
2. D. M. Pozar. Microwave Engineering. // Wiley, New York, 2012. – Vol. 4.
3. Wu Y., Liu Y., Zhang Y., Gao J., Zhou H. A Dual Band Unequal Wilkinson Power Divider Without Reactive Components. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, T. 57, № 1. - p. 216-222.
4. Zhang T., Che W., Chen H., Feng W. A compact four-way dual-band power divider using lumped elements. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, T. 25, № 2. - p. 94-96.
5. Ahn S.-H., Lee J. W., Cho C. S., Lee T. K. A dual-band unequal Wilkinson power divider with arbitrary frequency ratios. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, T. 19, № 12. - p. 783-785.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРОВ К ОТКЛОНЕНИЮ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Т. С. Тимошенко¹, Яковлев А.Н.¹, А.А. Тюменцева¹, Ю. И. Егошин¹

¹Омский научно-исследовательский институт приборостроения (АО «ОНИИП»),
Омск, Россия

Аннотация. В работе показано влияние отклонения конструктивных параметров элементов интегральных полосовых LC-фильтров на их амплитудно-частотную характеристику. Приведены соотношения, позволяющие определить чувствительность модуля коэффициента передачи к отклонению конструктивных параметров элементов фильтра. Проведены численные исследования, которые подтверждают корректность полученных результатов.

Ключевые слова: интегральные фильтры; чувствительность; LC-фильтры; АЧХ.

SENSITIVITY OF BANDPASS LC FILTERS FREQUENCY CHARACTERISTICS TO DEVIATION OF DESIGN PARAMETERS THEIR ELEMENTS

T.S. Timoshenko¹, A. N. Yakovlev¹, A.A. Tyumentseva¹, U.I. Egoshin¹

¹Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Abstract. The influence of the design parameters deviation of integral LC filters on their frequency response are shown in paper. Relations that allow to define sensitivity of the modulus of the transmission coefficient to deviation of design parameters integral LC filters. Numerical studies that confirm correctness of the results are carried out.

Key words: integral filter, sensitivity, LC-filter, frequency response.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных реалиях, массогабаритные характеристики ЭКБ играют все большую роль при разработке новых систем связи. Поэтому на замену традиционным частотно-избирательным устройствам таким, как, например, LC-фильтры, приходят фильтры в интегральном виде, выполненные на основе толстых и тонких пленок. Однако, проектирование интегральных фильтров является узкоспециализированной профессиональной задачей, результат которой зачастую зависит от опыта разработчика. В связи с чем уменьшение времени на разработку, а также сокращение количества итераций фильтров на сегодняшний день является актуальной задачей.

Так как интегральные фильтры являются монолитной структурой, и их основные электрические параметры определяются в основном отклонением фактически полученных значений элементов от расчетных, то для достижения высокого уровня совпадения частотных характеристик расчетных и изготовленных фильтров необходимо увеличивать точность изготовления элементов схем интегральных LC-фильтров. При этом, если улучшение точности изготовления невозможно в силу особенностей технологии, разработчику необходимо понимать какие конструктивные параметры топологических элементов фильтров имеют наибольшее влияние на их частотные характеристики.

В работе рассмотрено влияние отклонения конструктивных параметров интегральных катушек индуктивности и конденсаторов на частотные характеристики

интегральных полосовых фильтров, а также показано влияние этих различий на выбор топологии интегральных фильтров при конструировании.

2. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

Рассмотрим влияние отклонения конструктивных параметров интегральных катушек индуктивности и конденсаторов на частотные характеристики интегральных полосовых фильтров на примере одной из наиболее распространенных схем полосового фильтра, которую можно реализовать в интегральном виде. На рисунке 1 показана схема на параллельных контурах с емкостной связью.

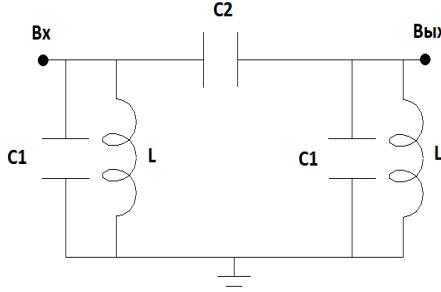


Рис. 1. Схема полосового LC-фильтра

Как было показано в одной из работ [1], принимая во внимание, что схема нагружена по входу и выходу на сопротивление нагрузки R , можно выразить через коэффициенты $ABCD$ матрицы входной импеданс схемы и коэффициент передачи от входа к выходу:

$$T = \frac{2}{|A + \frac{B}{R} + C \cdot R + D|}, \quad (1)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{A \cdot R + B}{C \cdot R + D}. \quad (2)$$

Тогда, применяя законы Кирхгофа и полагая, что схема является симметричной, коэффициенты $ABCD$ матрицы полосового фильтра:

$$A = D = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}, \quad B = Z_2, \quad C = \frac{2Z_1 + Z_2}{Z_1^2}, \quad (3)$$

Здесь Z_1 и Z_2 – сопротивления поперечной и продольной ветви схем соответственно.

Учитывая выражения (3) передаточную функцию от входа к выходу (1) можно записать через сопротивления двухполюсников в продольных и поперечных ветвях схем:

$$T = \frac{2 \cdot |R \cdot Z_1|}{|(R + Z_1)(2 \cdot R \cdot Z_1 + R \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_2)|}, \quad (4)$$

Тогда, модуль передаточной функции от входа к выходу с учетом обозначений элементов схемы, приведенной на рисунке 1, запишем в виде:

$$T_{\text{ПФ}} = 2 \sqrt{\frac{C_2^2 L^4 R^2 f^6}{(C_1^2 L^2 R^2 f^4 - 2C_1 L R^2 f^2 + L^2 f^2 + R^2)(C_1^2 L^2 R^2 f^4 + 4C_1 C_2 L^2 R^2 f^4 - 2C_1 L R^2 f^2 + 4C_2^2 L^2 R^2 f^4 - 4C_2 L R^2 f^2 + L^2 f^2 + R^2)}} \quad (5)$$

При этом значения емкости конденсаторов и индуктивности катушек схемы, изображенной на рисунке 1, могут быть рассчитаны по формулам [2, 3]:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_0} \\ L_0 &= \frac{R}{2\pi \cdot f_0} \end{aligned} \quad (6)$$

где f_0 – центральная частота фильтра.

Для проектирования интегральных фильтров в основном применяют спиральные катушки индуктивности и многослойные плоскопараллельные конденсаторы [4], а значения элементов схемы могут быть выражены через их конструктивные параметры [5]:

$$C = 8,85 \times 10^{-6} \frac{\epsilon(n-1)}{h} S, \quad (7)$$

$$L = 0,27 \frac{D^{8/3}}{w^{5/3}} \frac{1}{(1+\frac{t}{w})^{5/3}}, \quad (8)$$

где ϵ – диэлектрическая постоянная материала;

S – площадь обкладок конденсатора, мкм^2 ;

h – толщина диэлектрика, мкм ;

n – количество обкладок конденсатора;

D – сторона квадратной катушки индуктивности, мм ;

t – ширина зазора между витками катушки индуктивности, мм ;

w – ширина витка катушки индуктивности, мм .

Оценить влияния отклонения конструктивных параметров интегральных LC-фильтров на их частотные характеристики можно при помощи теории чувствительности [6], где чувствительность относительного отклонения параметра y к относительному отклонению параметра x выражается как:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \cdot \frac{\partial y}{\partial x}. \quad (9)$$

Используя формулу (9), выражение (5), а также формулы для вычисления емкости конденсаторов и индуктивности через их конструктивные параметры (7, 8) определим чувствительность относительного отклонения АЧХ полосового фильтра, к относительным изменениям конструктивных параметров фильтров.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

В качестве примера был рассчитан полосовой фильтр с центральной частотой 200 МГц и полосой пропускания 60% с сопротивлением нагрузки по входу и выходу 50 Ом. По формулам (6), а также (7, 8) определим номинальные значения элементов схемы, приведенной на рисунке 1, а также конструктивные параметры конденсаторов и катушек индуктивности. Примем, что диэлектрическая постоянная керамики типа СКМ-010 $\epsilon=7,2$, толщина керамического листа $h=0,1$ мм, расстояние между витками катушки индуктивности зададим $t = 0,2$ мм, а ширину ее витка $w = 0,2$ мм, на основе формул (7) и (8) определим остальные конструктивные параметры фильтров: количество обкладок конденсатора $n = 4$, площадь обкладок конденсатора $S_1 = 4 \text{ мм}^2$, $S_2 = 2,5 \text{ мм}^2$, сторона квадратной катушки индуктивности $D = 2,2$ мм.

Чувствительность относительного отклонения модуля передаточной функции к относительному отклонению конструктивных параметров элементов интегральных полосовых фильтров можно вычислить, используя соотношения (5), (7) и рассчитанные значения конструктивных параметров элементов фильтров. Расчеты будем проводить на частотах границ полосы пропускания $f_h=160$ МГц и $f_b=285$ МГц. Результаты расчетов приведены в таблице 1.

Таблица 1. Чувствительность АЧХ к отклонению конструктивных параметров интегральных полосовых фильтров

Чувствительность	Для $f_h=160$ МГц	Для $f_b=285$ МГц
S_ϵ^T	2,032	-1,362
S_{S1}^T	0,763	-1,594
S_{S2}^T	1,269	0,231
S_h^T	-2,032	1,362

S_D^T	1,069	-0,721
S_w^T	-0,364	0,239
S_d^T	0,724	-0,477
S_t^T	0,364	-0,239

Анализ данных, приведенных в таблице 1, показал, что наибольшее влияние на модуль передаточной функции на частотах границ полосы пропускания полосового фильтра оказывает точность выполнения площади обкладок конденсатора связи (S_1), отклонение диэлектрической постоянной материала (ϵ), толщины диэлектрика (h), также достаточно большое влияние оказывает отклонение линейных размеров стороны катушки индуктивности (D). При этом отклонение остальных конструктивных параметров интегральных элементов на АЧХ фильтров оказывает существенно меньшее влияние. На рисунках 2-5 приведены расчетные зависимости АЧХ полосового фильтра с центральной частотой 200 МГц и полосой пропускания 60% при отклонении конструктивных параметров его элементов на $\pm 10\%$.

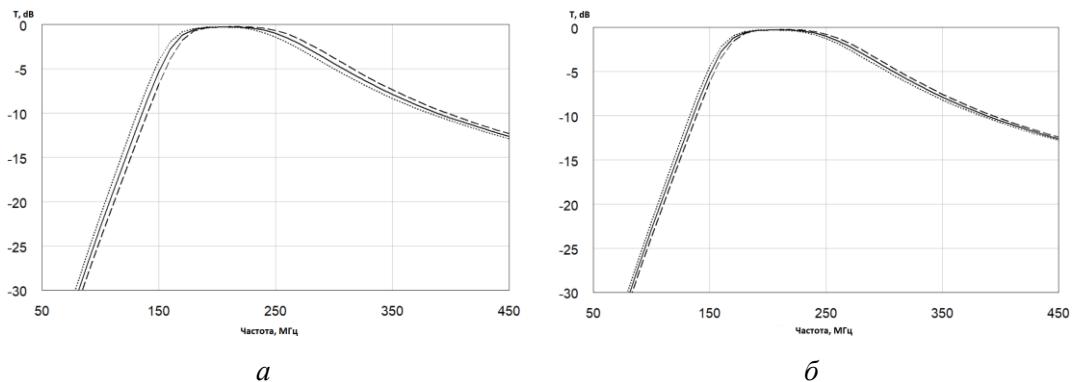


Рис.2. Расчетная зависимость АЧХ от D (а) и d (б):

штриховая линия – относительное отклонение равно 10%;
сплошная линия – относительное отклонение равно 0%;
пунктирная линия – относительное отклонение равно на минус 10%.

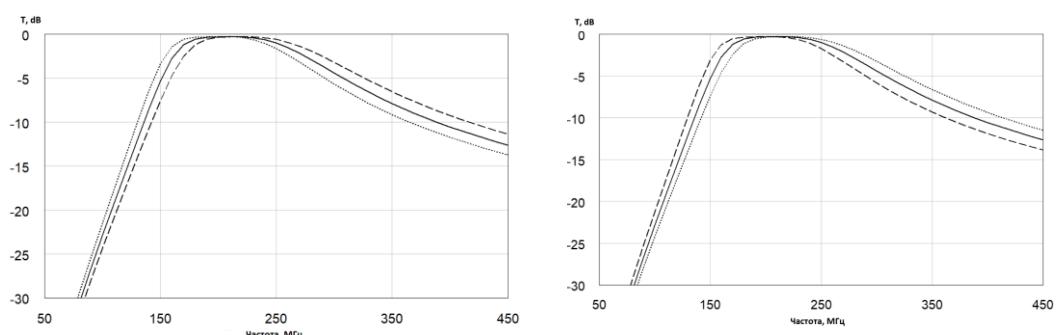


Рис.3. Расчетная зависимость АЧХ от ϵ (а) и h (б):

штриховая линия – относительное отклонение равно 10%;
сплошная линия – относительное отклонение равно 0%;
пунктирная линия – относительное отклонение равно на минус 10%.

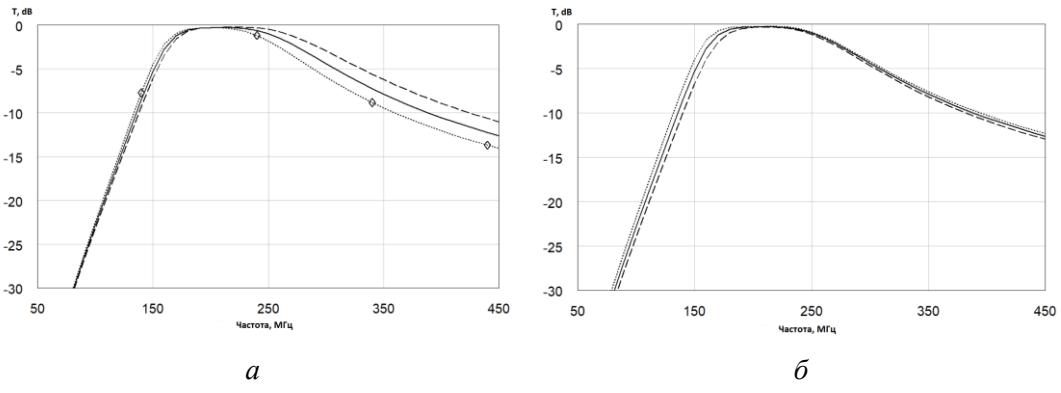


Рис.4. Расчетная зависимость АЧХ от S_1 (а) и S_2 (б):

штриховая линия – относительное отклонение равно 10%;
сплошная линия – относительное отклонение равно 0%;
пунктирная линия – относительное отклонение равно на минус 10%.

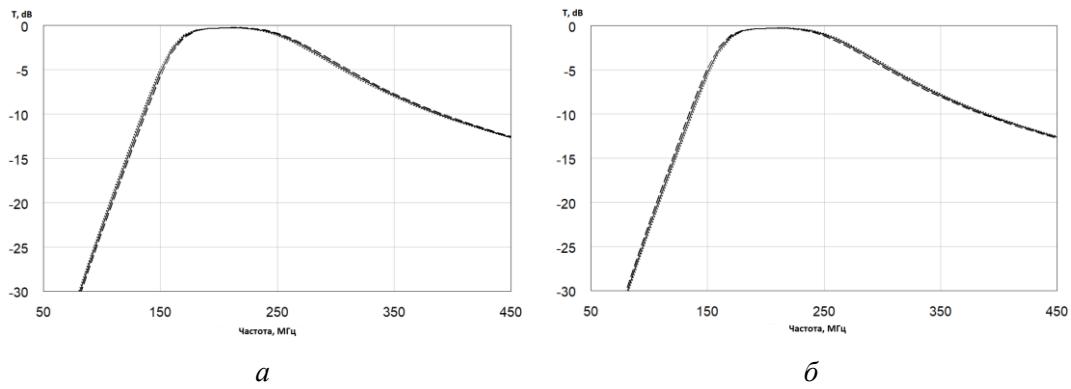


Рис.5. Расчетная зависимость АЧХ от t (а) и w (б):

штриховая линия – относительное отклонение равно 10%;
сплошная линия – относительное отклонение равно 0%;
пунктирная линия – относительное отклонение равно на минус 10%.

Из приведенных графиков видно, что наибольшее влияние на рассматриваемый полосовой фильтр оказывают отклонение таких конструктивных параметров, как точность выполнения площади обкладок конденсатора C_1 (S_1), толщины диэлектрика (h) и диэлектрической постоянной материала (ϵ) - при изменении каждого из этих параметров на 10% отклонение границ полосы пропускания составит около 5%, отклонение линейных размеров стороны катушки индуктивности (D), точность выполнения площади обкладок конденсатора C_2 (S_2) - при изменении каждого из этих параметров на 10% отклонение границ полосы пропускания составит около 3%. Проведенные численные исследования частотных зависимостей модуля коэффициента передачи полосового фильтра на основе П-образных схем при изменении конструктивных параметров подтвердили результаты расчетов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные расчеты показали, что полученные соотношения, связывающие АЧХ полосовых интегральных LC-фильтров конструктивными параметрами их элементов, позволяют при начале разработки определить те параметры, отклонение которых является наиболее значимым для получения необходимой АЧХ и учесть это при выборе материалов, топологии элементов и разработке конструкции в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Miniature microwave filters using multilayer technologies / I. Vendik, D. Kholodnyak, V. Turgaliev [et. al.] // Advances in multi-band microstrip filters. – 2015, Cambridge University Press. – P. 265-314.
2. Miniaturized bandpass filters with double-folded substrate integrated waveguide resonators in LTCC / H. Y. Chien [et al.] //Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 2009. – Vol. 57, № 7. – P. 1774-1782.
3. Handbook of Filter Synthesis. A.I. Zverev. 1967, 600 p.
4. Симин А.В. Вендиk И.Б., Холодняк Д.В., Многослойные интегральные схемы СВЧ на основе керамики с низкой температурой обжига. – Компоненты и технологии, 2005, №6.
5. Inder Bahl. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Artech House, 2003. – 488 p.
6. Современная теория фильтров и их проектирование. Под ред. Темеша Г., Митра С. Пер. с англ. - М, 1977. - 560 с.

REFERENCES

1. Miniature microwave filters using multilayer technologies / I. Vendik, D. Kholodnyak, V. Turgaliev [et. al.] // Advances in multi-band microstrip filters. – 2015, Cambridge University Press. – P. 265-314.
2. Miniaturized bandpass filters with double-folded substrate integrated waveguide resonators in LTCC / H. Y. Chien [et al.] //Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 2009. – Vol. 57, № 7. – P. 1774-1782.
3. Handbook of Filter Synthesis. A.I. Zverev. 1967, 600 p.
4. Simine A.V., Vendik I.B., Kholodnyak D. V. Multiplayer superhigh frequency integrated circuits based on ceramics with low firing temperature. // Components and technologies, 2005, No. 6.
5. Inder Bahl. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Artech House, 2003. – 488 p.
6. Modern filter theory and design. Edited by Temesh G., Mitra S. - M, 1977. - 560 p/

ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ. РЕШЕНИЕ, РАЗРАБОТАННОЕ В РОССИИ

Тимонович А.Э.

АО «ПК «Новэл», г. Москва, Россия

Аннотация. Значения фазового шума являются важнейшим аспектом тестирования и измерений, поскольку они предоставляют бесценную информацию об источнике сигнала. По мере расширения сферы применения высокочастотных источников сигналов точные измерения фазового шума становятся еще более важными.

Ключевые слова: фазовые шумы, измерители уровня фазового шума, методы измерений.

PRECISION MEASUREMENTS OF PHASE NOISE. A SOLUTION DEVELOPED IN RUSSIA

A. E. Timonovich

АО «ПК «Novel»

Abstract. Phase noise values are an essential aspect of testing and measurements, as they provide invaluable information about the signal source. As the scope of high-frequency signal sources expands, accurate measurements of phase noise become even more important.

Keywords: phase noise, phase noise level meters, measurement methods.

1. ВВЕДЕНИЕ

Фазовый шум является одним из наиболее важных показателей качества устройства, генерирующего сигнал, и вполне может оказаться ограничивающим фактором для решения критически важных задач в аэрокосмической и оборонной областях, также как и в области связи.

Механизм появления фазового шума заключается в нестабильности частоты, которая определяется как степень, с которой генерирующий источник поддерживает постоянство частоты в течение определённого периода времени.

Есть два типа фазовых флуктуаций—детерминированные и стохастические. Детерминированные флуктуации представляют собой дискретные сигналы на определенных отстройках от несущей частоты. Эти сигналы могут быть четко соотнесены с определенными факторами применительно к данному источнику сигнала, например, частота линии питания, частота вибрации, комбинационные продукты смешения. Стохастические флуктуации имеют случайную природу, и именно их обычно называют фазовым шумом. Причиной таких флуктуаций является тепловой шум, дробовый шум и фликкер-шум в полупроводниковых элементах. Для количественной оценки фазового шума источника используется оценка девиации частоты или фазы в частотной либо временной области.

Выходной сигнал идеального источника обычно представляет собой чисто синусоидальный сигнал, который может быть математически описан как:

$$V(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

В этом уравнении амплитуда (A) выходного сигнала генератора является постоянной, радиальная частота (ω) является постоянной, а фазовый сдвиг или

смещение фазы (ϕ) является постоянным. Таким образом, при рассмотрении в частотной области чистая синусоида выглядит как единственная узкая спектральная линия, вся мощность которой сосредоточена на одной частоте.

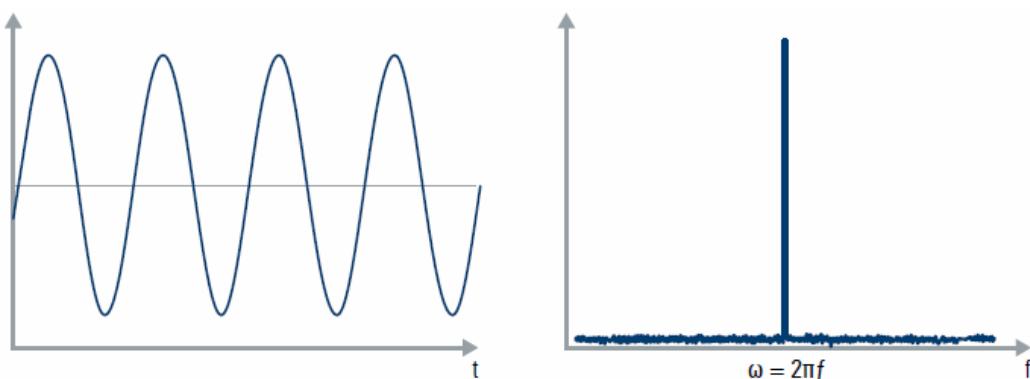


Рис. 1. Идеальный источник сигнала

Неидеальный или реальный сигнал генератора может быть математически описан как:

$$V(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi(t))$$

В данном уравнении радиальная частота (ω) по-прежнему остается постоянной, но как амплитуда, так и смещение фазы теперь зависят от времени. Другими словами, амплитуда и фаза сигнала изменяются с течением времени. Во временной области изменения фазы вызывают смещение точки пересечения синусоиды с осью X. В частотной области эти изменения создают боковые полосы, простирающиеся по обе стороны от несущей.

На рисунке 2 показан выходной сигнал неидеального генератора реального времени как во временной, так и в частотной областях.

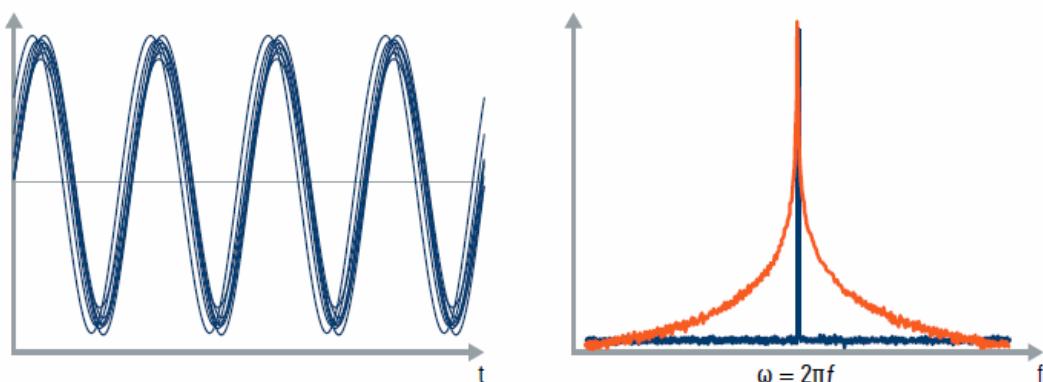


Рис. 2. Реальный источник сигнала

2. ГРАФИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА

Первым шагом является измерение мощности несущей (P_c), то есть номинального выходного сигнала источника, в виде абсолютной мощности в дБм. Затем измеряется мощность шума (P_n) в полосе пропускания 1 Гц при заданном отстройке от несущей. Вычитание мощности несущей из мощности шума, дает фазовый шум ($\theta(f)$) в единицах дБн/Гц. Обратите внимание, что эти значения всегда будут отрицательными. Измерения фазового шума обычно включают повторение этого процесса при различных смещениях частоты от несущей.

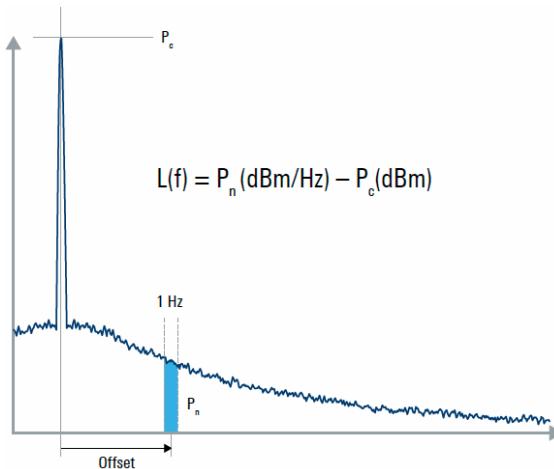


Рис. 3. Отображение процедуры измерения фазового шума

На рисунке 3 фазовый шум был измерен при положительном смещении частоты от несущей. Поскольку “боковые полосы”, создаваемые фазовым шумом, обычно симметричны относительно несущей, измеренный фазовый шум обычно одинаков для данного положительного или отрицательного смещения от несущей.

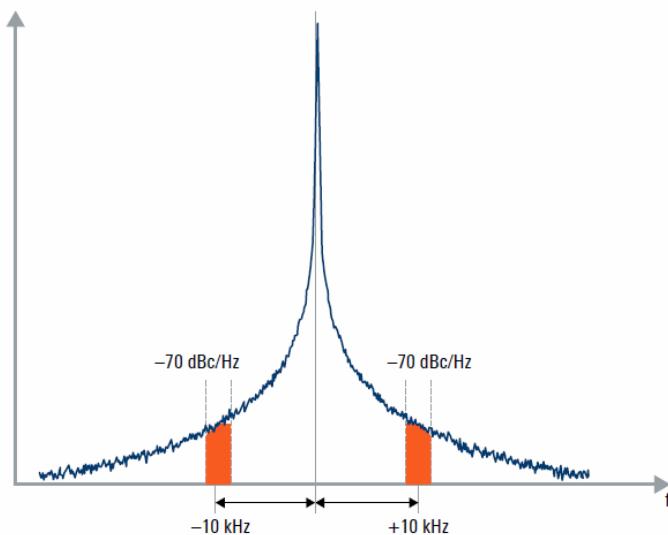


Рис. 4. Измерения фазового шума двух полос

Используется логарифмическая шкала, поскольку она обеспечивает как широкий диапазон частот, так и более высокое разрешение вблизи несущей – меньшие смещения или “близкий” фазовый шум часто представляют больший интерес, чем фазовый шум при больших смещениях частоты.

3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ОЦЕНКИ ФАЗОВОГО ШУМА

Существует большое количество методов измерений фазового шума. Остановимся лишь на основных методах:

1. Прямой метод (метод анализатора спектра);
2. Метод фазового детектора;
3. Метод цифрового фазового демодулятора.

3.1 Прямой метод или метод анализатора спектра

Это самый простой и, возможно, самый старый метод измерения фазового шума. Как показано на рисунке 5, сигнал от испытуемого устройства (ИУ) подаётся на анализатор спектра/сигналов, настроенный на частоту сигнала ИУ, и выполняется непосредственное измерение относительной спектральной плотности мощности сигнала в единицах $L(f)$. Поскольку спектральная плотность шума измеряется в присутствии сигнала несущей, возможности этого метода могут существенно ограничиваться динамическим диапазоном анализатора.

Хотя этот метод непригоден для измерения фазового шума очень близко к дрейфующей несущей, он удобен для быстрой качественной оценки источников с относительно высоким уровнем шума.

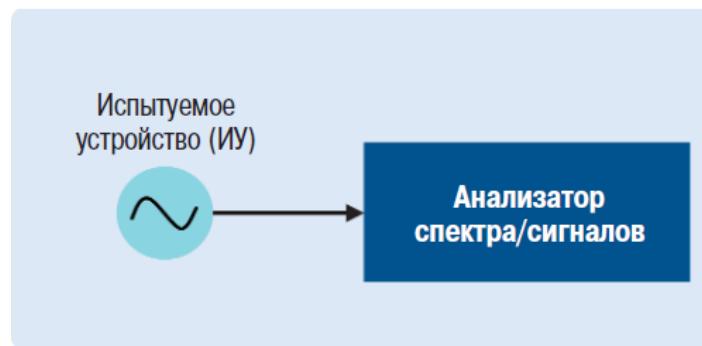


Рис. 5. Прямой метод измерения фазового шума

Метод измерения в режиме спектрального анализатора применяется в большинстве случаев. При использовании спектрального анализа в режиме развертки диапазон сдвига частот (отстройки частоты) намного шире (до 1 ГГц), чем диапазон, достигаемый при использовании ФАПЧ-измерения.

С другой стороны, ограничивается скорость измерения, а уровень собственного фазового шума в непосредственной близости от несущей ограничен уровнем измеряемого прибором сигнала.

Преимущества	Недостатки
<ul style="list-style-type: none">- Широкий диапазон частотных отстроек (от 100 Гц до 1 ГГц);- прямые измерения фазовых шумов;- параллельное измерение уровня гармоник, побочных излучений и уровня мощности в соседних каналах	<ul style="list-style-type: none">- Невозможность разделить амплитудные и фазовые шумы;- невозможность измерения фазовых шумов при малых отстройках менее 3 кГц;-ограниченный динамический диапазон (уровень измеряемой несущей, тепловые шумы анализатора)

3.2 Метод фазового детектора

При использовании этого метода сигнал тестируемого устройства смешивается с сигналом опорного источника. Если оба сигнала имеют одинаковую частоту, на выходе смесителя или фазового компаратора появляется постоянное напряжение, на которое накладываются фазовые шумы тестируемого устройства и опорного источника. Если сдвиг сигнала на фазовом компараторе равен 90° , можно измерить чистый фазовый шум. В этом случае подавление амплитудного шума достигает 30 дБ. При фазовом сдвиге 0° на выходе присутствует только амплитудный шум.

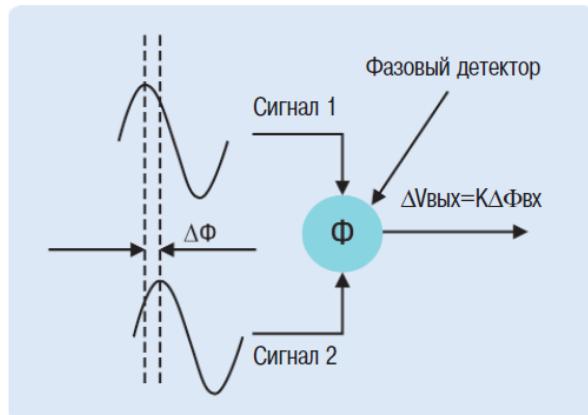


Рис. 6. Метод фазового детектора

3.2.1 Снижение фазового шума за счет взаимной корреляции

Добавление в анализатор источников сигнала второй параллельный тракт приема позволяет использовать взаимную корреляцию двух симметричных трактов и, тем самым, исключать нежелательные некоррелированные собственные шумы двух опорных источников. В результате, чувствительность уже не ограничивается фазовым шумом внутренних источников опорного сигнала. В зависимости от числа усреднений, может расширять динамический диапазон на 20 дБ.

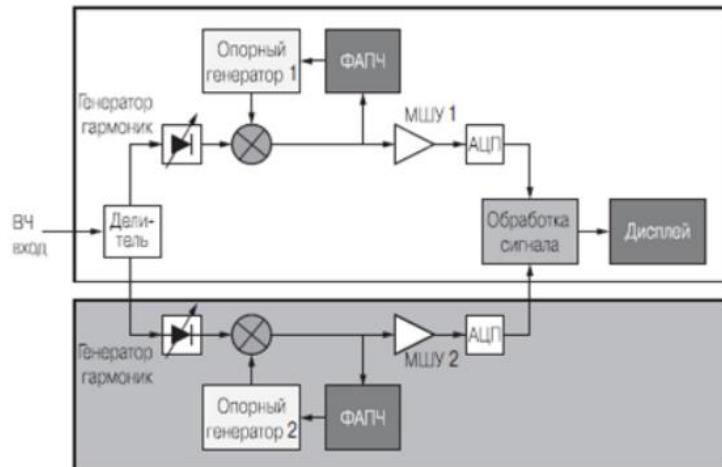


Рис. 7. Метод фазового детектора с кросс-корреляцией

Шумы ИУ в каждом канале когерентны, и операция взаимной корреляции не влияет на их вклад в результат измерения, тогда как собственные шумы каждого канала не когерентны, и операция взаимной корреляции уменьшает их суммарный вклад в результат измерения пропорционально $M^{1/2}$ (M - число корреляций).

3.3 Метод цифрового фазового демодулятора

Традиционный PLL был заменен цифровым FM-демодулятором для определения фазы и отслеживания частоты. Дополнительный АМ-демодулятор позволяет одновременно измерять фазовый и амплитудный шум. Прибор может измерять фазовый шум на уровне -183 дБн/Гц при несущей частоте 100 МГц и смещении 10 кГц в течение двух минут.

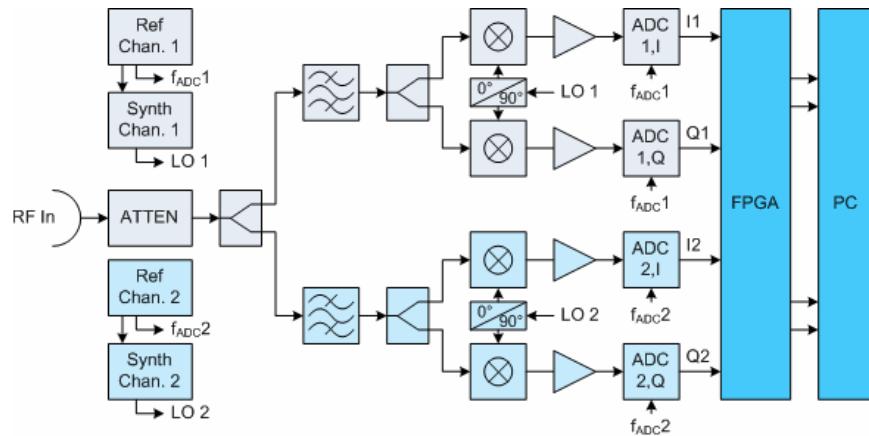


Рис. 8. Метод цифрового фазового детектора

Перенос фазового детектора в цифровую область значительно упрощает настройку и повышает точность измерений. Характеристики цифровых компонентов заданы заранее и могут быть скорректированы с абсолютной точностью.

4. ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ РЕШЕНИЯ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВОГО ШУМА

Рынок анализаторов фазовых шумов специфичен, а объемы потребления невелики (в 2023 году было поставлено 68 приборов, внесенных в Госреестр). Однако, стоимость такого оборудования выше, чем стоимость простого анализатора спектра, таким образом в денежном эквиваленте рынок анализаторов шумов очень интересен для производителей и поставщиков оборудования.

Сейчас на рынке представлены модели трех основных производителей. И все они, естественно зарубежного производства.

Тем не менее, есть первые отечественные разработки. PSA - представляет собой высокопроизводительный широкополосный приёмник, обеспечивающий возможности как для спектрального анализа, так и измерения фазовых шумов в непрерывном и импульсном режимах в диапазоне частот от 100 кГц до 8, 13 и 26 ГГц.

Используемая архитектура двухканального приемника позволяет провести процедуру кросс-корреляции для достижения максимальной чувствительности в режиме измерения фазовых шумов.

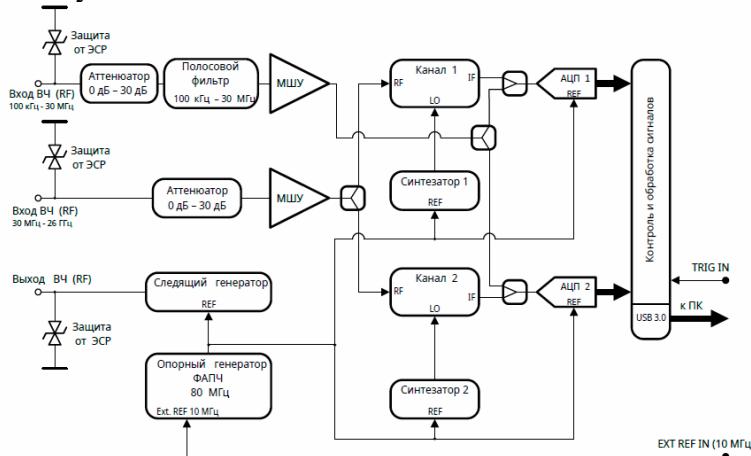


Рис. 9. Структурная схема анализатора фазовых шумов PSA

Архитектура PSA отличается от классического анализатора спектра отсутствием дорогостоящего и сложного в изготовлении ЖИГ преселектора. Однако, эффективное подавление зеркального канала происходит в реальном времени, за счет использования двух каналов приема. Такой алгоритм является намного более эффективным, чем использование механизма двойной развертки, который характерен для западных средств измерения в архитектурах без использования преселектора.

При разработке PSA учитывались особенности возможных областей применения данных устройств. Поэтому, для обеспечения широкого динамического диапазона, а также подавления гармонических искажений в приборе используется банк субоктавных фильтров предварительной селекции. Схожие по результирующим преимуществам решения используются ведущими западными производителями в измерительных приемниках высшего класса

Таблица1. Основные технические характеристики анализатора фазового шума

Измерение фазового шума						
Диапазон отстроек	от 10 Гц до 10 МГц					
Точность определения ФШ	± 3 дБ (от 10 Гц до 1 кГц отстройки) ± 2 дБ (от 1 кГц до 10 МГц отстройки)					
Количество кросс-корреляций	от 1 до 100 000 в зависимости от отстройки					
Улучшение чувствительности измерения ФШ в зависимости от количества кросс-корреляций:						
корреляций	0	1	10	100	1000	100 000
улучшение на	дБ	0 дБ	1 дБ	15 дБ	20 дБ	25 дБ

* Чувствительность к измерению фазовых шумов, дБн/Гц, режим внутреннего LO, тракт (1 + 2),

кросс-корреляций = 1, Low-Spur Mode – выкл, предусилитель – выкл:

Частота несущей	Отстройка от несущей						
	1	1	1	1	1	1	1
10 МГц	99	–	140	–	151	–	152
100 МГц	–	–	–	–	–	–	–
1 ГГц	–	–	–	–	–	–	–
3 ГГц	–	–	–	–	–	–	–
18 ГГц	–	–	–	–	–	–	–
26 ГГц	–	–	–	–	–	–	–

* При увеличении количества кросс-корреляций чувствительность увеличивается пропорционально $5 \cdot \log(N)$, где N – количество кросс-корреляций

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка анализаторов фазовых шумов довольно сложная задача, включающая в себя определение оптимального метода измерений и структуры прибора исходя из потребностей рынка, использование высококачественной элементной базы (практически вся импортного производства), наличия ПО и высокопроизводительных ПК для проведения вычислений. Все это усложняет разработку данного типа оборудования и замещение импортных образцов.

На сегодняшний день иностранная продукция является безальтернативной.

Однако, стали появляться первые результаты работы нашей промышленности в данном направлении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тимонович А.Э., Корнеева А.С. Анализ рынка анализаторов спектра и сигналов. Журнал, СЭ, 2004, № 4. - С. 28-41;
2. Интернет-ресурс: <https://import-net.vniims.ru/>;
3. Апрелев А.В. Анализ состояния парка средств измерений радиотехнических величин и потребностей предприятий промышленности в эталонах и средствах измерений по данным информационно-аналитического центра. ВНИИФТРИ-2023. Материалы конференции. ФГУП «ВНИИФТРИ», Менделеево -2023;
4. Understanding phase noise fundamentals. Write paper/Version 01.01. 2021 Rohde & Schwarz GmbH & Co.;
5. Фазовый шум. Техническое описание. 2018 Rohde & Schwarz GmbH & Co.;
6. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2025. <http://rlnc.ru>;
7. Анализатор спектра и фазовых шумов PSA. Информационная брошюра. Версия документа 4.61.

REFERENCES

1. Timonovich A.E., Korneeva A.S. Market analysis of spectrum and signal analyzers. Journal, SE, 2004, No. 4. pp. 28-41;
2. Online resource: <https://import-net.vniims.ru/>;
3. Aprelev A.V. Analysis of the state of the fleet of measuring instruments for radio engineering quantities and the needs of industrial enterprises in standards and measuring instruments according to the information and analytical center. VNIIFTRI-2023. Conference materials. FSUE "VNIIFTRI", Mendeleev -2023;
4. Understanding phase noise fundamentals. Write paper/Version 01.01. 2021 Rohde & Schwarz GmbH & Co.;
5. Phase noise. Technical description. 2018 Rohde & Schwarz GmbH & Co.;
6. Requirements for registration of reports at the RNC*2025. <http://rlnc.ru>;
7. PSA spectrum and phase noise analyzer. Information brochure. The document version is 4.61.

РАЗРАБОТКА ПРЯМУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ПОПЕРЕЧНОЙ РЕБРИСТОЙ СТРУКТУРОЙ И ПЕРИОДИЧЕСКОЙ РЕШЕТКОЙ ЩЕЛЕЙ ДЛЯ СКАНИРОВАНИЯ В ШИРОКОМ СЕКТОРЕ ОБЗОРА В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ 10.4-12.15 ГГЦ

Ю. Г. Пастернак¹, В. А. Пендюрин², Д. К. Прокурин¹, Н. Б. Смольянов^{1,3}

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Российская Федерация

²АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

³АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается волновод «линейная решетка» и его характеристики. Его внутреннее пространство содержит структуру, состоящую из пластин, расположенных поперек длинной стороны волновода. Для улучшения характеристик устройства на широкой стенке располагается периодическая решетка щелей. Рассматриваемое антенное устройство обеспечивает сканирование в широком секторе обзора в полосе рабочих частот от 10.4 ГГц до 12.15 ГГц. По средствам моделирования были определены его основные параметры и характеристики излучения: номограмма Смита; коэффициент полезного действия; возвратные потери и диаграммы направленности излучения.

Ключевые слова: прямоугольный волновод, поперечная ребристая структура, волноводно-щелевые антенные решетки.

DEVELOPMENT OF A RECTILINEAR WAVEGUIDE WITH A PERIODIC SLIT LATTICE AND A TRANSVERSE RIBBED STRUCTURE FOR SCANNING IN A WIDE FIELD OF VIEW IN THE FREQUENCY BAND 10.4-12.15 GHZ

, U. G. Pasternak¹, V. A. Pendurin², D. K. Proskurin¹, N. B. Smolyanov^{1,3}

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

²JSC NPP «Automated communication systems» (ACS), Voronezh, Russian Federation

³JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper considers the «linear grid» waveguide and its characteristics. Its internal space contains a structure consisting of plates arranged across the long side of the wave guide. To improve the characteristics of the device, a periodic grid of slots is located on the wide wall. The antenna device in question provides scanning in a wide field of view in the operating frequency band from 10.4 GHz to 12.15 GHz. Using modeling tools, its main parameters and radiation characteristics were determined: Smiths nomogram; efficiency; return losses and radiation patterns.

Keywords: rectangular waveguide, transverse ribbed structure, waveguide slot antenna arrays.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из ключевых направлений современной радиотехники является разработка антенн и антенных систем, предназначенных для работы в сверхвысокочастотном диапазоне (СВЧ). Они находят свое применение в военной и гражданской технике, с их

помощью обеспечивается высокое качество систем спутниковой и телекоммуникационной связи.

Развитие сферы СВЧ технологий поддерживается непрекращающимся ростом требований к характеристикам антенным устройством. Для обеспечения возникающих потребностей в СВЧ технике уже существующие устройства проходят глубокую модернизацию и оптимизацию характеристик, а также ведутся постоянные разработки новых технологий. Улучшение характеристик, обычно, направлено на снижение потерь в антенном устройстве, либо на оптимизацию параметров устройства в требуемом диапазоне частот.

2. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ВОЛНОВОДОВ

В СВЧ-технике большое распространение имеют прямоугольные волноводы. Они обладают такой особенностью, как поддержка распространения волн вдоль боковой стенки. В настоящее время широкое распространение получили волноводно-щелевые антенные решетки (ВЩАР) [1]. Такие антенны обладают высокими показателями характеристик эффективности излучения [2], [3].

Помимо стандартной прямоугольной формы волновода, разрабатываются варианты конструкции устройства с добавлением дополнительных геометрических форм внутри канала волновода. Это могут быть ребристые поперечные структуры, отдельные диэлектрические пластины, продольные металлические вставки и системы поперечных штырей. Добавления таких типов элементов в конструкцию волновода позволяют получить различные фазовые скорости для волн H_{10} и H_{01} [4].

Для увеличения КНД антенны, а также для получения узких диаграмм направленности в конструкцию волновода добавляют определенным образом рассчитанные щели, при этом одиночная щель обладает слабо выраженными направленными свойствами.

При поперечных щелях на широкой стенке или продольных щелях на узкой стенке расстояние между соседними щелями равно длине волны в волноводе. Указанный способ питания щелей получил название 2π -способа, так как в этом случае разность фаз токов в соседних щелях равна 2π [5].

Разработка волноводов для ВЩАР подразумевает под собой создание сложной электродинамической модели, это можно осуществить с помощью специализированного пакета программного обеспечения CST Studio Suite 2024. При работе в программном пакете 3-D моделирования CST анализируются влияние геометрических размеров и топологии расположения щелей на КСВ, а также диаграмму направленности (ДН) линейной ВЩАР Х-диапазона частот.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДА

В работе проводилось исследование варианта конструкции волновода, выполненного в виде линейной решетки. Параметры конструкции устройства рассчитывались для работы в полосе частот от 10.4 ГГц до 12.15 ГГц. На рис. 1 приводится конструкция исследуемого волновода.

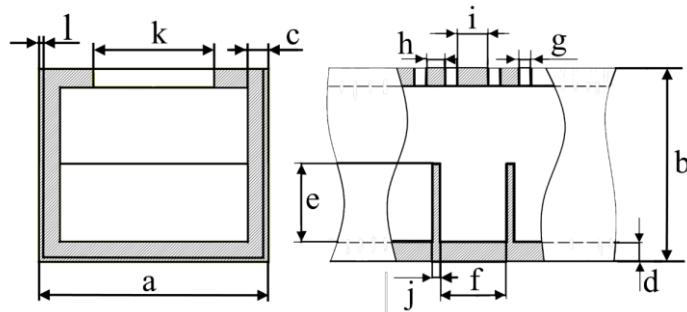


Рис. 1. Модель исследуемого волновода

В табл. 1 приводятся основные геометрические параметры конструкции исследуемого прямоугольного волновода, общая длина которого составляет 50 см.

Таблица 1. Геометрические параметры исследуемого волновода

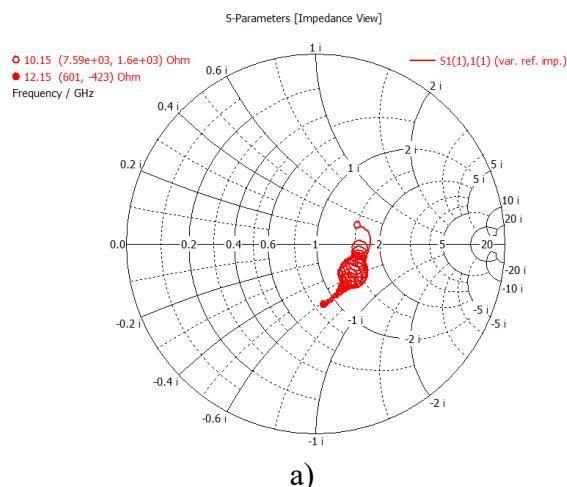
a, мм	b, мм	c, мм	d, мм	e, мм	f, мм	g, мм	h, мм	i, мм	j, мм	k, мм	l, мм
18	15.7	1.5	1.5	6.4	5.3	1	1.5	2.5	0.5	9.6	0.1

В волноводах возможно обеспечить замедление фазовой скорости двумя способами:

1) внутреннее пространство волновода заполняется материалом диэлектриком с диэлектрической и магнитной проницаемостью, отличающейся от окружающей среды, для обеспечения снижения скорость волны в сравнении со свободным пространством

2) увеличение геометрической длины пути, проходимой электромагнитной волной.

Волновод внутри содержит структуру, ребра которой располагаются поперек длинной стороны волновода. Через регулировку высоты структуры возможно управлять замедленной фазовой скоростью для подбора оптимального значения коэффициента замедления. Это объясняется удлинением пути поверхностных токов и уменьшением фазовой скорости [4]. На рис. 2 представлены основные характеристики согласования антенного устройства.



a)

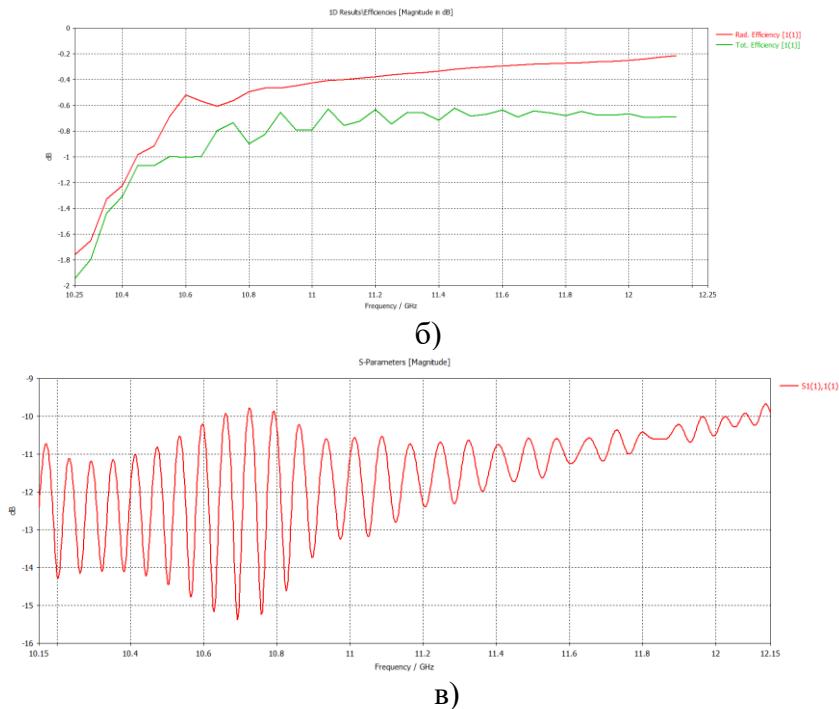


Рис. 2. Основные характеристики согласования антенны: а) номограмма Смита; б) график коэффициента полезного действия; б) график возвратных потерь антенной системы

Произведем анализ диаграмм направленности волновода нескольких частотах в полосе от 10.15 ГГц до 12.15 ГГц. Диаграммы направленности приводятся на рис. 3-7; данные для сравнения характеристик приводятся в табл. 3.

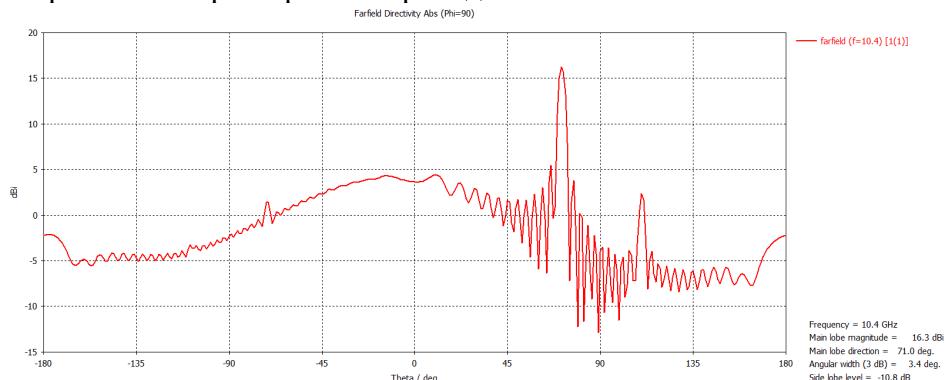


Рис. 3 Диаграмма направленности волновода, $f = 10.4$ ГГц, $\phi = 90^\circ$

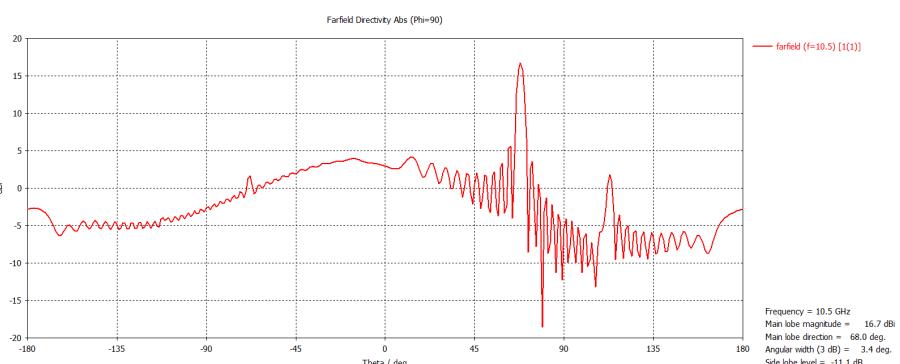


Рис. 4 Диаграмма направленности волновода $f = 10.5$ ГГц, $\phi = 90^\circ$

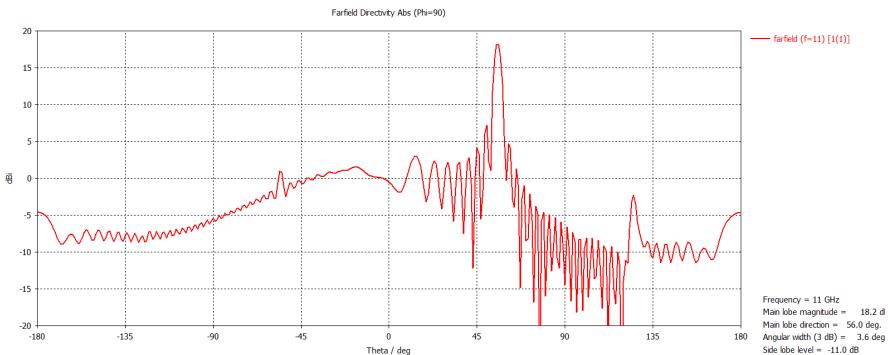


Рис. 5 Диаграмма направленности волновода $f = 11$ ГГц, $\phi = 90^\circ$

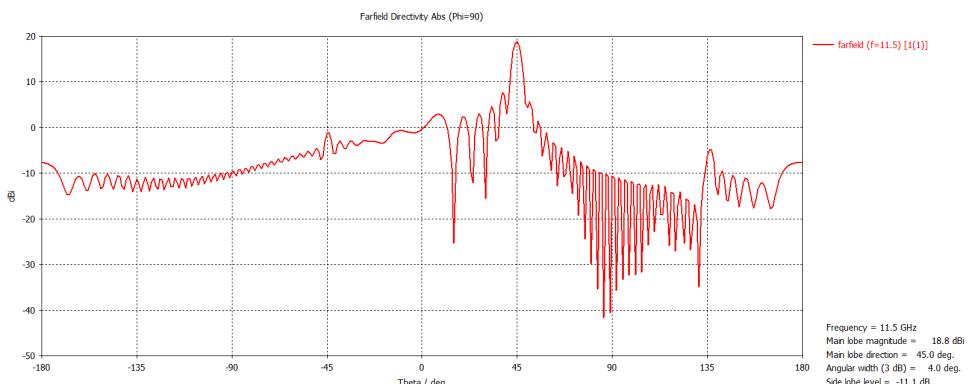


Рис. 6 Диаграмма направленности волновода $f = 11.5$ ГГц, $\phi = 90^\circ$

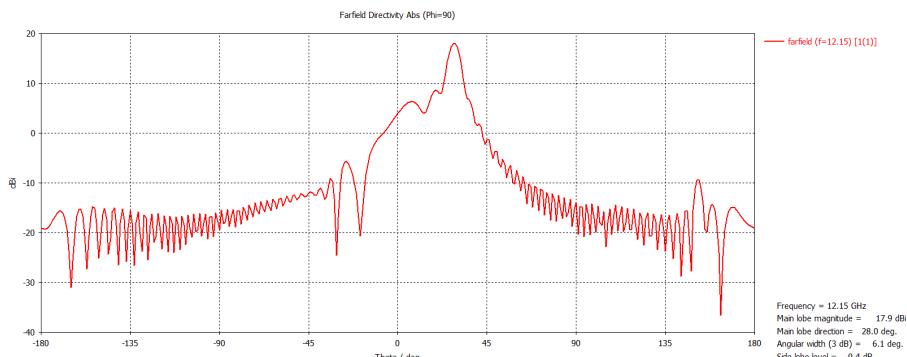


Рис. 7 Диаграмма направленности волновода $f = 12.15$ ГГц, $\phi = 90^\circ$

По полученным диаграммам направленности видно, что с изменением частоты, происходят некоторые изменения формы диаграммы направленности волновода, но сохраняются неизменными ее основные параметры.

Таблица 3. Сравнение характеристик волновода на различных частотах.

Рабочая частота, ГГц	10,4	10,5	11	11,5	12,15
КНД, дБи	16,3	16,7	18,2	18,8	17,9
КПД, %	77	82	91	93	94
Направление излучения ($\phi = 0^\circ$), $^\circ$	-71	-68	-55	-45	-28
Ширина главного лепестка 3 дБ ($\phi = 0^\circ$), $^\circ$	2,9	3	3,2	3,7	5,7
Направление излучения ($\phi = 90^\circ$), $^\circ$	71	68	56	45	28

Ширина главного лепестка 3 дБ ($\phi = 90^\circ$), °	3,4	3,4	3,6	4	6,1
УБЛ, дБ	-10,8	-4,7	-11	-11,1	-9,4

Применение волновода с ребристой поперечной структурой позволяет получить схожие характеристики диаграмм направленности во всей полосе рабочих частот. Отклонение главного лепестка диаграммы направленности составляет до 70° от нормали, при этом его ширина по уровню 3 дБ составляет около 3° . Значения КНД и КПД в не имеют значительных изменений во всём рабочем диапазоне антенного устройства.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Прямоугольный волновод с поперечной ребристой структурой и периодической решеткой щелей обеспечивает работу в широком азимутальном диапазоне, составляющем до 70° отклонения от нормали. Применение волноводов подобной конструкции перспективно, так как позволяет получить антеннное устройство с хорошими характеристиками излучения во всем рабочем диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rengarajan S.R., Hodges R.E. Waveguide-Fed Slot Arrays in Space Application: A Review // 2021 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Honolulu, HI, USA. – 2021.
2. Josefsson L., Rengarajan S.R. Slotted Waveguide Array Antennas Theory, Analysis and Design // The Institution of Engineering and Technology, SciTech Publishing, Herts, SG1 2AY, UK, 2018. – Ch. 6. – P. 93–134; Ch. 8. – P. 175–220; Ch. 8. – P. 331–338.
3. Соломаха Г.А., Сочава А.А. Волноводно-щелевые решетки с электронным управлением лучом // Научный форум с международным участием «Неделя науки СПбПУ». Материалы научно-практической конференции. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций СПбПУ. – 2015. - С. 25–27.
4. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. М.: Энергия 1973. – 440 с.
5. Долбик А.И., Устройства СВЧ и антенны Часть 1. Учебное пособие. СПб: ФВУ ПВО – 2002 г. - 100 с.

REFERENCES

1. Rengarajan S.R., Hodges R.E. Waveguide-Fed Slot Arrays in Space Application: A Review // 2021 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Honolulu, HI, USA. – 2021.
2. Josefsson L., Rengarajan S.R. Slotted Waveguide Array Antennas Theory, Analysis and Design // The Institution of Engineering and Technology, SciTech Publishing, Herts, SG1 2AY, UK, 2018. – Ch. 6. – P. 93–134; Ch. 8. – P. 175–220; Ch. 8. – P. 331–338.
3. Solomakha G.A., Sochava A.A. Waveguide-slit gratings with electronic beam control // Scientific forum with international participation «SPbPU Science Week» Materials of the scientific and practical conference. SPbPU Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications. 2015. – pp 25-27.
4. Zhuk M.S., Molochkov Yu. B. Design of lens, scanning, wide-band antennas and feeder devices. Moscow: Energiya 1973. – 400 p.
5. Dolbik A.I. Microwave devices and antennas. Part 1. Textbook. St. Petersburg: FVU PVO – 2002. – 100 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ И ТОЧНОСТИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАР

Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо, П. П. Куренков

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. В статье представлены результаты разработки и экспериментального исследования системы управления лучом фазированной антенной решётки с быстродействующими ферритовыми фазовращателями, выполненной на основе программируемых логических интегральных схем. Представлены результаты оценки быстродействия и точности установки силовых импульсов в системе. Приведены осциллографмы импульсов сброса и записи фазы, а также синхронного многоканального управления. Разработанная система может применяться в фазированных антенных решётках современных радиосистем и в экспериментальных установках.

Ключевые слова: система управления лучом; фазированная антенная решётка; ферритовые фазовращатели.

EXPERIMENTAL EVALUATION OF THE SPEED AND ACCURACY OF A PHASED ARRAY ANTENNA BEAM STEERING SYSTEM

Yu. S. Rusov, D. R. Russo, P. P. Kurenkov

Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, Russia

Abstract. The article presents the results of the development and experimental study of a beam steering system for a phased array antenna with high-speed ferrite phase shifters, implemented using field-programmable gate arrays. The study evaluates the switching speed and accuracy of power pulse generation within the system. Oscillograms of phase reset and write pulses, as well as synchronized multi-channel control signals, are provided. The developed system can be integrated into phased array antennas of modern radio systems and experimental setups.

Keywords: beam steering system; phased array antenna; ferrite phase shifters.

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы управления лучом (СУЛ) фазированных антенных решёток (ФАР) являются ключевым компонентом радиолокационных и коммуникационных систем [1]. В ФАР широко используются ферритовые фазовращатели [2], управляемые силовыми импульсами, изменяющими намагниченность ферритовых стержней, что обеспечивает формирование требуемого фазового сдвига электромагнитной волны.

Элементы ФАР с ферритовыми фазовращателями являются комплексной нагрузкой для управляющих устройств. Индуктивная составляющая сопротивления обусловлена наличием катушек намагничивания ферритовых стержней. Это в сочетании с плотной компоновкой элементов существенно влияет на временные параметры управляющих сигналов и схему построения СУЛ [3].

Проведение экспериментальных измерений позволяет оценить соответствие реальных характеристик импульсов расчетным значениям, выявить влияние паразитных параметров и обеспечить синхронность работы многоканальной системы.

2. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ

Проведены экспериментальные исследования макета канала управления СУЛ. Для измерения параметров формируемых силовых импульсов разработан испытательный стенд, структура которого показана на рисунке 1.

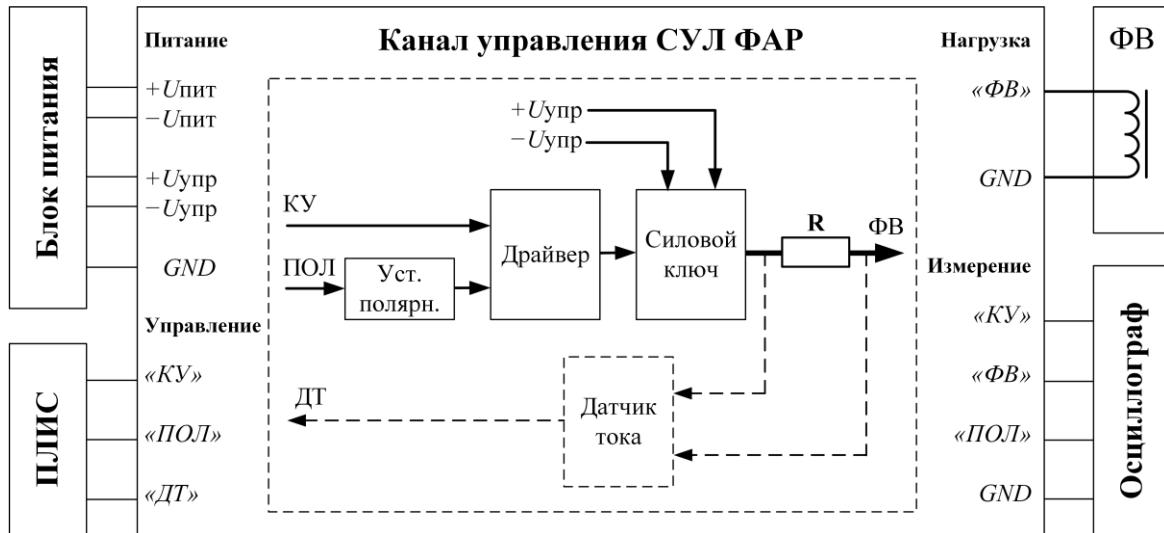


Рис. 1. Структурная схема испытательного стенда.

В качестве блока питания используется двухканальный лабораторный источник постоянного тока и напряжения Matrix MPS-3005H-3. Такой блок питания позволяет формировать разнополярные напряжения, необходимые для формирования управляющих импульсов. Напряжение питания канала управления и периферии подключается к входам $+U_{пит}$, $-U_{пит}$, а напряжение, задающее амплитуду управляющих импульсов, $-$ к входам $+U_{упр}$, $-U_{упр}$.

Нагрузка в виде фазовращателя подключается между выходами «ФВ» и «GND». В силовую линию установлен мощный токоограничивающий резистор R с номинальным сопротивлением 10 Ом. Этот резистор может использоваться в качестве измерительного шунта для реализации контроля силовых токов. На стенде предусматриваются штыревые разъемы для подключения платы-расширения, на которой можно реализовывать различные схемы датчиков тока и проводить их испытания.

К стенду подключается модуль на основе ПЛИС *Altera Cyclone II*: вход «ПОЛ» используется для установки полярности силовых импульсов, «КУ» — для управления силовыми ключами, «ДТ» — для фиксации сигналов подключаемого датчика тока.

Фиксация и измерение управляющих импульсов, поступающих на катушку намагничивания фазовращателя, а также управляющих сигналов от ПЛИС производится с использованием цифрового осциллографа RIGOL DHO804.

Управление работой стенда осуществляется посредством подключённого к ПЛИС персонального компьютера с модернизированной версией программного обеспечения, описанного в [4]. Программа позволяет формировать управляющие импульсы сброса и записи фазы и изменять их последовательность. Возможна установка длительности импульсов с шагом 0,1 мкс, а также внесение временной коррекции для нейтрализации задержек, возникающих в аппаратной части.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ

На рисунке 2 представлена осциллограмма силовых импульсов управления фазовращателем: импульс сброса (-10 V , 10 мкс), переводящий фазовое состояние в начальную точку (намагничивание феррита до насыщения), и импульс записи ($+10\text{ V}$, 5 мкс), устанавливающий требуемый фазовый сдвиг.

Для оценки быстродействия системы на рисунке 3 приведено сравнение логического сигнала (красный, $3,3\text{ V}$), формируемого ПЛИС, и результирующего силового импульса установки фазы (синий, $+10\text{ V}$), поступающего на катушку намагничивания фазовращателя.

В таблице 1 систематизированы ключевые временные параметры управляющих импульсов, измеренные в ходе эксперимента: длительности фронтов и спадов, задержки относительно логических управляющих и минимальная возможная длительность силовых импульсов. Полученные значения обусловлены параметрами драйверов затвора силовых MOSFET-транзисторов и временем распространения сигнала в цепях управления. Возможными направлениями оптимизации являются использование силовых ключей с более высоким быстродействием и снижение паразитных ёмкостей.

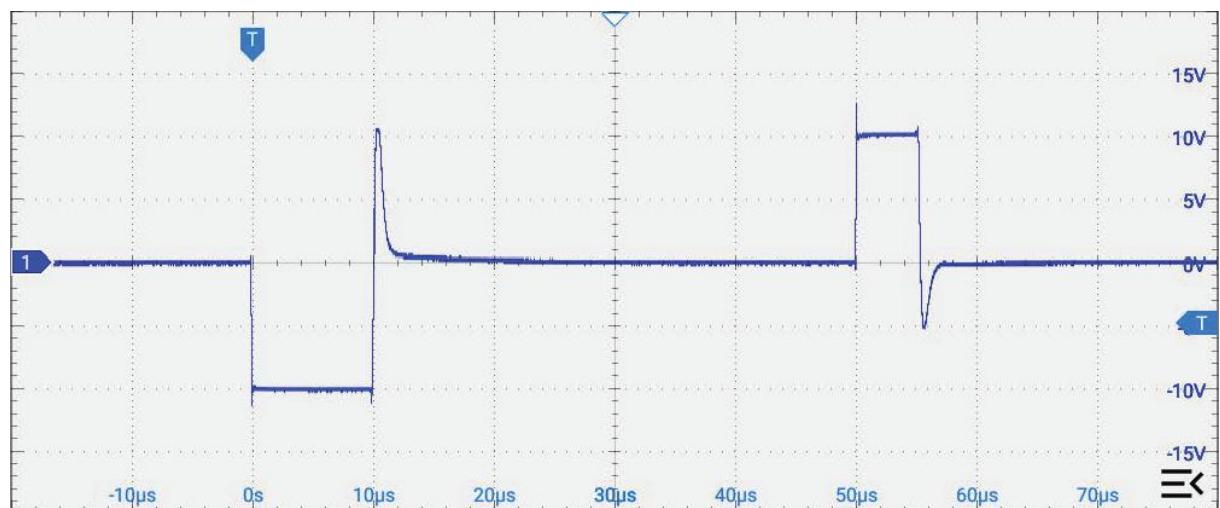


Рис. 2. Осциллограмма управляющих импульсов при $t_{\text{сброса}} = 10\text{ мкс}$, $t_{\text{запись}} = 5\text{ мкс}$

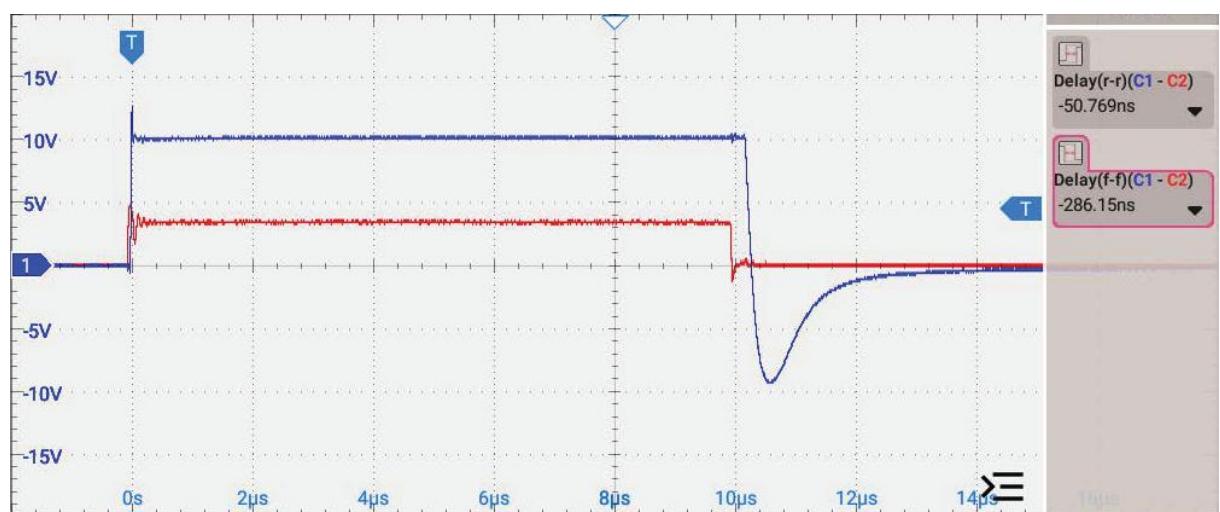


Рис. 3. Сравнение логического и силового управляющих импульсов

Таблица 1. Временные параметры управляющих импульсов

Тип импульса	Временные параметры, нс					Мин. длительность	
	$t_{\text{фронт}}$	$t_{\text{спад}}$	Задержка		срабатывания		
			срабатывания	остановки			
Сброс	11,5	75,7	72,5	164,7		270,1	
Запись	12,0	77,8	50,8	286,2		461,7	

Для проверки работоспособности при синхронном управлении несколькими элементами фазированной антенной решётки испытательный стенд был модернизирован и расширен до четырёх каналов управления. На рисунке 4 представлена осциллограмма управляющих импульсов при многоканальном управлении. Длительность импульсов сброса во всех каналах составляла 15 мкс, а импульсов записи – 3 мкс, 6 мкс и 12 мкс соответственно.

Все каналы показывают идентичную амплитуду (± 10 В) и повторяемость формы импульсов. Импульсы записи наглядно демонстрируют индуктивный характер нагрузки.

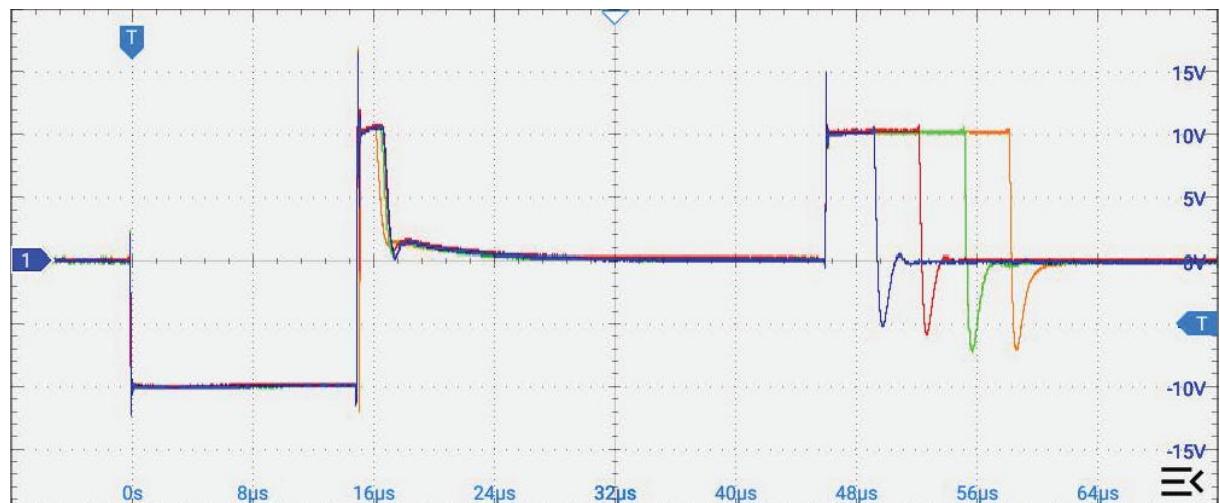


Рис. 4. Осциллограмма одновременного управления четырьмя каналами

Работоспособность испытательного стенда проверена при управлении малоэлементной фазированной антенной решёткой с ферритовыми фазовращателями. С помощью описанного в [4] программного обеспечения рассчитаны длительности импульсов записи, после чего произведено поэлементное фазирование антенной решётки. Измерение диаграммы направленности ФАР подтвердило работоспособность разработанного канала управления СУЛ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментальные данные, полученные с помощью испытательного стенда, подтвердили, что временные параметры управляющих импульсов каналов управления разрабатываемой СУЛ ФАР обеспечивают точное и стабильное переключение фазовых состояний элементов антенной решётки. С помощью стендда успешно реализовано электрическое сканирование луча ФАР.

Наблюдаемые задержки аппаратной части обусловлены инерционностью драйвера и силовых ключей, однако их учёт в алгоритмах управления позволяет достичь формирования необходимого фазового распределения.

Перспективы дальнейших исследований включают сокращение задержек за счёт внедрения силовых ключей с более высоким быстродействием, а также повышение точности управления фазой путем минимизации паразитных ёмкостей в управляющих цепях.

Разработанный испытательный стенд и сопутствующее программное обеспечение представляют ценность не только для научно-исследовательских работ в области ферритовых СВЧ-устройств, но и для образовательного процесса, где они могут быть использованы в качестве лабораторной установки для изучения ФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
2. Гуськов А., Комиссарова Е., Крехтунов В., Смирнов А., Фирсенков А. Модернизация элемента фазированной антенной решетки миллиметрового диапазона волн // СВЧ-электроника, 2020, № 3. – С. 29-31.
3. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Proc.: IEEE, 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
4. Русов Ю. С., Руссо Д. Р., Куренков П. П. Построение системы управления лучом фазированной антенной решетки на основе ПЛИС// Наноиндустрия, 2024, Т. 17, № S10-2(128). – С. 797-804.

REFERENCES

1. Samoilenko V. I., Shishov Yu. A. Control of phased array antennas. M.: Radio and communications, 1983. – 240 p.
2. Guskov A., Komissarova E., Krehtunov V., Smirnov A., Firsenev A. Modernization of the element of the phased array antenna of the millimeter waves band // Microwave electronics, 2020, No. 3. – Pp. 29-31.
3. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Proc.: IEEE, 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
4. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Constructing of a beam steering system for a phased array antenna based on FPGA // Nanoindustry, 2024, Vol. 17, No. S10-2 (128). – Pp. 797-804.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА «КАССАНДРА» В ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ПОДРАЗДЕЛЕНИЙ ОРГАНОВ ВНУТРЕННИХ ДЕЛ

А. А. Терентьев, В. Я. Пославская

Воронежский институт МВД России (ВИ МВД), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье рассматриваются возможности применения комплекса радиомониторинга "Кассандра" в деятельности подразделений органов внутренних дел (ОВД). Анализируется функциональность комплекса, позволяющая обнаруживать, локализовывать и анализировать источники радиоизлучений, представляющие оперативный интерес. Обозначены преимущества внедрения данного комплекса для повышения эффективности работы подразделений ОВД в сфере обеспечения общественной безопасности и борьбы с преступностью.

Ключевые слова: радиомониторинг, комплекс «Кассандра», органы внутренних дел, общественная безопасность, анализ радиосигналов.

THE USE OF THE CASSANDRA RADIO MONITORING SYSTEM IN THE ACTIVITIES OF LAW ENFORCEMENT AGENCIES

A. A. Terentyev, V. Y. Poslavskaya

Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (VI VoIA), Voronezh, Russia

Abstract. This article discusses the possibilities of using the Cassandra radio monitoring system in the activities of internal affairs units. The functionality of the complex is analyzed, which makes it possible to detect, localize and analyze radio sources of operational interest. The advantages of the introduction of this complex for improving the efficiency of the work of police departments in the field of public safety and combating crime are outlined.

Keywords: radio monitoring, the «Kassandra» complex, the Department of Internal Affairs (law enforcement agencies), public safety, analysis of radio signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие методов скрытого сбора информации стимулирует создание более совершенного оборудования для поиска. В сфере радиоконтроля основные усилия направлены на улучшение приемной аппаратуры и разработку новых алгоритмов обработки сигналов. Ключевым требованием к аппаратному обеспечению является повышение непрерывности и надежности приема информации, что достигается за счет увеличения скорости сканирования, сохранения необходимого частотного разрешения и минимизации помех.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рынке представлено множество комплексов радиоконтроля от разных производителей [1-2], каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки. Идеальным является создание универсального комплекса, сочетающего лучшие качества всех существующих решений и минимизирующего их недостатки. Для этого необходимо универсальное программное обеспечение, способное качественно анализировать данные,

полученные с современных высокоскоростных комплексов, и совместимое с разнообразным аппаратным обеспечением.

3. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В комплексе радиоконтроля «Кассандра» реализован именно такой подход: он объединяет лучшие схемотехнические решения от ведущих производителей с революционно новым программным обеспечением и улучшенным пользовательским интерфейсом.

«Кассандра» - это комплекс радиомониторинга нового поколения, предназначенный для поиска и локализации незаконно действующих источников излучений, использующих, в том числе, сложные алгоритмы маскировки во времени и по частотной шкале (рис.1) [3].

Он способен выполнять следующие задачи:

1. Позволяет проводить тест обнаруженных излучений, с целью определения принадлежности конкретному классу аналоговых телевизионных сигналов;

2. Производит демодуляцию и аудиоконтроль радиосигналов, за счет сканирующего приемника (встроенного или дополнительного);

3. При обнаружении опасных сигналов, на удаленный компьютер приходит сигнал тревоги;

4. Для получения наиболее полной и достоверной картины состояния радиочастотного спектра проводит как оперативный, так и долговременный радиомониторинг;

5. Обнаружение несанкционированных передатчиков, включая использование методов пеленгации с разнесенными антеннами, сравнения с эталонной панорамой и сравнения с электромагнитной обстановкой, зафиксированной в предыдущих сеансах [4];

6. Предварительный анализ радиочастотного спектра по частоте и времени для выявления передатчиков, использующих сложные методы маскировки, такие как накопление информации, перестройка частоты, широкополосные сигналы и шумоподобные излучения.



Рис. 1. Комплекс радиомониторинга «Кассандра»

Современная оперативная обстановка, характеризующаяся динамичным развитием технологий и расширением спектра угроз общественной безопасности, предъявляет повышенные требования к эффективности работы органов внутренних дел (ОВД). Одним из ключевых факторов, способствующих повышению этой эффективности, является использование современных технических средств, в частности, комплексов радиомониторинга. Комплекс радиомониторинга «Кассандра» представляет собой мощный инструмент, позволяющий значительно расширить возможности ОВД в области сбора, анализа и использования радиоэлектронной информации.

Возможности комплекса позволяют эффективно решать задачи по выявлению и пресечению деятельности преступных групп, использующих радиосвязь для координации своих действий, а также по обнаружению и нейтрализации угроз террористического и экстремистского характера. Например, «Кассандра» может быть использована для выявления радиостанций, используемых для распространения экстремистской идеологии, или для обнаружения каналов связи, используемых для организации незаконной торговли оружием и наркотиками.

Ключевым преимуществом «Кассандры» является ее гибкость и масштабируемость. Комплекс может быть адаптирован к конкретным задачам и условиям эксплуатации, что позволяет использовать его в различных подразделениях ОВД, от дежурных частей до оперативных служб. Модульная архитектура комплекса позволяет наращивать его функциональность по мере необходимости, добавляя новые датчики, анализаторы и другое оборудование. Интеграция «Кассандры» с другими информационными системами ОВД обеспечивает комплексный подход к обеспечению безопасности и правопорядка.

Важным аспектом использования «Кассандры» является автоматизация процессов сбора и анализа информации. Комплекс оснащен мощными алгоритмами обработки сигналов, которые позволяют автоматически выявлять подозрительные радиоизлучения и выделять ключевые параметры сигналов (рис. 2). Это значительно сокращает время, необходимое для анализа радиоэлектронной обстановки, и позволяет оперативно реагировать на возникающие угрозы. Система формирования отчетов и визуализации данных позволяет сотрудникам ОВД быстро получать необходимую информацию в удобном формате [5].

Эффективное использование комплекса «Кассандра» требует от сотрудников ОВД специальных знаний и навыков. Поэтому необходимо проводить систематическое обучение персонала, занимающегося работой с комплексом, по вопросам использования его функциональных возможностей, интерпретации полученных данных и применения их в оперативно-служебной деятельности. Разработка методических рекомендаций и инструкций по применению комплекса в различных ситуациях также является важным элементом обеспечения эффективной работы "Кассандры" [6].

Принцип работы заключается на использовании компонентов в составе комплекса описанных в таблице 1.

Таблица 1. Компоненты работы комплекса «Кассандра»

Компонент работы	Описание
Антенна	Осуществляет электронное сканирование пространства и формировать диаграмму направленности, что критически важно для определения направления на источник излучения.
Радиоприемник	Выполняет усиление, фильтрацию и преобразование частоты принятых сигналов.

Цифровая обработка сигналов (ЦОС)	Реализуются алгоритмы детектирования, демодуляции, декодирования и классификации радиосигналов. Используются методы спектрального анализа (например, быстрое преобразование Фурье - БПФ) для идентификации частотных компонентов сигнала и выявления наличия модуляции.
Определение местонахождения	Основывается на двух принципах триангуляция (измеряет, под каким углом сигнал приходит на разные антенны, и вычисляет местоположение источника сигнала) и разница во времени прихода сигнала (измеряет, насколько раньше сигнал приходит на одну antennу, чем на другую, и на основе этого определяет местоположение источника).
Программное обеспечение (ПО)	Играет ключевую роль в управлении всеми компонентами комплекса, обработке данных и визуализации результатов. Оно обеспечивает гибкую настройку параметров приемников, управление антенными системами, реализацию алгоритмов ЦОС, геолокации и отображение информации на географической карте. Программное обеспечение также включает в себя модули анализа данных, позволяющие выявлять аномалии в радиоэфире, обнаруживать несанкционированные источники излучения и определять их характеристики.
Защита от помех	В комплексе применяются методы фильтрации и подавления помех, а также системы обнаружения и локализации источников помех. Используются криптографические методы для защиты данных и предотвращения несанкционированного доступа к системе.

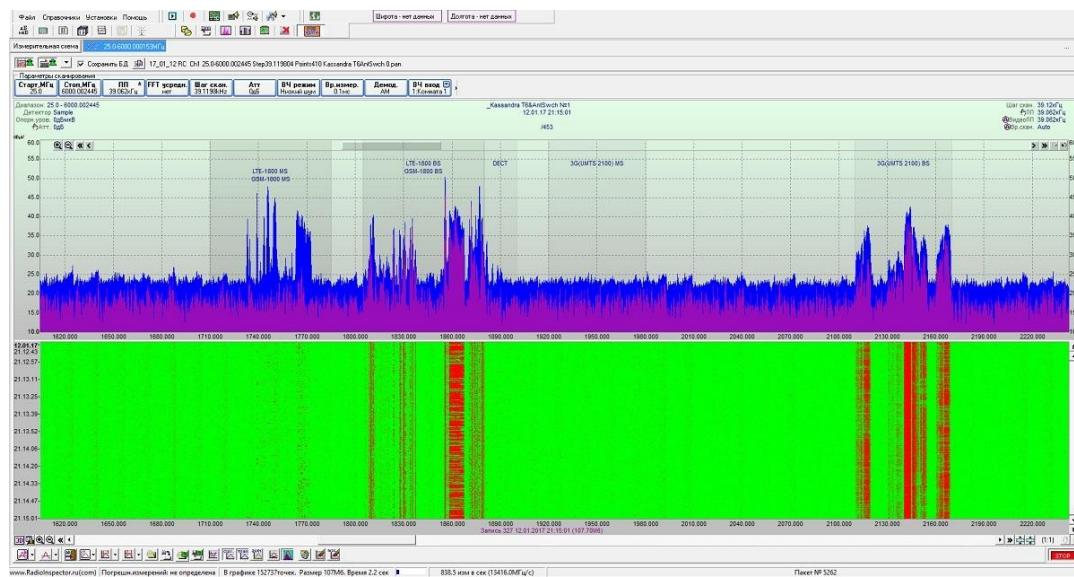


Рис. 2. Работа комплекса при помощи встроенного ПО

На рис. 2. представлена загрузка встроенного диапазона частот (30МГц-3ГГц), с полосой пропускания (18КГц). В представленный диапазон может быть включена служебная радиосвязь (в т.ч. цифровая). На определенных частотах появляется возможность проанализировать сигнал на принадлежность различным цифровым стандартам. При помощи ПО возможно решать одновременно несколько задач (работая с несколькими окнами одновременно), при этом каждому окну необходимо присвоить конкретные параметры (полоса пропускания, наличие аттенюатора, частотный вход). Отдельно для каждого окна возможно задать линию порога и если какой-то параметр на графике, выйдет за установленный порог, то сигнал попадает в список обнаруженных. Обнаружение занесенных в помещение радиомикрофонов осуществляется за счет того, что сигнал на графике, а именно всплеск превышает установленный порог и таким образом попадает в список обнаруженных. Также признаком обнаруженных воздействий, является появление на водопаде (графике) вновь появившегося сигнала (новых частот). Далее с этими сигналами можно работать, посредством направленной антенны, т.е. с помощью амплитудной пеленгации выявить местоположение источника излучения.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итоге необходимо выделить, что внедрение комплекса радиомониторинга «Кассандра» предоставляет значительные преимущества для повышения эффективности работы подразделений ОВД в сфере обеспечения общественной безопасности и борьбы с преступностью: оперативное выявление угроз, точное определение местонахождения, сбор и анализ информации, предотвращение террористических актов, защита каналов связи ОВД, улучшение координации между подразделениями, сокращение затрат.

В заключение стоит отметить, что комплекс радиомониторинга «Кассандра» является важным инструментом повышения эффективности работы ОВД по обеспечению общественной безопасности и правопорядка. Его использование позволяет расширить возможности ОВД в области сбора, анализа и использования радиоэлектронной информации, что, в свою очередь, способствует выявлению и пресечению преступной деятельности и нейтрализации угроз безопасности. Дальнейшее развитие и совершенствование комплексов радиомониторинга, а также расширение их использования в деятельности ОВД, является важным направлением повышения эффективности работы органов внутренних дел в современных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гилев И.В., Терентьев А.А., Лукьянов А.С. Алгоритм противодействия источнику мешающего радиоизлучения при определении его местоположения комплексом радиомониторинга и радиоконтроля // Вестник Воронежского института МВД России. 2022, № 3. – С. 160-170.
2. Терентьев А.А., Лукьянов А.С., Паринов А.В. Методика определения месторасположения несанкционированного источника радиоизлучения при помощи технических средств пеленгования источников радиоизлучения // Вестник Воронежского института ФСИН России. 2024, № 1. – С. 32-40.
3. Кривцун А.В. Комплекс радиомониторинга «Кассандра». – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/kompleks-radiomonitoringa-kassandra/viewer> (дата обращения: 08.03.2025).
4. Кассандра. – URL: <https://www.analitika.info/kassandra> (дата обращения: 10.03.2025).
5. Вепаев М.В. Разработка рекомендаций по использованию комплекса «Кассандра» для выявления несанкционированных радиоизлучений. // Сборник материалов VIII Всероссийской научно-технической конференции. Том Часть 2. 2018, - С. 47-50.

6. Пирогов Ю. А., Солодов А. В. Повреждения интегральных микросхем в полях радиоизлучения. // Журнал радиоэлектроники, 2013, №6 – С. 1-38.

REFERENCES

1. Krivtsun A.V. The Cassandra radio monitoring complex. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/kompleks-radiomonitoringa-kassandra/viewer> (date of access: 03/08/2025).
2. Cassandra. – URL: <https://www.analitika.info/kassandra> (date of request: 03/10/2025).
3. Vepaev M.V. Development of recommendations on the use of the Cassandra complex to detect unauthorized radio emissions. // Collection of materials of the VIII All-Russian Scientific and Technical Conference. Volume Part 2. 2018, pp. 47-50.
4. Pirogov Yu. A., Solodov A.V. Damage to integrated circuits in radio emission fields. // Journal of Radio Electronics, 2013, No. 6 – pp. 1-38.
5. Terentyev A.A., Lukyanov A.S., Parinov A.V. Methodology for determining the location of an unauthorized source of radio emission using technical means of bearing radio sources. // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia. 2024, No. 1. pp. 32-40.
6. Gilev I.V., Terentyev A.A., Lukyanov A.S. An algorithm for countering a source of interfering radio emission when determining its location by a complex of radio monitoring and radio monitoring // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2022, No. 3, pp. 160-170.

О ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРОГРАММНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЯХ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РИСКОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ

А. А. Зацаринный, А. А. Нистратов

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление»
Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

Аннотация. В статье обзорно изложены некоторые результаты исследований, посвященные применимым вероятностным моделям, программным, технологическим и методическим решениям, ориентированным на прогнозирование и рациональное управление рисками в системной инженерии, применимых к вычислительным системам (ВС) и компьютерным сетям (КС). Изложение охватывает следующие вопросы: анализ существующих подходов к оценке и управлению рисками, совершенствование и стандартизация вероятностных моделей для прогнозирования и рационального управления рисками в жизненном цикле различных систем, разработка программно-технологических решений, обеспечивающих прогнозирование рисков и обоснование упреждающих мер противодействия угрозам в автономном и удаленном режиме применения ВС и КС. Приведены отдельные иллюстрирующие примеры.

Ключевые слова: модель, метод, риск, система, системная инженерия, технология.

ABOUT PERSPECTIVE SOFTWARE AND TECHNOLOGICAL SOLUTIONS FOR PREDICTING RISKS IN INTELLIGENT CONTROL AND COMMUNICATION SYSTEMS

A.A. Zatsarinnyy, A.A. Nistratov

Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences
(FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation

Abstract. The article provides an overview of some research results on applicable probabilistic models, software, technological and methodological solutions focused on forecasting and rational risk management in systems engineering, applicable to computing systems (CS) and computer networks (CN). The presentation covers the following issues: analysis of existing approaches to risk assessment and management, improvement and standardization of probabilistic models for forecasting and rational risk management in the lifecycle of various systems, development of software and technological solutions that ensure risk forecasting and justification of proactive measures to counter threats in the autonomous and remote mode of application of CS and CN. Separate illustrative examples are given.

Keywords: method, model, probability, risk, system, technology.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ произошедших научно-технических революций и разнородных событий природного и техногенного характера побуждает к широкомасштабному исследованию и применению концептуальных взглядов и методов системной инженерии. Системная инженерия – это в первую очередь сосредоточение научно-технических усилий на том, как рациональным образом построить и эффективно эксплуатировать различные искусственно создаваемые системы. В качестве источников системной инженерии как научно-прикладной дисциплины Международный совет по системной инженерии

(INCOSE) рассматривает западные ракетные технологии и развитие железнодорожного транспорта, системы безопасности, телефонии, вооружений (1937-1956гг.), первые технологии авиакосмической промышленности, результаты моделирования городских систем в Массачусетском технологическом институте (1957-1980гг.) [1]. В России становление системной инженерии произошло, в первую очередь, благодаря достижениям в области ракетостроения, освоения космоса и обеспечения безопасности.

Сегодня теоретические основы системной инженерии еще продолжают находиться в стадии становления. Перекрестное внедрение в различных отраслях промышленности существующих методов системной инженерии идет медленно. Наиболее узким местом отечественной системной инженерии является отсутствие доступных и широко применимых программно-технологических решений для вычислительных систем (ВС) и компьютерных сетей (КС), ориентированных на прогнозирование и рациональное управление рисками в достижении системных целей. По этой же причине сдерживается междисциплинарная интеграция научно-технических усилий, применимая в различных типовых процессах на всех этапах жизненного цикла (ЖЦ) различных систем.

Глобальный контекст для системной инженерии в настоящее время определяют растущие человеческие и социальные потребности, необходимость развития научно-методических основ системной инженерии и расширение областей ее применения в условиях разнородных вызовов и угроз, совершенствование инструментариев, моделей и методов решения практических задач, востребованность улучшения обучения и подготовки кадров. Перспективная системная инженерия должна поддерживаться междисциплинарной теоретической основой, методами и инструментариями прогнозирования и исследований, основанными на моделях, позволяющих лучше понимать все более сложные системы и решения, принимаемые в условиях неопределенности. Обеспечение и поддержание необходимой конкурентоспособности на отечественном и мировом научно-технологическом рынке должно поддерживаться эффективными инструментариями и решениями на уровне ВС и КС.

Главной целью статьи является обзорное изложение основных идей предлагаемых научно обоснованных математических, программных, технологических и методических решений для ВС и КС, посвященному выявлению «узких мест» и определению рациональных способов снижения и удержания рисков в допустимых пределах в жизненном цикле систем различного функционального назначения в условиях реальных и гипотетичных вызовов и угроз.

2. О МАТЕМАТИЧЕСКИХ РЕШЕНИЯХ

Анализ исследований работ российских и международных ученых показывает, что в условиях разнородных неопределенностей для критичных систем тематика управления рисками сохраняет свою теоретическую и практическую важность. Вместе с тем, несмотря на наличие множества моделей, связанных с оценкой качества и безопасности функционирования систем, подавляющее большинство из них ориентировано на удовлетворение конкретных задаваемых специфических потребностей. А, учитывая структурную сложность анализируемых систем, многие из существующих моделей оказываются трудно адаптируемыми к применению по мере изменения условий и возникновения новых потребностей в моделировании процессов в жизненном цикле систем. За редким исключением возможности существующих Интернет-технологий не используются для вероятностного прогнозирования рисков. Тем самым в системной инженерии отсутствует широкодоступный сервис для моделирования различных систем и вероятностного прогнозирования рисков по единой вероятностной шкале. В результате упускаются практические эффекты от адекватного применения накапливаемой оперативной информации для выявления скрытых

закономерностей и возможностей в функционировании систем. На сегодня возникло критичное методологическое и программно-технологическое противоречие между объективными потребностями в рациональном управлении рисками в системной инженерии и реальными программными и технологическими возможностями в применении в реальном времени получаемых результатов прогнозирования.

В рамках исследований по совершенствованию и стандартизации вероятностных моделей для прогнозирования и рационального управления рисками в жизненном цикле систем сформулированы основные идеи по построению пространства элементарных событий, определены формализованные показатели для прогнозирования рисков, сделан выбор вероятностных моделей для использования в качестве базовых, сформулированы и доказаны основные теоремы для расчетов формализованных показателей рисков в ВС и КС и совершенствования базовых моделей для анализа системных элементов, сложных систем и процессов, осуществлена реализация основных положений по моделированию, прогнозированию и упреждающему управлению рисками в национальных стандартах, сформирован концептуальный облик предлагаемых математических, программно-технологических решений для ВС и КС.

В условиях различных неопределенностей на сформулированном пространстве элементарных событий (с учетом специальных физически измеримых показателей) предложено использовать следующие показатели рисков, одинаково свойственные для любого рода систем:

- риск нарушения целостности моделируемой системы в течение задаваемого периода прогноза при реализации основных функциональных требований, в т.ч. риски нарушения рассматриваемого системного процесса для реализации основных функциональных требований;

- риск нарушения дополнительных специфических требований к моделируемой системе в течение задаваемого периода прогноза, в т.ч. риски нарушения рассматриваемого системного процесса с учетом дополнительных специфических системных требований;

- интегральный риск нарушения целостности моделируемой системы в течение задаваемого периода прогноза при реализации основных функциональных требований и дополнительных специфических требований, как частный случай - интегральный риск нарушения комплексной безопасности системы в течение задаваемого периода прогноза.

Примечание. Под целостностью моделируемой системы понимается такое ее состояние, которое отвечает целевому назначению модели системы в течение задаваемого периода прогноза. При этом понятие «нарушения целостности» применительно к конкретной анализируемой системе должно быть определено в терминах учитываемых показателей с учетом необходимой специфики системы.

Рассматриваются широко применимые вероятностные модели из ГОСТ Р 59341-2021 «Системная инженерия. Защита информации в процессе управления информацией системы»: «Математическая модель «черного ящика» при отсутствии какого-либо контроля» (модель из приложения В.2.2) и более общая «Математическая модель «черного ящика» при реализации технологии периодического системного контроля» (модель из приложения В.2.3). Эти же модели предлагаются к использованию другими стандартами системной инженерии применительно к системам различного функционального назначения – см., например, ГОСТ Р 59329 – ГОСТ Р 59357, ГОСТ Р 59989 – ГОСТ Р 59994.

С учетом основных положений, дополнительно наряду с указанными рисками, предложено определять следующие расчетные показатели (рассчитываемые с использованием ВС и КС):

- прогнозную оценку среднего остаточного времени на принятие упреждающих мер в недопущение нарушения нормативного диапазона для значений критичного параметра мониторируемого объекта;
- среднее остаточное время до нарушения нормативного диапазона для значений критичного параметра мониторируемого объекта при своевременном принятии упреждающих мер противодействия угрозам;
- среднее остаточное время до нарушения целостности сложной системы при своевременном принятии упреждающих мер противодействия угрозам.

Предложенные основные положения по моделированию, прогнозированию и упреждающему управлению рисками реализованы в национальном стандарте ГОСТ Р 58494 для систем дистанционного контроля опасных производственных объектов, утвержденном Росстандартом в 2019 г. и введенном в действие с 2020г., и 18 национальных стандартах системной инженерии ГОСТ Р 59329, ГОСТ Р 59331, ГОСТ Р 59333, ГОСТ Р 59334, ГОСТ Р 59335, ГОСТ Р 59336, ГОСТ Р 59337, ГОСТ Р 59338, ГОСТ Р 59339, ГОСТ Р 59341, ГОСТ Р 59342, ГОСТ Р 59347, ГОСТ Р 59349, ГОСТ Р 59353, ГОСТ Р 59354, ГОСТ Р 59355, ГОСТ Р 59356, ГОСТ Р 59357 в части моделирования стандартных процессов приобретения и поставки продукции и услуг, управления инфраструктурой системы, управления человеческими ресурсами, управления качеством системы, управления знаниями о системе, планирования проекта, оценки и контроля проекта, управления решениями, управления рисками для системы, управления информацией, измерений, определения архитектуры системы, системного анализа, передачи, аттестации, функционирования и сопровождения системы, изъятия и списания системы. Стандарты по системной инженерии утверждены Росстандартом и введены в действие с 2021 года.

Стандартизованные математические и методические решения из этих стандартов внедрены в практику работы национального технического комитета ТК22 «Информационные технологии» в части рекомендаций по использованию созданных методов, моделей и демонстрационных примеров системной инженерии в новых стандартах 2024г.: ГОСТ Р 56920-2024 «Системная и программная инженерия. Тестирование программного обеспечения. Общие положения (ISO/IEC/IEEE 29119-1:2022, NEQ)»; ГОСТ Р 71303-2024 «Системная и программная инженерия. Возможности программных инструментариев для организационного управления инцидентами. Общие положения (ISO/IEC 23531:2020, NEQ)»; ГОСТ Р 71439-2024 «Системная и программная инженерия. Методы и инструментарии продуктовой линейки программных средств и систем. Общие положения (ISO/IEC 26580:2021, NEQ)»; ГОСТ Р 71304-2024 «Системная и программная инженерия. Гарантии обеспечения качества систем и программных средств. Основные понятия и термины (ISO/IEC/IEEE 15026-1:2019, NEQ)»; ГОСТ Р 71440-2024 «Информационные технологии. Оценка процессов. Руководство по определению рисков в процессах (ISO/IEC TR 33015:2019, NEQ)»; ГОСТ 71438-2024 «Информационные технологии. Оценка процессов. Система измерения процессов для оценки их возможностей (ISO/IEC 33020:2019, NEQ)».

3. О ПРОГРАММНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЯХ

Сформированный концептуальный облик создаваемой инфраструктуры и технологии поддержки риск-ориентированной системной инженерии для решения практических задач с использованием ВС и КС отражен на рис. 1.



Рис. 1 Концептуальный облик инфраструктуры и технологии поддержки риск-ориентированной системной инженерии для решения практических задач

Это позволило осуществить разработку программно-технологических решений, обеспечивающих прогнозирование рисков и обоснование упреждающих мер противодействия угрозам в автономном и удаленном режимах применения ВС и КС – см. рис. 2.

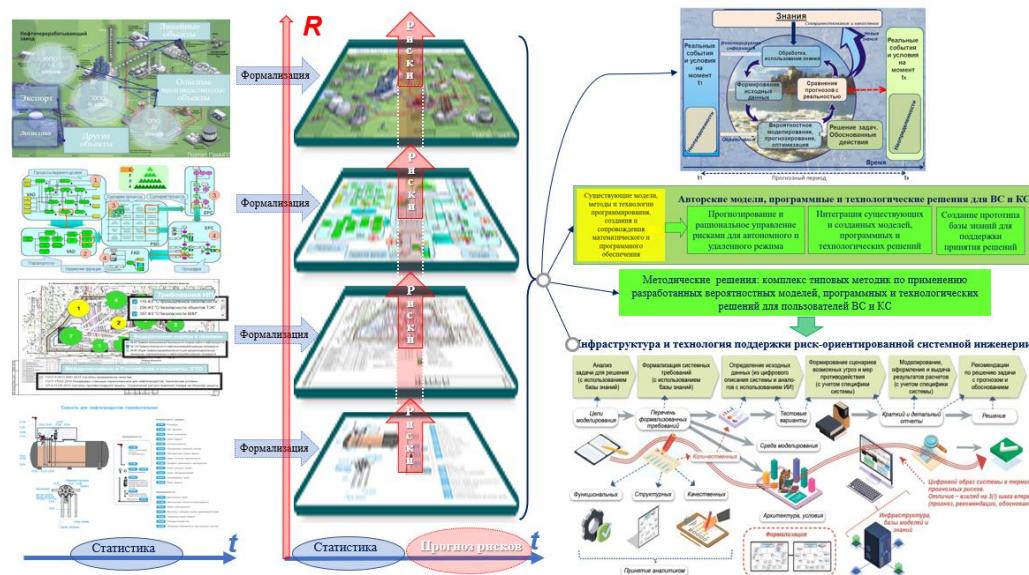


Рис. 2 Замысел поддержки риск-ориентированной системной инженерии для решения практических задач, реализованный на уровне программно-технологических решений

4. О типовых методиках прогнозирования рисков

На основе созданных программно-технологических решений разработаны типовые методики прогнозирования рисков нарушения целостности моделируемой системы, представимой в виде «черного ящика», и нарушения целостности сложной моделируемой системы, применимые в жизненном цикле систем различного назначения. Разработан инженерный подход к определению границ рабочего диапазона критичных параметров мониторируемого объекта.

Применение разработанных типовых методик и инженерного подхода продемонстрировано на примерах исследований функционирования гипотетической угольной шахты, оснащенной современными средствами связи и навигации, включая:

- сравнение ручного контроля расхода воды в системе водоотлива с автоматическим контролем и восстановлением водного баланса с использованием системы дистанционного контроля (СДК);
- определение границ рабочего диапазона критичных параметров контролируемого оборудования;
- прогнозирование рисков нарушения промышленной безопасности главной вентиляторной установки (ГВУ) шахты и утраты работоспособности ГВУ для трех случаев управления: без принятия каких-либо мер противодействия угрозам, принятия мер в рамках системы контроля без использования возможностей СДК и с осуществлением требуемых или рекомендуемых мер противодействия угрозам с использованием СДК;
- прогнозирование рисков нарушения промышленной безопасности на опасном производственном объекте, рассматриваемом как сложная система, когда в качестве мониторируемых подсистем выступают комплексы главных вентиляторных установок, модульных дегазационных установок, газоотсасывающих установок;
- моделирование многомодального взаимодействия социокиберфизических систем в жизненном цикле обогатительной фабрики в угольной отрасли для обоснования путей усовершенствования (первооружения) системы вентиляции, аспирации и пылеподавления.

Разработанные методические решения в совокупности с разработанными математическими, программными и технологическими решениями для ВС и КС позволили констатировать создание в итоге практически востребованных научно-техническим сообществом инфраструктуры и технологии поддержки риск-ориентированной системной инженерии.

На основе применения возможностей созданной инфраструктуры и технологии поддержки риск-ориентированной системной инженерии разработаны рекомендации и демонстрационные примеры по снижению и удержанию рисков в допустимых пределах в жизненном цикле различных систем – см. [2-11].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В приложении к применению в вычислительных системах и компьютерных сетях обзорно изложены новые научно обоснованные математические, программно-технологические и методические решения, реализованные в рамках созданной инфраструктуры и технологии риск-ориентированной системной инженерии.

Применение в жизненном цикле систем различного функционального назначения предлагаемых новых научно обоснованных математических, программных, технологических и методических решений для ВС и КС позволит обеспечить упреждающее выявление «узких мест» и определение рациональных способов снижения и удержания рисков в допустимых пределах в условиях реальных и гипотетичных вызовов и угроз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Systems Engineering Handbook. A Guide for System Life Cycle Processes and Activities. Fifth Edition. 2023. INCOSE-TP-2003-002-05
2. Kostogryzov A., Nistratov G., Nistratov A. (2012) Some Applicable Methods to Analyze and Optimize System Processes in Quality Management, DOI: 10.5772/46106, Total Quality Management and Six Sigma, InTech, 2012, pp. 127-196, <http://www.intechopen.com/books/total-quality-management-and-six-sigma/some-applicable-methods-to-analyze-and-optimize-system-processes-in-quality-management>

3. Kostogryzov A., Grigoriev L., Nistratov G., Nistratov A., Krylov V. (2013) Prediction and Optimization of System Quality and Risks on the Base of Modelling Processes, DOI: 10.4236/ajor.2013.31A021, American Journal of Operations Research, 2013, 3, p.217-244, <http://www.scirp.org/journal/ajor/>
4. Grigoriev L., Kostogryzov A., Krylov V., Nistratov A., Nistratov G. Prediction and optimization of system quality and risks on the base of modelling processes. American Journal of Operation Researches, Special Issue, Volume 1, 2013, pp. 217-244. <http://www.scirp.org/journal/ajor/>
5. Andrey Kostogryzov, Andrey Nistratov, George Nistratov The Innovative Probability Models and Software Technologies of Risks Prediction for Systems Operating in Various Fields. International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT), Volume 3, Issue 3, September 2013, pp. 146-155. <http://www.ijbeit.com>
6. Зацаринный А. А., Костогрызов А.И., Нистратов А.А. Приоритетные направления развития системной инженерии, предусматривающие применение риск-ориентированного подхода // ИТ-Стандарт. – 2021. – № 4(29). – С. 23-37. – EDN FXJOMR
7. Kostogryzov A., Makhutov N., Nistratov A., Reznikov G. Probabilistic predictive modeling for complex system risk assessments. Time Series Analysis - New Insights. IntechOpen, 2023, pp.73-105. <http://mts.intechopen.com/articles/show/title/probabilistic-predictive-modelling-for-complex-system-risk-assessments>
8. Костогрызов А.И., Нистратов А.А. Анализ угроз злоумышленной модификации модели машинного обучения для систем с искусственным интеллектом. // Вопросы кибербезопасности. 2023, №5. С. 9-24.
9. Костогрызов А.И., Нистратов А.А. Методический подход к вероятностному прогнозированию и сравнению качества функционирования систем в условиях неопределенности // Надежность. 2024, том 24, №1. С. 10-24.
10. Нистратов, А.А. Об ожиданиях, ограничениях и прикладных возможностях стандартизованных моделей и методов прогнозирования рисков в системной инженерии / А. А. Нистратов // ИТ-Стандарт. – 2024. – № 3(40). – С. 31-51. – EDN BDXEGY
11. Костогрызов А.И., Нистратов А.А. Анализ тенденций в развитии системной инженерии // ИТ-стандарт . 2024, №3, с. 4-20

REFERENCES

1. Systems Engineering Handbook. A Guide for System Life Cycle Processes and Activities. Fifth Edition. 2023. INCOSE-TP-2003–002-05
2. Kostogryzov A., Nistratov G., Nistratov A. (2012) Some Applicable Methods to Analyze and Optimize System Processes in Quality Management, DOI: 10.5772/46106, Total Quality Management and Six Sigma, InTech, 2012, pp. 127-196, <http://www.intechopen.com/books/total-quality-management-and-six-sigma/some-applicable-methods-to-analyze-and-optimize-system-processes-in-quality-management>
3. Kostogryzov A., Grigoriev L., Nistratov G., Nistratov A., Krylov V. (2013) Prediction and Optimization of System Quality and Risks on the Base of Modeling Processes, DOI: 10.4236/ajor.2013.31A021, American Journal of Operations Research, 2013, 3, p.217-244, <http://www.scirp.org/journal/ajor/>
4. Grigoriev L., Kostogryzov A., Krylov V., Nistratov A., Nistratov G. Prediction and optimization of system quality and risks on the base of modelling processes. American Journal of Operation Researches, Special Issue, Volume 1, 2013, pp. 217-244. <http://www.scirp.org/journal/ajor/>

5. Andrey Kostogryzov, Andrey Nistratov, George Nistratov The Innovative Probability Models and Software Technologies of Risks Prediction for Systems Operating in Various Fields. International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT), Volume 3, Issue 3, September 2013, pp. 146-155. <http://www.ijbeit.com>
6. Zatsarinny A. A., Kostogryzov A. I., Nistratov A. A. Priority areas of system engineering development that involve the use of a risk-oriented approach // IT-Standard. – 2021. – No. 4(29). – P. 23-37. – EDN FXJOMR
7. Kostogryzov A., Makhutov N., Nistratov A., Reznikov G. Probabilistic predictive modeling for complex system risk assessments. Time Series Analysis - New Insights. IntechOpen, 2023, pp.73-105. <http://mts.intechopen.com/articles/show/title/probabilistic-predictive-modelling-for-complex-system-risk-assessments>
8. Kostogryzov A.I., Nistratov A.A. Analysis of threats of malicious modification of a machine learning model for systems with artificial intelligence. // Cybersecurity Issues. 2023, No. 5. P. 9-24.
9. Kostogryzov A.I., Nistratov A.A. Methodological approach to probabilistic forecasting and comparison of the quality of functioning of systems under uncertainty // Reliability. 2024, Vol. 24, No. 1. P. 10-24.
10. Nistratov, A.A. On expectations, limitations and applied capabilities of standardized models and methods for risk forecasting in systems engineering / A. A. Nistratov // IT-Standard. - 2024. - No. 3 (40). - P. 31-51. - EDN BDXEGY
11. Kostogryzov A.I., Nistratov A.A. Analysis of trends in the development of systems engineering // IT-standard . 2024, No. 3, pp. 4-20

ПРИМЕНЕНИЕ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПРЕВЕНТИВНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОТКАЗА ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ

A. A. Южакова¹, П. А. Будко², Е. А. Алисевич³

¹Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

²ПАО «Интелтех», Санкт-Петербург, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный университет промышленных технологий и дизайна (СПбГУПТД), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен вариант решения задачи экстраполяции временных рядов – получении прогнозных значений контролируемых параметров объекта контроля с применением рекуррентных нейронных сетей: зависящая от синаптических весов, присвоенных связям между нейронами функция, ставящая в соответствие элементам из множества объектов признаков, в роли которых выступают известные параметры объекта контроля, элементы из множества объектов-целей, в роли которых выступают прогнозные значения параметров объекта контроля, оптимизирована путем нахождения множества синаптических весов доставляющих минимум некоторой функции потерь на обучающей выборке, представляющей собой известные значения параметров объекта контроля в заданные моменты времени.

Ключевые слова: рекуррентные нейронные сети; прогнозирование; предсказание; превентивная идентификация отказа.

APPLICATION OF RECURRENT NEURAL NETWORKS FOR PREVENTIVE FAILURE IDENTIFICATION THE OBJECT OF CONTROL

A. A. Yuzhakova¹, P. A. Budko², E. A. Alisevich³

¹Military Academy of Telecommunications (MAT), Saint Petersburg, Russian Federation

²PJSC «Inteltech», Saint Petersburg, Russian Federation

³Saint Petersburg State University of Industrial Technologies and Design (SPbSUITD),
Saint Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a solution to the problem of time series extrapolation. – obtaining predictive values of controlled parameters of the control object using recurrent neural networks: a function depending on synaptic weights assigned to connections between neurons, matching elements from a set of feature objects, which are known parameters of the control object, elements from a set of target objects, which are predicted values of the parameters of the control object, optimized by finding a set of synaptic weights that provide a minimum of some loss function in the training sample, representing the known values of the parameters of the control object at specified time points.

Keywords: recurrent neural networks; forecasting; prediction; preventive failure identification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Техническое состояние объекта контроля определяется его параметрами, значения которых получаются в результате измерений в заданные моменты времени. Последовательность измеренных через некоторые промежутки времени значений каждого параметра представляет собой временной ряд. Соответственно, отказ объекта

контроля обусловлен изменением вида технического состояния, выходом контролируемых параметров за пределы допуска. Современный подход к решению задачи превентивной идентификации отказа основан на предсказании значений параметров, характеризующих его техническое состояние.

Для решения задачи экстраполяции временных рядов представляющих собой результаты измерений контролируемых параметров объекта контроля в определенные моменты времени [1, 2], в настоящее время существует множество статистических, вероятностных, методов на основе машинного обучения, а также гибридных методов, сочетающих в себе статистические модели и методы машинного обучения [3-5]. Одним из наиболее эффективных современных математических инструментов для решения задачи прогнозирования временных рядов являются искусственные нейронные сети, и в частности, наиболее предпочтительными для работы со структурированными последовательностями являются рекуррентные нейронные сети (РНС) [6, 7]. Их отличительная особенность заключается в наличии рекуррентного скрытого слоя, позволяющего за счет обратной связи запоминать информацию об элементах последовательности и связях между ними, а также выявлять корреляцию между одномерными последовательностями многомерного ряда.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Представим, что техническое состояние объекта контроля описывается вектором его параметров $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_d)^T \in R^d$, где d – количество параметров. Проиндексируем каждый вектор параметров \mathbf{x}^t по временному шагу $t \in R^+$, означающему результаты измерений в момент времени t . Тогда множество измерений параметров образует временной ряд $\mathbf{x}^1, \mathbf{x}^2, \dots, \mathbf{x}^t$ и представляет собой набор объектов-признаков, на основе которых необходимо обучить РНС осуществлять предсказание значений вектора \mathbf{x}^{t+1} в некоторый момент времени $t+1$, представляющими собой объекты-цели (рисунок 1).

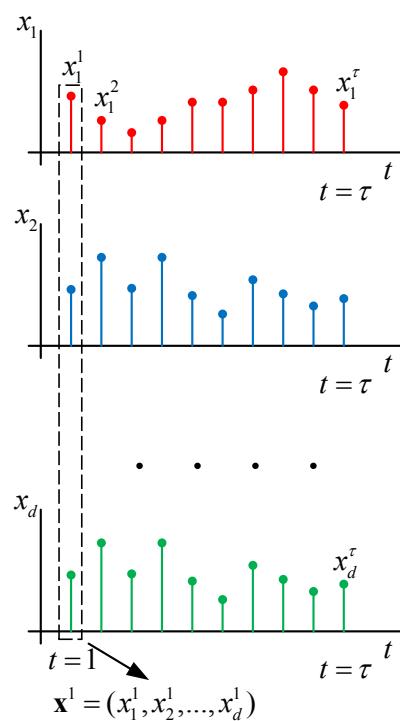


Рис. 1. Временные ряды контролируемых параметров объекта контроля

В общем случае, с помощью РНС возможно точечное и интервальное прогнозирование. Это два типа предсказаний, разница между которыми заключается в том, что точечное предсказание позволяет спрогнозировать одно конкретное значение \mathbf{X}^{t+1} на следующий шаг временной последовательности, в то время, как интервальное прогнозирование позволяет предсказать интервал будущих значений $\mathbf{X}^{t+1}, \mathbf{X}^{t+2}, \dots, \mathbf{X}^{t+m}$ в виде последовательности из m значений. В свою очередь точечное и интервальное прогнозирование может быть как одномерным, так и многомерным (рисунок 2).

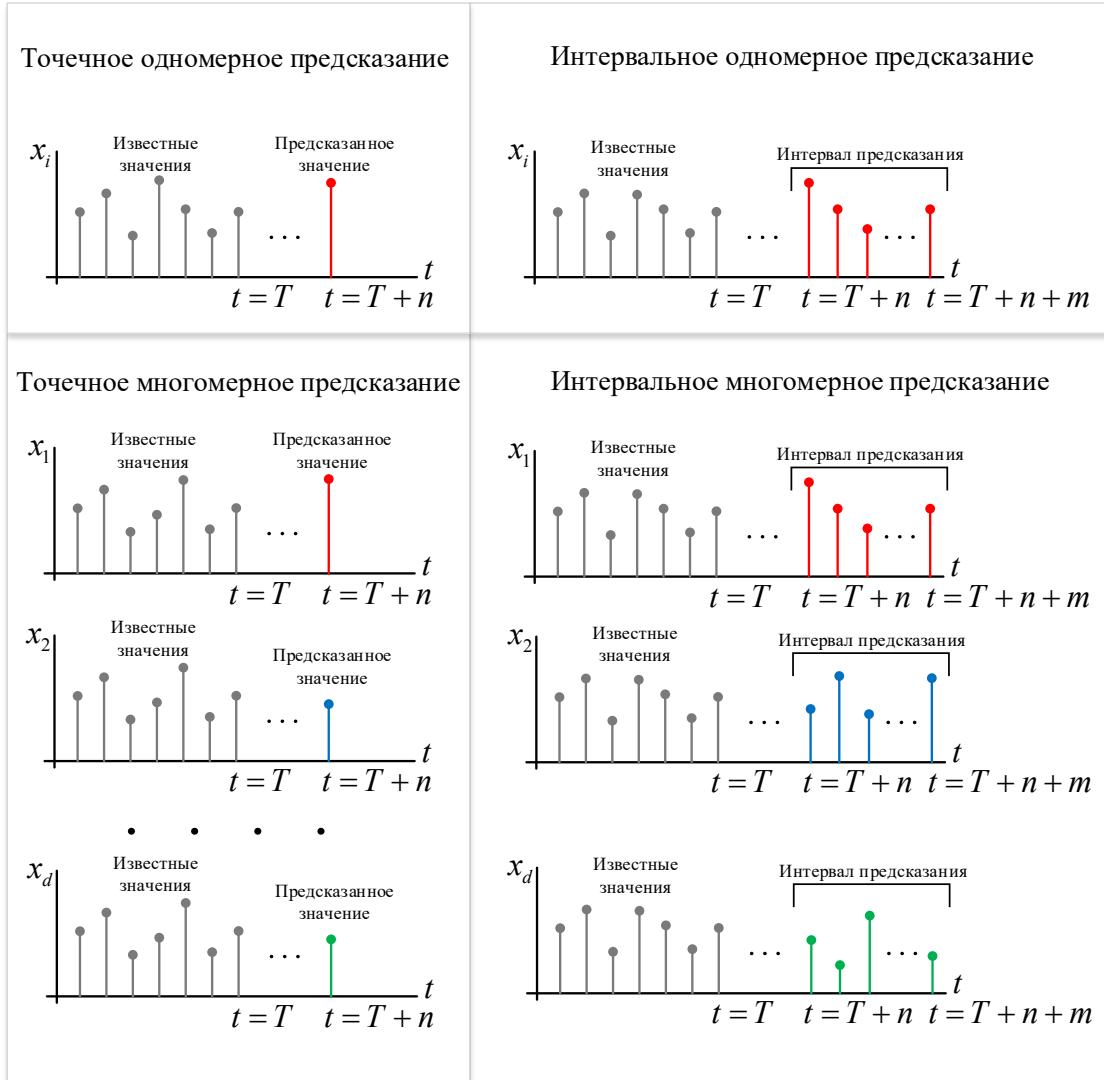


Рис. 2. Варианты предсказаний значений объекта контроля

Любую нейронную сеть можно представить в виде математической функции $f(w, x_i): X \rightarrow Y$, где X – множество объектов-признаков, Y – множество объектов-целей, w – синоптические веса, присвоенные связям между нейронами сети. Тогда задача прогнозирования является частными случаями задачи регрессии и может быть сформулирована в следующем виде:

$$\{w_j\} = \arg \min_{w \in W} Q(w, X^l), \quad (1)$$

где $Q(w, X^l) = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l (f(w, x_i) - y_i)^2$ – средняя функция потерь на обучающей выборке $X^l = (x_i, y_i)_{i=1}^l$, объекты $x_i \in X$ и $y_i \in Y$ которой известны.

При этом следует заметить, что в зависимости от решаемой задачи прогнозирования, множество Y будет принадлежать пространствам разной размерности.

Так, в случае точечного предсказания одного из параметров объекта контроля x_j , множество $Y \in R$, в случае интервального предсказания m значений одного из параметров объекта контроля $x_j^{T+1}, x_j^{T+2}, \dots, x_j^{T+m}$, множество $Y \in R^m$, при точечном предсказании вектора параметров \mathbf{x}^{T+1} , множество $Y \in R^d$, а в случае интервального предсказания вектора параметров $\mathbf{x}^{T+1}, \mathbf{x}^{T+2}, \dots, \mathbf{x}^{T+m}$, множество $Y \in R^{d \times m}$.

РНС, на вход которых подается последовательность объектов-признаков, а на выходе получается один объект-цель, относятся к классу many-to-one, архитектура включает входной, выходной и один скрытый слой (рисунок 3).

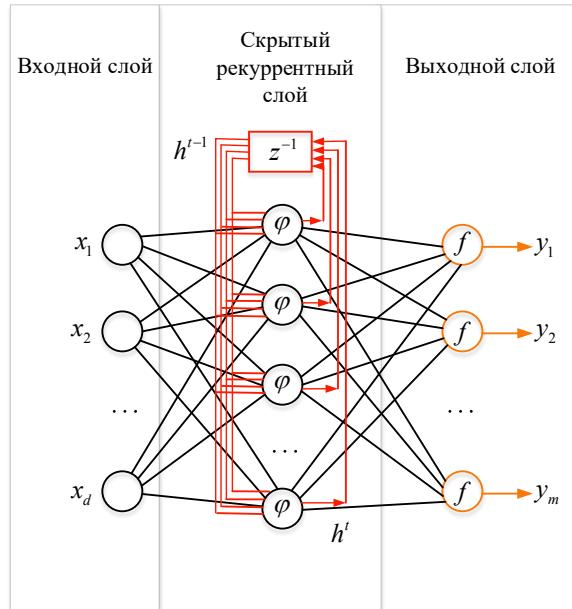


Рис. 3. Архитектура РНС

Входной слой определяется размерностью вектора (векторов) объекта-признаков (объектов-признаков) и длиной последовательности τ , на основе которой осуществляется предсказание. Так, если обучение и дальнейшее использование РНС планируется на основе временной последовательности длины τ , состоящей из векторов-параметров размерности d , то входной слой будет иметь $N_x = \tau \times d$ нейронов. При этом поступающие на вход РНС данные обычно представляют в виде матрицы размера $d \times \tau$, каждый столбец которой представляет собой вектор параметров, а строка результаты измерений каждого параметра в моменты времени t . Тогда обучающая выборка представляет собой тензор размерности $d \times \tau \times (l - \tau)$.

Скрытый слой представляет собой центральный компонент РНС, который обрабатывает последовательные данные и сохраняет информацию о предыдущих шагах во времени. Он представляет собой слой, в котором текущее состояние сети зависит как

от текущего входа, так и от состояния на предыдущем временном шаге. Количество нейронов в скрытом слое N_h , также, как и размер окна обрабатываемой временной последовательности τ , является гиперпараметром РНС. Его выбор влияет на время обучения и вычислительную сложность, а также на эффективность предсказания и способность РНС определять сложные зависимости при работе с временными рядами.

В нейронах скрытого слоя РНС реализуется некоторая функция активации $\Psi(\mathbf{x}^t, \mathbf{h}^{t-1})$, осуществляющая нелинейное преобразование линейной комбинации входных данных \mathbf{x}^t в момент времени t и скрытого состояния \mathbf{h}^{t-1} в момент времени $t-1$. Это позволяет сети обучаться сложным взаимосвязям и сохранять информацию о временных зависимостях между элементами последовательности.

Выходной слой РНС представляет собой множество нейронов, количество N_y которых зависит от решаемой задачи прогнозирования. Так, если решается задача точечного прогнозирования одного параметра в момент времени $t+1$, количество нейронов выходного слоя будет $N_y = 1$, а если решается задача интервального прогнозирования последовательности из m векторов параметров размерности d , то $N_y = m \times d$.

Слои соединены между собою синоптическими связями, каждой из которых присваивается вес W_j . Для удобства, веса между слоями задают в матричном виде. Так, матрица весов между входным и скрытым слоями обозначается \mathbf{W} и имеет размерность $N_h \times d$, матрица весов скрытого слоя обозначается \mathbf{V} и имеет размерность $N_h \times N_h$, матрица весов выходного слоя обозначается \mathbf{U} имеет размерность $N_y \times N_h$.

На рисунке 4 представлено пояснение к указанным обозначениям и понятиям.

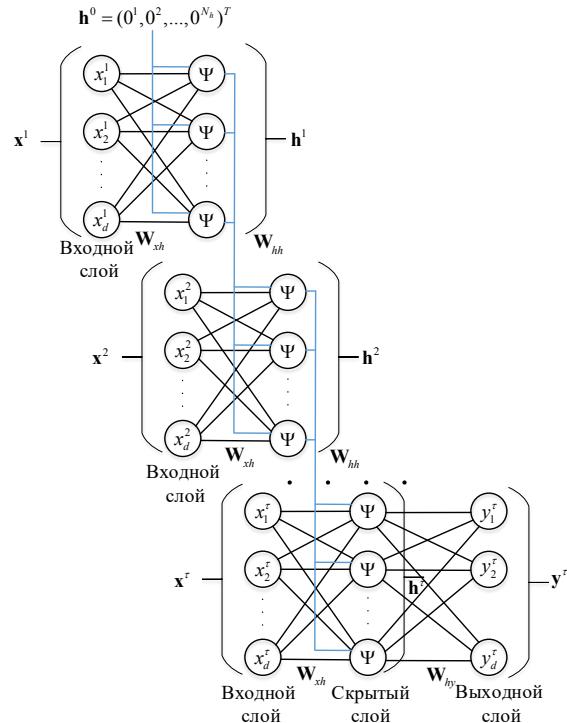


Рис. 4. Слои РНС

Обучение РНС заключается в оптимизации ее параметров (весов и смещений) так, чтобы сеть могла эффективно решать поставленную задачу, в данном случае прогнозирование. Это достигается путем итерационной минимизации функции ошибки $L(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ (также называемой функцией потерь), которая показывает, насколько точны предсказания сети относительно истинных данных.

Обучение РНС включает несколько этапов – инициализация весов, прямое распространение входной последовательности, вычисление функции потерь, обратное распространение ошибки во времени, обновление весов.

В основе подхода к формированию обучающих последовательностей лежит метод скользящего окна, заключающийся в разбиении всего временного ряда на последовательные перекрывающиеся фрагменты фиксированной длины, путем сдвига на заданное количество шагов, как правило на один [8].

Вариант предсказания контролируемых параметров для точечного (рисунок 5) и интервального прогнозирования (рисунок 6) реализован на обучающей выборке из 700 измерений, представляющих собой трех мерный временной ряд. После обучения РНС осуществлялась проверка качества, точность предсказания составила не менее 99,11.



Рис. 5. Вариант точечного одномерного предсказания

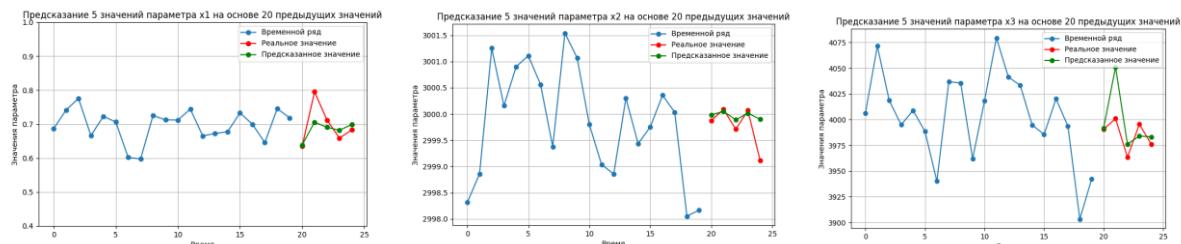


Рис. 6. Вариант интервального одномерного предсказания

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение РНС, как наиболее эффективного современного математического инструмента для решения задачи прогнозирования значений контролируемых параметров, как для точечного, так и для интервального предсказания, и соответственно, превентивной идентификации отказа объекта контроля является обоснованным и практически реализованным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аллакин В. В. Анализ методов оценки временных рядов сервером мониторинга информационно-телекоммуникационной сети общего пользования // Техника средств связи. 2021. № 2 (154). С. 60-80.
2. Шмидт А. А. Интеллектуальный анализ и прогнозирование значений временных рядов в современных системах мониторинга // Опыт и перспективы

совершенствования систем связи и автоматизации : Сборник научных трудов Всероссийской научно-практической конференции, Санкт-Петербург, 18-19 октября 2024 года. – Санкт-Петербург, 2024. С. 186-191.

3. Морозова В. И. Прогнозирование методом машинного обучения // Молодой ученый. 2022. № 21 (416). С. 202-204.
4. Чихачев А. В., Будко П. А., Шмидт А. А. Применение алгоритмов машинного обучения для решения задач прогнозирования технического состояния средств радиосвязи // Телекоммуникации и связь. 2024. №3 (03). С. 33-39.
5. Будко П. А., Шмидт А. А., Голюнов М. В., Сафиулов Д. М. Анализ методов прогнозирования технического состояния средств радиосвязи // IX Межвузовская научно-практическая конференция «Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях». Труды конференции: Сборник материалов. – СПб.: ВАС, 2024. С. 45-49.
6. Пономарева К. А. Применение искусственных нейронных сетей при решении задач прогнозирования // Наука без границ. 2020. № 1(41). С. 42-47.
7. Хаханов В. И. Применение искусственных нейронных сетей для диагностирования цифровых сетей // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2017. № 5 (46). С. 15-20.
8. Аллакин В. В., Будко Н. П., Васильев Н. В. Общий подход к построению перспективных систем мониторинга распределенных информационно-телекоммуникационных сетей // Системы управления, связи и безопасности. 2021. № 4. С. 125-227.

REFERENCES

1. Allakin V. V. Analysis of time series estimation methods by a monitoring server of a public information and telecommunication network // Communication equipment. 2021. No. 2 (154). Pp. 60-80.
2. Schmidt A. A. Intelligent analysis and forecasting of time series values in modern monitoring systems // Experience and prospects of improving communication and automation systems : Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference, St. Petersburg, October 18-19, 2024. – St. Petersburg, 2024. Pp. 186-191.
3. Morozova V. I. Forecasting by machine learning // Young scientist. 2022. No. 21 (416). Pp. 202-204.
4. Chikhachev A.V., Budko P. A., Schmidt A. A. Application of machine learning algorithms for solving problems of forecasting the technical condition of radio communications // Telecommunications and Communications. 2024. No. 3 (03). Pp. 33-39.
5. Budko P. A., Schmidt A. A., Golyunov M. V., Safiulov D. M. Analysis of methods for predicting the technical condition of radio communications equipment // IX Interuniversity scientific and practical Conference «Problems of technical support for troops in modern conditions». Proceedings of the conference: Collection of materials. – St. Petersburg: VAS, 2024. Pp. 45-49.
6. Ponomareva K. A. The use of artificial neural networks in solving forecasting problems // Science without borders. 2020. № 1(41). Pp. 42-47.
7. Khakhanov V. I. Application of artificial neural networks for the diagnosis of digital networks // Radioelectronic and computer systems. 2017. No. 5 (46). Pp. 15-20.
8. Allakin V. V., Budko N. P., Vasiliev N. V. A general approach to building promising monitoring systems for distributed information and telecommunication networks // Management, communication and security systems. 2021. No. 4. Pp. 125-227.

СТРАТЕГИЯ СОВМЕСТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРА И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ

A.В. Костин^{1,2}, М.И. Паршин^{1,2}, М.А. Герасименко^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский Государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В настоящий момент, в различных отраслях, началось использование достаточно нового вида технологий, такой как беспилотные летательные аппараты (БПЛА). В связи с этим очень важно решить задачи обеспечения надежной связи между передающей сетью и принимающей стороной. Заметим, что речь идет о взаимодействии сетей, а не отдельных объектов. В данной статье предлагаются подходы к обеспечению устойчивости и надежности такой радиосвязи. Существуют различные подходы к обеспечению связи, одним из которых является использование радиоканала для приема/передачи информации. При этом основной проблемой является перегруженность спектра радиоэфира. Одним из предлагаемых методов является использование достаточно новой технологии когнитивного радио. При таком подходе, на взгляд авторов, возможно обеспечение надежного сосуществования нелицензированных (или вторичных) пользователей с лицензированными (или первичными) пользователями без помех для основных пользователей, которые имеют право использовать полосу частот. Отсюда вытекает также задача выбора функции распределения, что является уже вопросом для дальнейших исследований.

Ключевые слова: Первичный пользователь, вторичный пользователь, когнитивное радио, спектр, исследование спектра, функция распределения, радиоэфир, канал связи.

A STRATEGY FOR COOPERATIVE SPECTRUM DEFINITION AND RESOURCE ALLOCATION IN COGNITIVE RADIO NETWORKS

A.V. Kostin^{1,2}, M.I. Parshin^{1,2}, M.A. Gerasimenko^{1,2}

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

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. At the moment, in various industries, the use of a fairly new kind of technology such as Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) has started. Due to this, it is very important to solve the problems of providing reliable communication between the transmitting network and the receiving side. Note that we are talking about the interaction between networks and not between individual entities. This paper proposes approaches to ensure the stability and reliability of such radio communications. There are various approaches to communication, one of which is the use of a radio channel for receiving/transmitting information. In this case, the main problem is the congestion of the radio spectrum. One of the proposed methods is the use of a fairly new technology of cognitive radio. With this approach, in the authors' opinion, it is possible to ensure reliable coexistence of unlicensed (or secondary) users with licensed (or primary) users without interfering with the primary users who have the right to use the frequency band. Hence, there is also the problem of choosing the allocation function, which is already a matter for further research.

Keywords: Primary user, secondary user, cognitive radio, spectrum, spectrum study, spread function, radio airwaves, communication channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день технология когнитивного радио является привлекательным решением проблемы перегрузки спектра, позволяя нелицензированным (или вторичным) пользователям взаимодействовать с лицензированными (или первичными) пользователями не создавая помехи для основных пользователей, у которых есть право на использование возможностей спектра. Фактически, взаимодействие первичных и вторичных пользователей в среде когнитивного радио обычно подразделяется на три парадигмы:

1. Основа: Вторичный пользователь определяет помехи, вызванные их передачей на первичного пользователя, и передает только в том случае, если помехи не превышают заданное пороговое значение. Ограничение по помехам может быть выполнено с помощью широкополосных методов, таких как расширенный спектр или сверхширокополосный (ШП), или с помощью формирования нужной диаграммы направленности.

2. Совместимость: Совместимые системы, в идеале, должны полностью исключить передачу сигнала в полосе, занятой другими пользователями.

3. Несовместимость: Здесь предлагается использовать полнодуплексный канал связи, чтобы вторичный пользователь знал сообщение первичного пользователя и/или стратегию кодирования. Одновременная передача достигается с помощью различных методов кодирования и снижения помех.

В целом предполагается, что системы когнитивного радио являются изначально совместимыми. В настоящей работе рассматриваются именно такие системы, которые намеренно используют полосы частот, не полностью занятые первичными пользователями. В совместимых системах вторичные пользователи должны периодически исследовать спектр на наличие свободных каналов, чтобы начать свою собственную связь и освободить спектр, если первичный пользователь начнет передачу. Основным требованием является то, что вторичные пользователи должны постоянно и точно определять занятость спектра.

Поскольку вторичный пользователь может пропустить обнаружение (из-за проблем с затенением и скрытыми узлами), часто используется совместное исследование спектра, когда информация от вторичных пользователей собирается в едином центре для получения точной оценки.

Ниже представлен обзор сетей совместной когнитивной радиосети (СКРС) и преимуществ реализации совместного определения спектра (СОС) в этих сетях. Также рассмотрены вопросы определения спектра и предлагаются методы для повышения точности обнаружения свободных частот. Также исследуются проблемы при внедрении совместного исследования спектра, как в централизованных, так и в распределенных сетях.

2. СОВМЕСТНЫЕ КОГНИТИВНЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Постоянно растущий спрос на множество беспроводных каналов связи создает две основные проблемы. Первая - нехватка спектра, а другая - потребность в высоких скоростях передачи данных, до десятков Гбит/с.

Свободные частоты в спектре, в данной ситуации, не являются фиксированными, а меняются динамически. Это является проблемой по оптимизации периода исследования спектра, и для чего требуются возможности применения широкополосной связи. Здесь мы будем рассматривать методы оптимизации с точки зрения передачи

информации. Также нужно обратить внимание на проблему расхода энергии в случае, когда сеть является беспроводной.

Основные элементы для работы систем когнитивного радио изображены на рис.1, а основные функции этих элементов для поддержки интеллектуального и эффективного использования частотного спектра представлены на рис.2.



Рис.1. Основные элементы для работы систем когнитивного радио

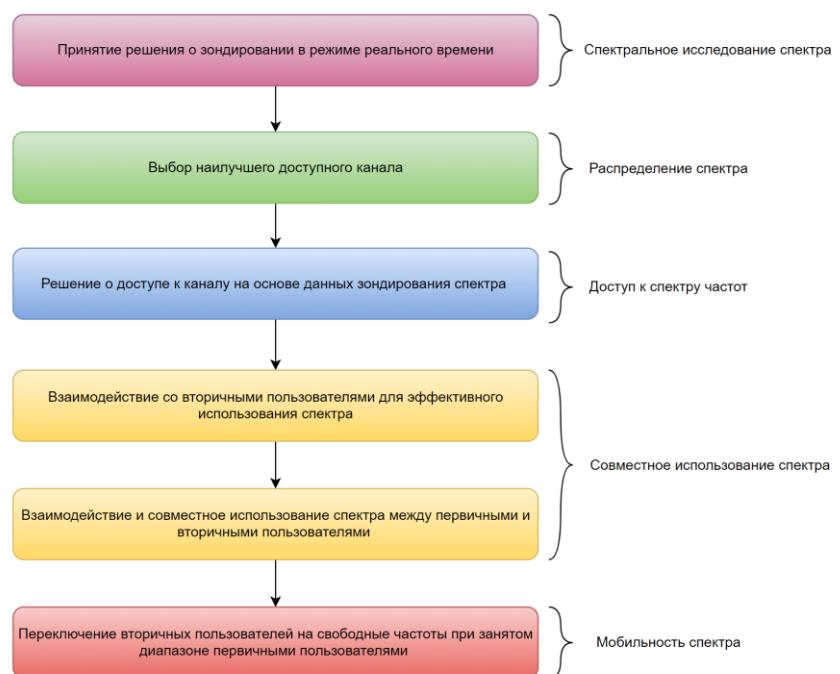


Рис.2. Основные функции элементов когнитивного радио

Из рисунков видно, что надлежащая функциональность когнитивной радиосети зависит от оптимального определения спектра, доступа к нему и совместного использования частот. Пропускная способность когнитивного радио зависит от того, какое свободное пространство доступно и насколько точно оно обнаружено. В дополнение затуханию и затенению, случайные помехи также могут приводить к ложному обнаружению. Кроме того, передающая и принимающая сети вторичного

пользователя должны координировать свои действия, чтобы найти общее свободное пространство для успешной передачи.

Вторичный пользователь должен продолжать зондировать спектр даже при передаче. Однако реализовать это непросто, поскольку большинство приемопередатчиков не являются полнодуплексными. Это может вызвать помехи для первичных пользователей. Следовательно, у первичных пользователей возникают проблемы с приемом и передачей информации принципом согласования даже больше, чем у вторичных пользователей.

Другой проблемой является более высокая скважность в когнитивных радиосетях, вызванная операциями обнаружения, обработки и адаптации. В период определения спектра трафик полезной нагрузки приостанавливается. В частности, когда выполняется совместное исследование спектра, передача полученной информации первичному пользователю и ее обработка для принятия оптимального решения требует времени. Это напрямую влияет на пропускную способность и увеличит среднюю скважность.

3. ПРОБЛЕМА СОВМЕСТИМОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ

Одной из проблем связи в реальной среде является построение топологии сети, что является отдельным вопросом, влияющим на качество связи. Надежное определение спектра является одной из наиболее важных и сложных задач из-за природы беспроводных каналов в условиях затухания и среды затенения. Тем не менее, вероятность ошибки обнаружения первичного пользователя может быть уменьшена, если первичный пользователь также использует несколько частот.

Основная идея совместной передачи заключается в том, что сигнал, передаваемый источником конечному приемнику, идет через ретрансляторы. Затем приемник объединяет сигналы, поступающие от источника и ретрансляторов, используя преимущества многократного приема одних и тех же данных на различных ретрансляторах и путях передачи. То есть, наличие нескольких радиостанций помогает уменьшить эффекты сильной многолучевости на одной радиостанции, поскольку они предоставляют получателю множество независимых реализаций связанных случайных величин. При нескольких реализациях вероятность того, что все пользователи увидят сильное затухание сигнала, очень мала.

При формировании когнитивной радиосети имеет смысл разнесение приемопередатчиков в пространстве. Это является отдельным вопросом математического моделирования топологии сетей.

Очевидно, что сетевые коммуникации совместного использования спектра проходят по двум последовательным каналам: во-первых, каналы обнаружения, которые являются связующими звенями между первичным пользователем и когнитивными радиостанциями, и, во-вторых, каналы ретрансляции (отчетности), которые являются связующими звенями между когнитивными радиостанциями и базовой станцией. Для принятия совместных решений пользователи когнитивного радио используют ретрансляционные каналы, чтобы сообщать о своих локальных наблюдениях или о своих индивидуальных решениях вторичной базовой станции (центру слияния). В этой совместной сети с двумя переходами первичный пользователь выступает в качестве источника, а центр слияния - в качестве пункта назначения. Базовая структура этого совместного подхода изображена на рис.3. В другом подходе совместных сетей вторичные пользователи с более высокой вероятностью обнаружения выступают в роли ретрансляторов, помогая тем, у кого вероятность обнаружения ниже. Такое сотрудничество может сократить время обнаружения «более слабого» пользователя, тем самым повышая гибкость сети в целом.

На рисунке 4 показан сценарий взаимодействия двух пользователей. При наличии более двух пользователей радиостанции могут быть объединены в пары или даже целые сети, в которых один пользователь выступает в качестве ретранслятора для другого. Однако производительность такой модели фиксированного взаимодействия может ухудшиться, если мобильность пользователей когнитивного радио достаточно высока.

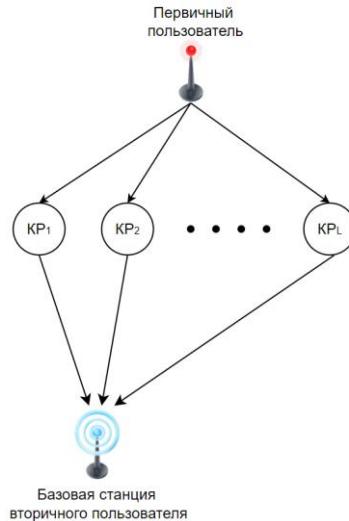


Рис.3. Базовая структура совместного исследования спектра

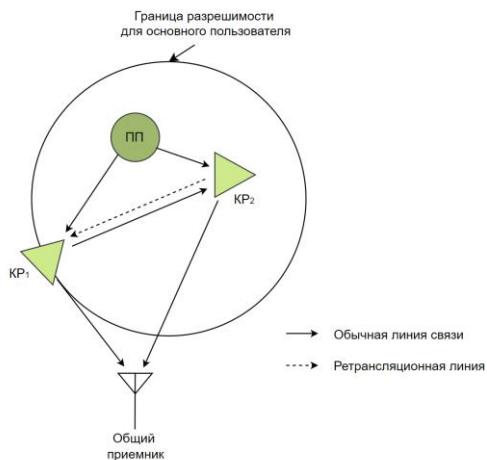


Рис.4. Сценарий взаимодействия двух пользователей

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Встает вопрос о топологии сетей. Сеть принципиально должна быть либо централизована, либо распределена. При централизованной топологии базовая станция работает как объединяющий центр для сбора всей информации от пользователей когнитивного радио для обнаружения свободного пространства в спектре. Использование централизованной сети помогает преодолеть проблему неопределенности приемника. Однако при обнаружении передатчика сети не могут избежать помех на близлежащем первичном приемнике, поскольку обнаружение передатчика основывается только на локальных наблюдениях сигнала, передаваемого первичным передатчиком, и может не знать о местоположении первичного приемника. Но

с централизованной системой базовая станция может собирать информацию о местоположении всех основных пользователей в своей зоне покрытия и предоставлять такую информацию пользователям когнитивного радио. Централизованный подход также уменьшает ограничения в возможностях обнаружения. Например, когнитивные сети должны быть синхронизированы, чтобы запланировать использование спектра среди всех пользователей. Таким образом, при создании когнитивных радиосетей имеет смысл выделить такой объект, как базовая станция, которая будет планировать синхронизацию передачи, в результате чего все пользователи могут иметь одинаковые возможности при исследовании спектра.

С другой стороны, распределенные системы требуют обмена наблюдениями между пользователями когнитивного радио. В полностью распределенной системе станции когнитивного радио выступают как самостоятельное устройство обработки информации, а не только как ретрансляторы. Решения принимаются локально этими устройствами и позже передаются в центр слияния, где принимается окончательное решение.

ЛИТЕРАТУРА

1. I.S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik, Table of Integrals, Series and Products, 6th edn. (Academic Press, London, 2000)
2. R. Kwan, C. Leung, General order selection combining for Nakagami and Weibull Fading Channels. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 6(6), 2027–2033 (2007)
3. R.J. Vaughan, W.N. Venables, Permanent expressions for order statistics densities. *J. R. Stat. Soc.* 34(2), 308–310 (1972)
4. R. Kwan, C. Leung, Selection diversity in non-identically distributed Nakagami Fading channels, in Proceedings of Sarnoff Symposium (SARNOFF’05), Princeton (2005)
5. A.M. Mathai, Storage capacity of a dam with gamma type inputs. *Ann. Inst. Stat. Math.* 34(3), 591–570 (1982)
6. T. Yucek, H. Arslan, A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Commun. Surv. Tutorials* 11, 116–130 (2009)
7. S. Hussain, X. Fernando, Closed-form analysis of relay-based cognitive radio networks over Nakagami-m fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 63, 1193–1203 (2014)
8. S. Hussain, X. Fernando, Performance analysis of relay-based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks over non-identical Nakagami-m channels. *IEEE Trans. Commun.* 62, 2733–2746 (2014)
9. Y. Wang, P. Ren, Q. Du, Z. Su, Resource allocation and access strategy selection for QoS provisioning in cognitive networks, in Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC) (2012), pp. 4637–4641
10. Y. Li, A. Nosratinia, Hybrid opportunistic scheduling in cognitive radio networks. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 11, 328–337 (2012)
11. V. Srivastava, M. Motani, Cross-layer design: a survey and the road ahead. *IEEE Commun. Mag.* 43, 112–119 (2005)
12. Y. Peng, F. Xiang, H. Long, The research of cross-layer architecture design and security for cognitive radio network, in Proceeding of IEEE International Symposium on Information Engineering and Electronic Commerce (IEEC) (2009), pp. 603–607
13. K. Ren, H. Zhu, Z. Han, R. Poovendran, Security in cognitive radio networks, in Proceeding of IEEE Network, vol. 27 (2013), pp. 2–3
14. R.K. Sharma, D.B. Rawat, Advances on security threats and countermeasures for cognitive radio networks: a survey. *IEEE Commun. Surv. Tutorials* 17, 1023–1043 (2015)

15. A. He, K.K. Bae, T.R. Newman, J. Gaeddert, K. Kim, R. Menon, L. Morales-Tirado, J.J. Neel, Y. Zhao, J.H. Reed, W.H. Tranter, A survey of artificial intelligence for cognitive radios. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 59, 1578–1592 (2010)

REFERENCES

1. I.S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 6th edn. (Academic Press, London, 2000)
2. R. Kwan, C. Leung, General order selection combining for Nakagami and Weibull Fading Channels. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 6(6), 2027–2033 (2007)
3. R.J. Vaughan, W.N. Venables, Permanent expressions for order statistics densities. *J. R. Stat. Soc.* 34(2), 308–310 (1972)
4. R. Kwan, C. Leung, Selection diversity in non-identically distributed Nakagami Fading channels, in *Proceedings of Sarnoff Symposium (SARNOFF'05)*, Princeton (2005)
5. A.M. Mathai, Storage capacity of a dam with gamma type inputs. *Ann. Inst. Stat. Math.* 34(3), 591–570 (1982)
6. T. Yucek, H. Arslan, A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Commun. Surv. Tutorials* 11, 116–130 (2009)
7. S. Hussain, X. Fernando, Closed-form analysis of relay-based cognitive radio networks over Nakagami-m fading channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 63, 1193–1203 (2014)
8. S. Hussain, X. Fernando, Performance analysis of relay-based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks over non-identical Nakagami-m channels. *IEEE Trans. Commun.* 62, 2733–2746 (2014)
9. Y. Wang, P. Ren, Q. Du, Z. Su, Resource allocation and access strategy selection for QoS provisioning in cognitive networks, in *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)* (2012), pp. 4637–4641
10. Y. Li, A. Nosratinia, Hybrid opportunistic scheduling in cognitive radio networks. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 11, 328–337 (2012)
11. V. Srivastava, M. Motani, Cross-layer design: a survey and the road ahead. *IEEE Commun. Mag.* 43, 112–119 (2005)
12. Y. Peng, F. Xiang, H. Long, The research of cross-layer architecture design and security for cognitive radio network, in *Proceeding of IEEE International Symposium on Information Engineering and Electronic Commerce (IEEC)* (2009), pp. 603–607
13. K. Ren, H. Zhu, Z. Han, R. Poovendran, Security in cognitive radio networks, in *Proceeding of IEEE Network*, vol. 27 (2013), pp. 2–3
14. R.K. Sharma, D.B. Rawat, Advances on security threats and countermeasures for cognitive radio networks: a survey. *IEEE Commun. Surv. Tutorials* 17, 1023–1043 (2015)
15. A. He, K.K. Bae, T.R. Newman, J. Gaeddert, K. Kim, R. Menon, L. Morales-Tirado, J.J. Neel, Y. Zhao, J.H. Reed, W.H. Tranter, A survey of artificial intelligence for cognitive radios. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 59, 1578–1592 (2010)

МОДЕЛИ СИНТЕЗА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

А.В. Лубенцов¹

¹Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. В рамках данной работы проанализированы ключевые факторы при разработке целевых функций, их роль в процессе проектирования и представлены различные методологические подходы для определения оптимальных критериев оценки сложных систем. Формулирование цели сложных технических систем — это центральный момент при их разработке и оптимизации. Целевая функция выступает в качестве фундамента, задающего критерии принятия обоснованных решений и позволяющая выявлять наиболее подходящие параметры для достижения наибольшей производительности системы с минимальными затратами ресурсов.

Ключевые слова: целевая функция, сложная техническая система, синтез целевой функции.

MODELS FOR THE SYNTHESIS OF THE OBJECTIVE FUNCTION OF A COMPLEX TECHNICAL SYSTEM

A.V. Lubentsov¹

¹Department of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. This paper analyzes the key factors in the development of target functions, their role in the design process, and presents various methodological approaches for determining optimal criteria for evaluating complex systems. Defining the purpose of complex technical systems is a central point in their development and optimization. The objective function acts as a foundation that sets criteria for making informed decisions and allows you to identify the most appropriate parameters to achieve the highest system performance with minimal resource expenditure.

Keywords: objective function, complex technical system, synthesis of the objective function.

1. ВВЕДЕНИЕ

Построение целевой функции сложной технической системы является ключевым этапом в проектировании и оптимизации таких систем. Целевая функция служит основой для принятия решений и определения оптимальных параметров системы, что позволяет достигать максимальной эффективности и минимизировать затраты. В данной статье мы рассмотрим важные аспекты построения целевой функции, ее роль в процессе проектирования, а также методы и подходы, которые могут быть использованы для ее определения.

Целевая функция — это математическое выражение, которое отражает цели и задачи, стоящие перед сложной технической системой. Она может включать в себя различные параметры, такие как стоимость, время выполнения, качество и безопасность. Важно отметить, что целевая функция должна быть количественно измеримой и минимально сложной для анализа.

2. ПОНЯТИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ

Для того чтобы определить целевую функцию, необходимо четко понимать цели системы. Это может включать в себя как экономические, так и технические аспекты, такие как снижение затрат на производство, увеличение производительности или повышение надежности. Успех построения целевой функции зависит от точности формулировки этих целей и их взаимосвязи.

Примером целевой функции может быть задача оптимизации производственного процесса, где целевой функцией является минимизация времени выполнения заказа при одновременном соблюдении условий качества и безопасности.

В моделях управления адекватное построение целевой функции позволяет синтезировать оптимальную схему принятия решений. Например, [1-3].

Основные этапы построения целевой функции

Процесс построения целевой функции можно условно разделить на несколько ключевых этапов:

1. **Определение целей и задач системы.** На этом этапе необходимо проанализировать, что именно требуется от системы. Цели могут быть разнообразными и зависеть от специфики области применения.

2. **Сбор и анализ данных.** Для адекватного моделирования целевой функции необходимо собрать данные о параметрах системы, ее производительности, потребностях пользователей и других факторах.

3. **Моделирование системы.** На данном этапе строится математическая модель системы, которая сможет эффективно описать ее поведение и взаимодействие различных параметров. Важно, чтобы модель была гибкой и могла учитывать изменения в условиях эксплуатации.

4. **Формулирование целевой функции.** На основании собранных данных и модели системы формулируется сама целевая функция. Это может быть выражение, которое нужно максимизировать или минимизировать.

5. **Проверка и валидация модели.** После построения целевой функции необходимо протестировать модель, чтобы убедиться в ее корректности и адекватности. Это можно сделать с помощью методов, таких как симуляция или экспериментальное тестирование.

3. ПРИМЕРЫ ЦЕЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ

Целевые функции (ЦФ) могут быть разнообразными в зависимости от типа системы и ее целей. Например, в производственных системах целевая функция может заключаться в минимизации себестоимости продукции, тогда как в транспортных системах она может включать критерии оптимизации маршрутов и времени доставки.

Допустим, мы рассматриваем систему управления запасами. Целевая функция в этом случае может быть выражена как минимизация затрат на хранение и транспортировку товаров, при этом необходимо учитывать сезонный спрос и возможность псевдонаучных колебаний на рынке.

Внедрение эффективной целевой функции может привести к значительному повышению производительности, снижению затрат и улучшению сервиса. Например, в рамках логистики такая функция может помочь компанией ответить на вопрос, как наиболее эффективно распределить ресурсы между складами и заказами.

Рассмотрим несколько практических подходов из различных сфер эксплуатации сложных технических систем.

В работе [4] рассматривается структурно-параметрического синтеза низкопрофильной антенны. И построение целевой функции рассматривается базисом для дальнейших исследований.

Авторы в статье [5] утверждают, что: «С помощью целевых функций концептуальной модели адаптивного мониторинга формально описано, какие параметры (показатели качества) комплексной безопасности, как (в соответствии с какими критериями и на основе каких методов) и когда наблюдать, оценивать и прогнозировать на различных этапах жизненного цикла «умного города» и в различных условиях обстановки» [5]. Это позволяет им структурировать задачу и не отклоняться от ее выполнения.

ЦФ в области оптимального руководства промышленными объектами рассматривает автор в работе [6]: «Предложены способы активно-пассивной идентификации эргодических систем управления, не требующие разрыва обратных связей в действующих контурах регулирования и нанесения пробных воздействий, цель которых не соответствует достижению характерных для нормального функционирования систем выходных воздействий. Областью применения данных результатов являются технологические объекты металлургии» [6].

Отдельной сложной системой авторы [7] видят процесс образования и моделирование этого процесса основано на ЦФ: «Представление учебного процесса с помощью сетевых моделей позволяет провести их формализацию в форме, удобной для оптимизации, в зависимости от поставленной задачи, соответствующей целевой функции и заданным ограничениям, учитывающим специфику каждой информационной модели учебного процесса» [7].

Подходы к разработке целевой функции

Существует несколько подходов к разработке целевой функции, включая классические методы оптимизации, современные алгоритмы и методы искусственного интеллекта.

Классические методы оптимизации

Одним из самых распространенных методов является метод линейного программирования. Данный подход позволяет находить оптимальные решения в линейных задачах, где целевая функция и ограничения могут быть представлены в линейной форме. Это особенно полезно в ситуациях, когда требуется быстрое и эффективное решение задач, таких как распределение ресурсов или планирование графика.

Другим классическим методом является метод динамического программирования. Этот подход позволяет решать задачи, разбивая их на подзадачи и оптимизируя их поэтапно. Это особенно актуально для систем, где есть необходимость учитывать изменения условий или последовательность действий.

Современные алгоритмы

С развитием технологий и появлением больших данных все чаще используются современные алгоритмы оптимизации. К числу таких алгоритмов относятся генетические алгоритмы, алгоритмы роя частиц и нейронные сети. Эти методы обладают высокой гибкостью и могут адаптироваться к сложным и нестабильным условиям.

Генетические алгоритмы, например, работают на основе принципов естественного отбора и мутации. Они способны находить решения в огромных

пространствах, что позволяет исследовать более широкий диапазон возможных решений по сравнению с традиционными методами.

Аспекты валидации целевой функции

После построения целевой функции необходимо провести ее валидацию. Это важный процесс, который позволяет убедиться в том, что формулировка целевой функции верна и адекватно отражает реальность.

Тестирование

Валидация может проходить в несколько этапов. Один из методов заключается в тестировании модели на исторических данных. Это позволяет проверить, насколько точно модель предсказывает результаты в известных условиях. Чем больше совпадений между предсказанными и реальными значениями, тем выше доверие к конструкции целевой функции.

Корректировка

На основании тестирования можно внести изменения в целевую функцию или параметры модели. Важно помнить, что валидация — это не одноразовый процесс, а непрерывная работа, которая должна сопровождать всю эксплуатацию системы.

Влияние внешних факторов на целевую функцию

Целевая функция системы может значительно изменяться под воздействием внешних факторов. Это может быть вызвано изменениями в законодательстве, изменением рыночной конъюнктуры, воздействия внешних угроз или новых технологических решений.

Принятие во внимание внешних факторов, таких как изменение цен на сырье или внедрение новых технологий, может потребовать корректировки в целевой функции. Чтобы система оставалась эффективной, необходимо постоянно анализировать и пересматривать основные параметры целевой функции.

Построение целевой функции сложной системы на примере Комплексной Системы Безопасности

В современных реалиях охраны и защиты информации, необходимость построения эффективной и адаптивной системы безопасности становится остро необходимой. Комплексная Система Безопасности (КСБ) включает в себя различные компоненты, такие как физическая безопасность, информационные технологии и человеческий фактор. Стратегическое управление этими компонентами осуществляется посредством системы целевых функций. В данной статье мы детально рассмотрим процесс построения целевой функции сложной системы на примере КСБ, а также проанализируем важные аспекты и стратегии его реализации.

Понятие целевой функции в контексте систем безопасности

Целевая функция — это математическая модель, описывающая эффективность работы системы в зависимости от различных факторов. В случае КСБ целевая функция позволяет оценить, насколько успешно система справляется с задачами обеспечения безопасности. Она должна учитывать все возможные угрозы и риски, которые могут повлиять на функционирование системы.

При построении целевой функции необходимо учитывать множество факторов, включая:

- Уровень угрозы безопасности, включая внешние и внутренние факторы

- Возможные уязвимости различных компонентов системы
- Эффективность используемых методов и технологий защиты
- Ресурсы, доступные для реализации мер безопасности

Эти аспекты позволяют создать целевую функцию, которая станет основой для оценки текущего состояния и определения направлений для улучшения КСБ.

Факторы, влияющие на построение целевой функции

При разработке целевой функции важно понимать, какие факторы определяют ее структуру и содержание. Комплексная Система Безопасности охватывает множество компонентов, и каждый из них вносит свой вклад в общую модель. Рассмотрим основные факторы, влияющие на создание целевой функции.

Угрозы безопасности

Одним из ключевых аспектов, который необходимо учитывать при построении целевой функции, являются угрозы безопасности. Угрозы для безопасности данных и систем могут классифицироваться как исходящие из внешней среды и внутренние факторы. К внешним угрозам относятся такие риски, как кибератаки со стороны хакеров, распространение вредоносного ПО (программных вирусов), шпионское ПО и прочие виды киберпреступлений. Внутренние же угрозы часто обусловливаются человеческим фактором: ошибками персонала, неконтролируемым доступом к ресурсам или умышленными действиями сотрудников, направленными против интересов организации.

Целевая функция должна быть ориентирована на оценку рисков от этих угроз и эффективности мер по их минимизации. Для этого важно проводить регулярные оценки угроз и обновлять целевую функцию в соответствии с новыми данными.

Уязвимости системы

Другим важным компонентом, который следует учитывать при построении целевой функции, являются уязвимости системы. Это могут быть как физические уязвимости, такие как слабые места в охране зданий, так и информационные уязвимости, например, недостаточно защищенные данные.

Анализ уязвимостей позволяет определить, какие элементы системы требуют наибольшего внимания и инвестиций. Таким образом, целевая функция должна не только отражать уровень угроз, но и показывать, какие уязвимости наиболее критичны и как их можно устраниć.

Ресурсы и возможности

Успех комплексной системы безопасности во многом зависит от ресурсов, доступных для её реализации. Это включает в себя финансовые затраты, квалификацию сотрудников и технологии, используемые для защиты данных. Целевая функция должна быть такой, чтобы оценивать, насколько эффективно используются ресурсы в борьбе с угрозами и минимизацией уязвимостей.

Важно учитывать, что любые меры, направленные на обеспечение безопасности, требуют ресурсов, и целевая функция должна помочь в принятии решений о том, где эти ресурсы наиболее эффективно направлять.

Построение целевой функции: этапы и методология

Теперь, когда мы рассмотрели ключевые факторы, влияющие на построение целевой функции, давайте детально рассмотрим процесс его разработки. Этот процесс можно разделить на несколько этапов.

Сбор данных

Первый и один из самых важных этапов в построении целевой функции — это сбор данных. Это необходимо для всестороннего анализа угроз, уязвимостей и ресурсов, доступных для КСБ. Сбор данных включает в себя:

- Оценку существующих угроз
- Анализ уязвимостей системы
- Опрос сотрудников и экспертов в области безопасности относительно ключевых рисков
- Изучение лучших практик и применение современных моделей информационной безопасности.
- Собранные на этом этапе материалы становятся фундаментом проведения дальнейшего изучения проектируемой модели и синтеза целевой функции.

Анализ возможных рисков

На основе собранных данных необходимо провести анализ существующих рисков и возможных уязвимостей. Необходимо провести моделирование и анализ вероятности проявления каждого риска и оценку потенциального ущерба, который он может причинить.

Методы анализа могут варьироваться — от качественного анализа до количественного. Каждый из этих методов имеет свои преимущества, и выбор подходящего метода зависит от специфики задач и доступных ресурсов.

Формулировка целевой функции

На основании полученных данных и анализа необходимо формулировать целевую функцию. Целевая функция должна быть ясной и понятной, а также отражать основные цели и задачи системы безопасности.

Примером целевой функции может быть формула, которая учитывает уровень угрозы, вероятные уязвимости и доступные ресурсы. Основная задача целевой функции — помочь в принятии управленческих решений и в определении направлений для улучшения системы безопасности.

Оценка эффективности и улучшение

После построения целевой функции необходимо регулярно проводить её оценку и улучшать. Это позволяет адаптироваться к меняющимся условиям и угрозам.

Регулярные аудиты и анализ эффективности системы обеспечивают возможность выявления слабых мест и их оперативного устранения. Кроме того, важным аспектом является регулярное обновление целевой функции на основе новых данных о угрозах и уязвимостях.

Примеры применения целевой функции в КСБ

Для лучшего понимания процессов, связанных с построением целевой функции в комплексных системах безопасности, рассмотрим несколько примеров, подробно описанных в [8-10].

Пример 1: Кибербезопасность

В сфере кибербезопасности целевая функция может быть построена с акцентом на оценку рисков, связанных с атакующей активностью. Здесь учитываются различные факторы, такие как типы атак (например, DDoS или фишинг), уязвимости систем и потенциальный ущерб.

Построенная целевая функция будет представлять собой комплексное уравнение, включающее все эти факторы, и поможет в выборе методов защиты от наиболее опасных угроз.

Пример 2: Физическая безопасность

В сфере физической безопасности целевая функция может концентрироваться на оценке рисков, связанных с несанкционированным доступом к объектам. Это будет включать в себя оценку уровня безопасности входных точек, наличие систем видеонаблюдения и контроля доступа, а также анализ угроз, таких как кража или вандализм.

Анализ информации из целевой функции поможет определить, какие участки требуют более строгих мер безопасности, а какие могут быть оптимизированы для эффективного расходования ресурсов.

Пример 3: Управление человеческим фактором

Человеческий фактор - важнейший аспект безопасности, который может как усилить, так и ослабить ее. При построении целевой функции в этой области следует учитывать программы обучения сотрудников, кампании по повышению осведомленности о безопасности и системы отчетности об инцидентах.

Эффективная целевая функция позволит организации оценивать эффективность работы сотрудников в соответствии с требованиями безопасности и определять необходимые меры по обучению и контролю. Благодаря регулярному мониторингу и корректировке целевой функции можно обеспечить повышение культуры безопасности в организации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Построение целевой функции сложной технической системы — это многоэтапный процесс. Он требует тщательного анализа, понимания целей системы, а также применения различных методов оптимизации. Целевая функция является основополагающим инструментом для принятия решений и достижения оптимальных результатов. Правильное построение и валидация целевой функции позволяют существенно повысить эффективность работы системы, снизить эксплуатационные затраты и улучшить качество продукции. В условиях стремительных изменений и роста сложности современных систем актуальность этой темы только возрастает. Практика показывает, что внимание к целевой функции и ее корректности может значительно повысить конкурентоспособность и устойчивость компаний на рынке.

Отдельный вопрос - построение целевой функции в рамках моделирования Комплексной Системы Безопасности — это многоступенчатый процесс, требующий глубокого анализа угроз, уязвимостей и ресурсов. Она является основой для оценки текущего состояния системы и выявления направлений для улучшения. Регулярное обновление и адаптация целевой функции помогут обеспечить ее актуальность и эффективность в условиях меняющегося окружения.

Для достижения максимального эффекта важно учитывать все аспекты, включая кибербезопасность, физическую безопасность и человеческий фактор. Грамотно разработанная и реализованная целевая функция может стать мощным инструментом в борьбе с угрозами и обеспечении комплексной безопасности. В мире с растущими рисками и технологическими изменениями, непрерывное совершенствование системы безопасности остается ключевым элементом для защиты информации и ресурсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лубенцов А.В., Андреева О.А., Системный анализ оптимизации в модели управлеченческих решений комплексной системы безопасности/ Вестник Воронежского института ФСИН России №2 / 2022, сс. 103-111.
2. Лубенцов А.В., «Системный анализ и синтез методов поддержки принятия решений при построении комплексной системы безопасности» / Вестник Воронежского института ФСИН России №1/ 2023, сс. 91-97.

3. Лубенцов А.В. Кобзистый С.Ю., Разработка методов и алгоритмов принятия оптимальных решений в управлении комплексной системой безопасности / Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия "Естественные и технические науки", 2023; №9 сс. 119-124.
4. Лянгузов Д. А. Постановка задачи структурно-параметрического синтеза низкопрофильной антенны // Известия ТулГУ. Технические науки. 2023. №11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postanovka-zadachi-strukturno-parametricheskogo-sinteza-nizkoprofilnoy-antennny> (дата обращения: 14.02.2025).
5. Котенко И. В., Парашук И. Б. Автоматизированный адаптивный мониторинг комплексной безопасности информационных систем "умного города": целевые функции концептуальной модели // Вестник АГТУ. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2018. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizirovannyy-adaptivnyy-monitoring-kompleksnoy-bezopasnosti-informatsionnyh-sistem-umnogo-goroda-tselevye-funktsii> (дата обращения: 16.01.2025).
6. Галицкая Л. В. Активно-пассивная идентификация промышленных объектов в системах управления // Доклады ТУСУР. 2012. №1-2 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/aktivno-passivnaya-identifikatsiya-promyshlennyh-obektov-v-sistemah-upravleniya> (дата обращения: 24.02.2025).
7. Конопацкий, Д. А., Лобатый, А. А. Оптимизация информационных потоков на основе сетевых моделей систем // Наука и техника. 2025. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/optimizatsiya-informatsionnyh-potokov-na-osnove-setevyh-modeley-sistem> (дата обращения: 14.03.2025).
8. Лубенцов А. В. Синтез метода оценки эффективности системы информационной безопасности // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2024. – Т. 29, № 1. – С. 118-129. – DOI 10.24151/1561-5405-2024-29-1-118-129. – EDN UJNZBJ.
9. Лубенцов А.В., Синтез иерархической многоуровневой модели параметров для оценки эффективности системы защиты информации в условиях нечетких данных / «Известия высших учебных заведений. Электроника», МИЭТ, г. Москва, 2024. Т. 29. № 2. С. 236-248.
10. Лубенцов А. В., Душкин А.В., Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.

REFERENCES

1. Lubencov A.V., Andreeva O.A., Sistemnyj analiz optimizacii v modeli upravlencheskih reshenij kompleksnoj sistemy bezopasnosti/ Vestnik Voronezhskogo instituta FSIN Rossii №2 / 2022, ss. 103-111.
2. Lubencov A.V., «Sistemnyj analiz i sintez metodov podderzhki prinjatija reshenij pri postroenii kompleksnoj sistemy bezopasnosti» / Vestnik Voronezhskogo instituta FSIN Rossii №1/ 2023, ss. 91-97.
3. Lubencov A.V. Kobzistyj S.Ju., Razrabotka metodov i algoritmov prinjatija optimal'nyh reshenij v upravlenii kompleksnoj sistemoj bezopasnosti / Sovremennaja nauka: aktual'nye problemy teorii i praktiki. Serija "Estestvennye i tehnicheskie nauki", 2023; №9 ss. 119-124.
4. Ljanguzov D. A. Postanovka zadachi strukturno-parametricheskogo sinteza nizkoprofil'noj antennny // Izvestija TulGU. Tehнические nauki. 2023. №11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postanovka-zadachi-strukturno-parametricheskogo-sinteza-nizkoprofilnoy-antennny> (data obrashchenija: 14.02.2025).

5. Kotenko I. V., Parashhuk I. B. Avtomatizirovannyj adaptivnyj monitoring kompleksnoj bezopasnosti informacionnyh sistem "umnogo goroda": celevye funkciy konceptual'noj modeli // Vestnik AGTU. Serija: Upravlenie, vychislitel'naja tehnika i informatika. 2018. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizirovannyy-adaptivnyy-monitoring-kompleksnoy-bezopasnosti-informatsionnyh-sistem-umnogo-goroda-tselevye-funktsii> (data obrashhenija: 16.01.2025).
6. Galickaja L. V. Aktivno-passivnaja identifikacija promyshlennyh obektov v sistemah upravlenija // Doklady TUSUR. 2012. №1-2 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/aktivno-passivnaya-identifikatsiya-promyshlennyh-obektov-v-sistemah-upravleniya> (data obrashhenija: 24.02.2025).
7. Konopackij, D. A., Lobatyj, A. A. Optimizacija informacionnyh potokov na osnove setevyh modeley sistem // Nauka i tehnika. 2025. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/optimizatsiya-informatsionnyh-potokov-na-osnove-setevyh-modeley-sistem> (data obrashhenija: 14.03.2025).
8. Lubencov A. V. Sintez metoda ocenki jeffektivnosti sistemy informacionnoj bezopasnosti // Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Jelektronika. – 2024. – T. 29, № 1. – S. 118-129. – DOI 10.24151/1561-5405-2024-29-1-118-129. – EDN UJNZBJ.
9. Lubencov A.V., Sintez ierarhicheskoy mnogourovnevoj modeli parametrov dlja ocenki jeffektivnosti sistemy zashhity informacii v uslovijah nechetkih dannyh / «Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Jelektronika», MIJeT, g. Moskva, 2024. T. 29. № 2. S. 236-248.
10. Lubencov A. V., Dushkin A.V., Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254p.

АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СИСТЕМОЙ

A. V. Мефедов¹

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

Аннотация. В данной статье представлен вариант алгоритмического обеспечения децентрализованного мультиагентного управления с использованием графов состояния системы.

Ключевые слова: децентрализованное управление; мультиагентная система управления; граф состояния системы.

ALGORITHMIC SUPPORT FOR DECENTRALIZED MANAGEMENT OF A MULTI-AGENT SYSTEM

A.V. Mefedov¹

¹Military education scientific center of the Air Force «Air Force Academy named after professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin» (MESC AF «AFA»), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This article presents a variant of algorithmic support for decentralized multi-agent management using system status graphs.

Keywords: decentralized management; multi-agent management system; system status graph.

1. ВВЕДЕНИЕ

На современном этапе развития и разработки систем группового управления, децентрализованное управление является одним из наиболее перспективных. Основными причинами перехода к нему являются высокая гибкость, а также возможность управлять большим числом агентов в группе [1].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Таким образом, для решения задачи группового управления, требуется разработать несложное интеллектуальное алгоритмическое обеспечение линейного роста времени принятия решения.

3. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

В общем случае, систему можно представить в виде графа, причем максимальная степень вершины будет ограничена технически (рисунок 1).

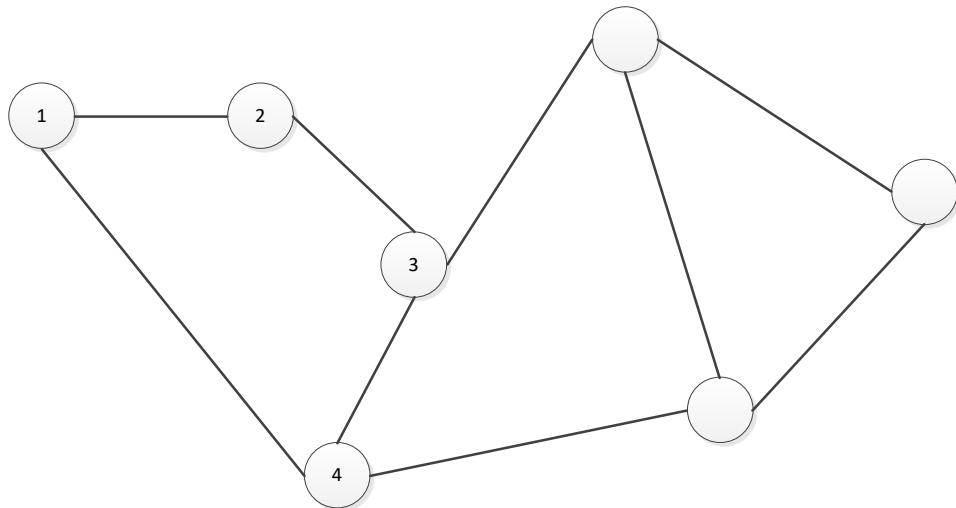


Рис. 1. Граф мультиагентной системы

Предположим, что агент «1» обладает некоей информацией, которая влияет на систему. Он отправляет сообщения своим «соседям» - агентам «2» и «3». Те, в свою очередь, также передают ее всем связанным с ними агентам, и так до тех пор, пока о событии не будут оповещены все агенты в группе. Чтобы избежать повторения рассылки, вводится правило, согласно которому, если агент уже «знает» о данном событии, он не пересыпает его другим. В таком случае, сообщения будут распространяться лишь в той части системы, где о событии еще неизвестно, а в той части, где событие уже зарегистрировано, распространение сообщений остановится. Определим время распространения информации в системе. Для расчета будем исходить из наихудшего случая, когда источником распространения стало только один агент. Пусть в группе будет N агентов, у каждого агента может быть до k подключений. Время передачи одного сообщения по связи t . Время t , необходимое для передачи данных между двумя агентами можно выразить как:

$$t = t_{\pi} + t_T, \quad (1)$$

где: t_{π} – время передачи данных по каналу; t_T – время затраченное на обработку сигнала сетевой картой и программным обеспечением.

Очевидно, что $t_{\pi} \ll t_T$. Так как время обработки сигнала не зависит от расстояния между источником и приемником, можно считать что $t \approx t_T$ и t , таким образом, является фактически постоянной величиной для заданного размера сообщения и типа аппаратной платформы. Если считать, что распространение события начинается с одного агента в группе, то через время t о событии узнает еще k агентов, где k – количество связей первого агента. Затем каждый из k агентов разошлет событие всем связанным с ним агентам и так далее. Так как время t всегда одинаковое, количество агентов, получивших информацию, растет во времени скачкообразно (рисунок 2).

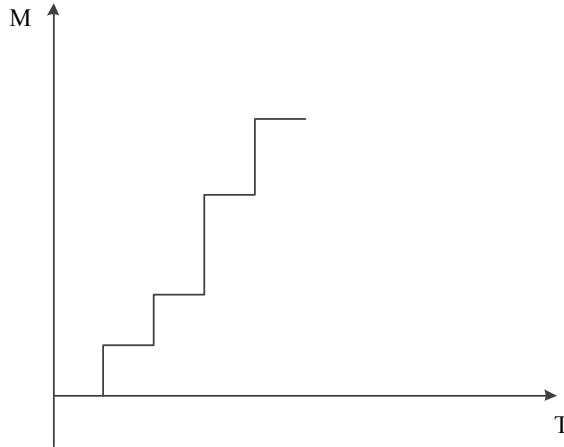


Рис. 2. График охвата системы информацией

Таким образом, процесс распространения информации происходит дискретно во времени, что позволяет рассматривать не время как переменную, а номер дискретного интервала длиной t .

Пусть некоторый агент обладает оптимальным решением и начинает его распространение. Тогда, если для распространения информации по всей группе понадобилось τ интервалов, общее время будет:

$$T = t \times \tau. \quad (2)$$

В дальнейшем будем оперировать именно величиной количества интервалов τ , так как это позволит абстрагироваться от физических свойств реализации системы.

Так как при нормальной работе системы граф связей должен быть связным, можно считать, что в системе всегда можно выделить подграф, являющийся деревом. Пусть агент, вначале генерирующий событие считается корнем дерева. Очевидно, уровень узла равен количеству интервалов передачи данных, через которые узел получит информацию о событии. Тогда время распространения информации (в интервалах) будет равно высоте дерева. Наибольшая высота дерева, которое можно построить на N узлах равна $N-1$. Отсюда получаем время распространения информации:

$$\tau \leq N-1. \quad (3)$$

Если же каждый узел в дереве имеет степень не менее трёх, можно наложить более сильное ограничение. Пусть каждый узел имеет степень k . Тогда количество узлов, получивших информацию на i -м интервале, равно:

$$m_i = (k-1)m_{i-1}. \quad (4)$$

Очевидно, что это формула геометрической прогрессии, причем $m_1 = k$. Тогда, используя формулу суммы прогрессии, получим следующую формулу для определения количества интервалов для распространения события

$$\tau \leq \log_{k-1} \frac{N(k-2)+1}{k}. \quad (5)$$

В результате, время распространения события будет увеличиваться пропорционально логарифму от N .

Рассмотрим реальный граф связей как дерево, к которому добавили новые дуги. Можно выделить два типа таких дуг:

- дуга, соединяющая два узла одинакового уровня;
- дуга, соединяющая два узла разного уровня.

В первом случае дуга никак не влияет на распространение сигнала. Во втором случае также легко проверить, что замедлить распространение информации такая связь не может. В общем случае, можно говорить о том, что время распространения информации изменяется не более чем линейно. Данное доказательство можно использовать для проверки простейшего децентрализованного алгоритма принятия решений.

Пусть перед группой стоит некоторая задача, содержащая нечеткую логику. Тогда каждый из агентов может сгенерировать предполагаемое решение на основе собственных значений переменных состояния. В то же время, среди этих решений необходимо отобрать оптимальное решение. Так как алгоритм децентрализованный, предлагается проводить оценку решений в процессе обмена значениями функции приспособленности между агентами. Функция приспособленности решения рассчитывает численную оценку оптимальности решения. При получении значения приспособленности агент должен оценить, является ли данное решение достаточно «хорошим». При такой оценке производится сравнение полученного значения и значений, накопленных агентом ранее (полученных им от других агентов или сгенерированных им самим). При этом составляется список обладателей лучших решений, размер которого задается при программировании системы. При этом, если новое решение не попадает в список или имя агента, обладающего решением, уже есть в списке, никаких действий не производится. Иначе, имя агента, сгенерировавшего решение, заносится в список (если нужно, вытесняя оттуда худшее решение). После этого, если решение вошло в список, агент передает значение функции приспособленности всем связанным с ним агентам для дальнейшей оценки. Таким образом, «плохие» решения прекращают распространяться в сети, а «хорошие», наоборот, передаются дальше. При этом в общей сети передачи данных остаются лишь значения, соответствующие наиболее приспособленным решениям. В результате, каждый агент, обнаружив, что в сети циркулируют одни и те же решения, завершает процесс принятия решения. Особо отметим, что никакого центра принятия решений не требуется, так как в результате обмена данными каждый агент системы будет хранить в своей памяти одни и те же лучшие решения [2].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Очевидно, для оценки времени принятия решения можно использовать полученную формулу (2). Отсюда можно сделать вывод, что время принятия решения даже в наихудшем случае будет изменяться линейно, что и требуется от децентрализованного алгоритма.

ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В.С., Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления. Монография. М.: Радиотехника, 2014. – 376 с.
2. Дьяченко А.А. Задача формирования строя в группе // Известия ЮФУ: Ростов-на-Дону, 2012. – С. 22 - 30.

REFERENCES

1. Verba V.S., Merkulov V.I. Aviation radio control systems. Monograph. M.: Radio Engineering, 2014. – 376 p.
2. Dyachenko A.A. The task of forming a system in a group // Izvestiya SFU: Rostov-on-Don, 2012. pp. 22-30.

МОДЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ NGN-СЕТИ ВЕДОМСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫМИ КОМПОНЕНТАМИ

А. Н. Буренин, В.С. Артамонов

АО «НИИ «Рубин», г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Предлагается модель современной сети связи следующего поколения (NGN-сети) с управляемыми программно-конфигурируемыми компонентами, позволяющая стохастически описать состояния программно-конфигурируемых компонентов этой сети для организации управления ими в сложных условиях функционирования ведомственной системы связи специального назначения.

Ключевые слова: NGN-сеть связи, программно-конфигурируемая сеть (SDN-сеть), математическая модель.

MODEL OF A MODERN NGN-NETWORK OF A SPECIAL-PURPOSE DEPARTMENTAL COMMUNICATION SYSTEM WITH CONTROLLED SOFTWARE-CONFIGURABLE COMPONENTS

A.N. Burenin, V.S. Artamonov

JSC "Research Institute "Rubin", St. Petersburg, Russia

Abstract. A model of a modern next-generation communication network (NGN-network) with controlled software-configurable components is proposed, which makes it possible to stochastically describe the states of software-defined components of this network for organizing their management in difficult conditions of functioning of a special-purpose departmental communication system.

Keywords: NGN communication network, software-defined network (SDN-network), mathematical model.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время ведомственные системы связи специального назначения (ССЧН) и сети связи в их структуре строятся в соответствии с концепцией сетей следующего поколения (NGN) или мультисервисных сетей связи. Наибольший интерес имеет применение в составе ССЧН NGN-сетей, функционирующих с технологиями SDN и NFV:

- SDN (Software Defined Networking) позволяет программно управлять сетью, гибко перераспределять ресурсы;
- NFV (Network Functions Virtualization) предоставляет возможность виртуализировать сетевые функции, что упрощает управление сетью и снижает затраты.

Структура сети SDN обычно делится на три основных уровня:

1) уровень приложений, который включает в себя приложения и службы сети. Приложения могут включать системы управления трафиком, балансировщики нагрузки, системы безопасности и другие сетевые приложения, которые взаимодействуют с контроллером SDN;

2) уровень контроля включает контроллер SDN, который управляет сетью, принимая решения о том, как обрабатывать и направлять трафик. Контроллер

взаимодействует с сетевыми устройствами через протоколы, и отправляет им команды для конфигурации и управления;

3) уровень данных (или инфраструктуры) включает физические и виртуальные сетевые устройства (коммутаторы и маршрутизаторы), которые обрабатывают и передают данные. Устройства на этом уровне выполняют команды, полученные от контроллера, и передают трафик в соответствии с заданными правилами.

Эта трехуровневая архитектура позволяет отделить управление сетью от ее физической инфраструктуры, что упрощает управление, повышает гибкость и улучшает адаптивность сети. Виртуализация сети обеспечивает возможность разбивать одну физическую сеть на разные виртуальные сети или объединять устройства из разных физических сетей в одну виртуальную сеть, а сама технология SDN предлагает новый способ управления маршрутизацией пакетов данных через централизованный сервер (контроллер SDN).

При этом разница между обычным компонентом распределенной NGN-сети и NGN-сети с контроллером SDN в качестве ядер сети заключается в следующем. Традиционная сеть имеет распределенную сетевую структуру, в которой каждый маршрутизатор или коммутатор осуществляет сбор данных о соединениях, задержках, пропускной способности каналов; независимо вычисляет кратчайший путь маршрутизации пакетов к определенному месту назначения. Любые изменения топологии сети приведут к тому, что маршрутизаторы будут лавинно рассыпать информацию о состоянии нового канала и независимо вычислять новый маршрут. Следовательно, традиционная сеть имеет автоматическое схождение сети в случае сбоя, что обеспечивает высокую надежность сети.

В SDN-сети сетевая конвергенция зависит от контроллера SDN. Контроллер SDN управляет процессом обнаружения и обновления информации о сети; принимает решения о маршрутизации трафика сети; обеспечивает динамическое изменение маршрутизации на сетевых устройствах; осуществляет сбор и анализ данных о производительности сети и оптимизацию маршрутизации. Следовательно, контроллер SDN не просто управляет маршрутизацией, но и предоставляет высокоуровневое управление сетью, включая автоматизацию и оркестрацию ресурсов, что делает процесс управления более гибким и адаптивным к изменяющимся условиям и требованиям сети.

Успешно решить задачи управления SDN-сетью можно с применением стандартных решений, современных телекоммуникационных, информационных технологий и протоколов, технологий и протоколов управления, а также моделей управления, которые фактически будут являться моделями обеспечения функционирования SDN компонентов сети с необходимым уровнем качественных показателей. Среди таких моделей, учитывая разнородность технологий и стохастичность условий функционирования SDN компонентов мультисервисной сети при возмущениях (сбоях), существенный интерес представляют модели так называемого стохастического управления.

При решении этих задач специалисты по сетевому управлению столкнулись с некоторыми подзадачами, для решения которых требовались очень точные характеристики SDN компонентов NGN-сети. При этом сами SDN компоненты NGN-сети оказались достаточно сложными. Все это привело к невозможности использования классических вариационных методов, лежащих в основе детерминированной теории оптимального управления и к тому, что проблемы устойчивости управления становятся не столь важными, т. к. очень часто каждая реальная подсистема управления SDN компонентами NGN-сети устойчива при довольно общих условиях [2, 3]. Кроме того, в детерминированной теории оптимального управления не введено различие между программным управлением, характерным для разомкнутой системы, и управлением с

обратной связью, а сама обратная связь представляет собой просто некоторую функцию переменных управления.

В этом плане разомкнутая система и замкнутая система (с обратной связью) эквивалентны в том смысле, что функция потерь для них имеет одно и то же значение, несмотря на то, что характеристики устойчивости у них различны. Так система программного управления всегда устойчива, в то время как система с обратной связью лишь асимптотически устойчива.

Другим недостатком детерминированной теории управления является тот, что воздействия или помехи описываются в ней априорно известной функцией, т. е. рассматриваются нереальные модели возмущений.

В отличие от детерминированной, стохастическая теория управления рассматривает SDN компоненты NGN-сети, которые можно описать разностными или дифференциальными уравнениями с учетом действующих реальных возмущений и помех, заданных случайными процессами, позволяет получить ответы на следующие вопросы:

- каковы стохастические свойства параметров SDN компонентов NGN-сети?
- как при заданных сети критериев найти такой закон управления ими, который минимизирует один или несколько критериев?

При этом одним из основных положений стохастической теории управления SDN компонентами NGN-сети является теория фильтрации, разработанная Винером и Колмогоровым, в которой необходимо решать интегральные управления Винера-Хопфа, что часто достаточно сложно осуществить. Поэтому для решения этих задач целесообразно применять теорию Калмана-Бьюси [3, 4].

2. SDN КОМПОНЕНТЫ NGN-СЕТИ ВЕДОМСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ КАК ОБЪЕКТЫ УПРАВЛЕНИЯ

Основой задачей NGN-сети специального назначения является предоставление пользователям ведомств разнообразных информационных и телекоммуникационных услуг требуемого качества. В монографии [1] в качестве базовой логической модели предложена многоуровневая функциональная архитектура. При этом предложено сеть представить трехуровневой мультисетевой моделью, каждый уровень которой задается вполне определенной совокупностью сетей услуг, предоставляющих фиксированные услуги конкретного уровня: инфраструктурного, промежуточного и базового. При таком подходе каждая уровневая сеть услуг может быть описана *графами* $GIL(YA, Hb)$, $GMWL(JA, Eb)$, $GBL(ZA, Tb)$, представляющими собой модель соответственно сетей услуг инфраструктурного, промежуточного и базового уровней.

Выделенные уровневые инфраструктурные, промежуточные, базовые сети услуг целесообразно рассмотреть как определенные архитектурные компоненты: инфраструктурный (ИК), промежуточный (ПК), базовый (БК), которые фактически определяют функционирование всей NGN-сети в условиях различных случайных возмущений, характеризуя такое важное ее свойство как устойчивость.

Для каждого уровня модели NGN-сети, интенсивность требований на получение услуг является суммой интенсивностей частных требований на определенную (i, j, k) услугу, т. е.:

$$\begin{aligned}\Lambda_{IL} &= \sum \lambda_{IL}(i); \\ \Lambda_{MWL} &= \sum \lambda_{MWL}(j); \\ \Lambda_{BL} &= \sum \lambda_{BL}(k)\end{aligned}\tag{1}$$

Значение интенсивности выходного потока обслуженных требований (т. е. требований, которым был предоставлен соответствующий сервис) составит соответственно для инфраструктурного, промежуточного и базового уровней:

$$\begin{aligned} B_{IL} &= \Theta_{IL}(\Lambda_{IL}); \\ B_{MWL} &= \Theta_{MWL}(\Lambda_{MWL}); \\ B_{BL} &= \Theta_{BL}(\Lambda_{BL}) \end{aligned} \quad (2)$$

где Θ_{IL} , Θ_{MWL} , Θ_{BL} – векторные функции, задающие модель соответственно инфраструктурного, промежуточного, базового компонента NGN-сети, учитывающую возмущения.

Математическую модель NGN-сети ведомственной системы связи специального назначения можно представить следующим образом, рис. 1.



Рис.1. Математическая модель функционирования NGN сети

Представляя все SDN компоненты модели NGN-сети случайными функциями и случайными процессами, можно решать задачу управления ею процедурами, рассмотренными в стохастической теории управления. При этом прогноз дается в виде выходной переменной динамической системы, а управление осуществляется по наблюдениям, а для того, чтобы определить коэффициенты этой динамической системы, требуется решить уравнение Риккати [3, 4] с заданными начальными условиями.

Само по себе уравнение Риккати аналогично уравнению управления линейными детерминированными системами с квадратичным критерием, поэтому для решения задач оптимальной фильтрации и детерминированного управления можно использовать схожие алгоритмы.

Для таких систем, как рассматриваемые NGN-сети, с квадратичным критерием, решение получается на основе теоремы разделения, которая позволяет строить оптимальную стратегию управления, составленную из двух частей (рис. 2): оптимального фильтра, вычисляющего оценки состояния NGN-сети в виде условного среднего при наблюдаемых выходных данных (2), и обратной связи (от оцениваемого состояния к управлению).

В этом случае оказывается, что обратная связь получается такой же, как при отсутствии возмущений и точного измерения состояния сети и может быть найдена путем решения задачи детерминированного управления, а условное среднее значение состояния сети характеризует выходную переменную фильтра Калмана, который в значительной степени задает модель NGN-сети, когда управление осуществляется по наблюдениям, и который обладает характеристиками, зависящими от возмущений и динамических свойств NGN сети.

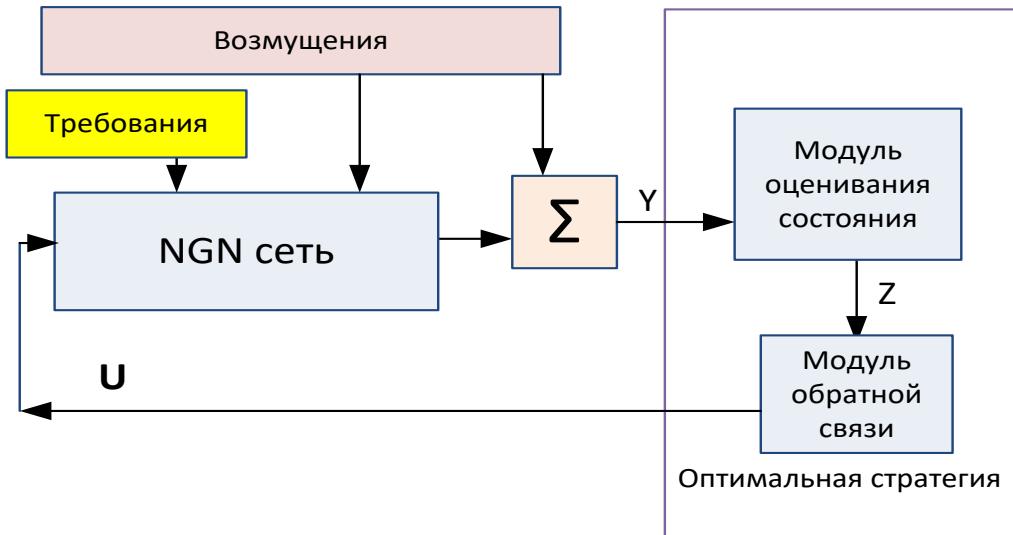


Рис. 2. Управление NGN-сетью ведомственной ССЧ на основе применения теоремы разделения

Таким образом, оптимальная стратегия решения задачи стохастического управления SDN компонентами NGN-сети с квадратичным критерием состоит из динамической системы с зависящими от времени параметрами, получаемыми при решении уравнения Риккати с заданными начальными условиями. Часто удается это осуществить на основе численных алгоритмов.

3. СТОХАСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ SDN КОМПОНЕНТОВ NGN-СЕТИ

В качестве моделей SDN компонентов NGN-сети ведомственной СС специального назначения можно использовать стационарные случайные процессы $\{b(t), t \in T\}$, для которых [5-7] распределение $\{b(t_1), b(t_2), \dots, b(t_h)\}$ тождественно равно распределению $\{b(t_1 + \tau), b(t_2 + \tau), \dots, b(t_h + \tau)\}$ для всех τ , для которых справедливо:

$$M\{b(t)\} = \int_{\Omega} b(t, \omega) P(d\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^{+T} b(t, \omega) dt. \quad (3)$$

Среди процессов, задающих SDN компоненты NGN-сети ведомственной СС специального назначения, представляющих собой близкую к равновесной композицию случайных элементов, выделяют нормальные или гауссовые процессы [5-7], для которых совместное распределение $\{b(t_1), b(t_2), \dots, b(t_h)\}$ является нормальным для каждого k и которые определяются средним значением $b_x = M\{b(t_i)\}$, ковариациями $k_{ij} = \text{cov}\{b(t_i), b(t_j)\} = M\{[b(t_i) - m_b][b(t_j) - m_b]\}$ и плотностью распределения:

$$f(\xi) = (2\pi)^{-k/2} (\det K)^{-1/2} \exp[-\frac{1}{2} (\xi - m_b)^T K^{-1} (\xi - m_b)], \quad (4)$$

где:

$$m_b = \begin{bmatrix} m_{b1} \\ m_{b2} \\ \vdots \\ m_{bk} \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1k} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots \\ r_{1k} & \dots & \dots & r_{kk} \end{bmatrix}.$$

Некоторые SDN компоненты NGN-сети, поведение которых характеризуется низким уровнем последействия, лучше описываются моделью марковского процесса $\{b(t), t \in T\}$, для которого характерно [5-7], что для любых элементов множества $T = \{t_1 < t_2 < t_h\}$, условная вероятность равна $P\{b(t) \leq b(t_1), b(t_2), b(t_h)\} = P\{b(t) \leq b(t_h)\}$

В целом в качестве моделей состояния NGN-сети при стохастическом управлении ею уже нельзя использовать системы дифференциальных (разностных) уравнений первого порядка, как в детерминированном случае, а целесообразно рассматривать стохастические разностные и дифференциальные уравнения, которые определяют марковский характер протекающих процессов.

Представляет интерес рассмотрение процессов стохастического управления в дискретные моменты времени, которое позволяет достаточно просто получить стохастическую модель состояния NGN-сети простым добавлением значений возмущений и требований к правому члену каждого дифференциального уравнения в системе.

Рассматривая любое состояние NGN-сети ведомственной СС специального назначения, следует отметить, что для траектории ее движения в будущем не зависит, каким образом было достигнуто данное состояние. Ясно, что нельзя требовать, чтобы движение NGN-сети как стохастической системы в будущем однозначно определялось ее состоянием в настоящем, поэтому стохастическая модель состояния может быть задана следующим образом:

$$\mathbf{s}(t+1) = h[\mathbf{s}(t), t] + \bar{v}[\mathbf{s}(t), t], \quad t \in T, \quad (5)$$

где $h[\dots]$ – условное среднее;

$\mathbf{s}(t)$ – n -мерный вектор состояния SDN компонента NGN-сети;

\bar{v} – многомерная случайная величина с нулевым средним.

При этом условное вероятностное распределение $\mathbf{s}(t+1)$ при зафиксированном $\mathbf{s}(t)$ не зависит от того как NGN сеть ведомственной СС специального назначения пришла в состояние $\mathbf{s}(t)$. Отсюда следует, что условное распределение $\bar{v}(t)$ также не зависит от предыстории. Модель (5) будет стохастическим разностным уравнением, описывающим состояние NGN-сети.

Стохастический процесс $\mathbf{s}(t), t \in T$, описывающий состояние NGN-сети ведомственной СС специального назначения, можно полностью характеризовать математическим ожиданием и ковариационной функцией.

Среднее значение стохастического процесса, описывающего состояние NGN сети ведомственной СС специального назначения является решением разностного уравнения при начальном условии $m_s(0)$.

Для поиска значения ковариационной функции считаем $m_s(t_0) = 0$, что само по себе не ограничивает общности рассуждений, т. к. всегда допустимо ввести переменную $\mathbf{s}'(t) = M\mathbf{s}(t) - m_s(t)$.

Для NGN-сетей ведомственных СС специального назначения, функционирующих в относительно стабильных случайных средах, решением уравнения является нормальный процесс $\mathbf{s}(t)$ со средним значением $m_s(t+1) = B(t+1, t)m_s(t)$, начальным условием $m_s(t_0) = m_s(0)$ и ковариационной функцией $K(\vartheta, t) = B(\vartheta, t)K(t)$, $\vartheta \leq t$, при этом $K(t)$ удовлетворяет условию $K(t+1) = B(t+1, t)K(t)B^T(t+1, t) + K_1(t)$ и $K(t_0) = K_0$.

Для стационарных условий функционирования NGN-сети можно считать матрицы B и K_1 постоянными, поэтому справедливо следующее соотношение:

$$K(t) = B^T K(0) [B^T]^t + \sum_{g=0}^{t-1} B^T K_1 [B^T]^g. \quad (6)$$

Как правило, для рассматриваемых NGN-сетей ведомственных СС специального назначения собственные значения матрицы B меньше единицы, поэтому ряд (6) сходится.

Таким образом, получены результаты оценивания состояний SDN компонентов NGN-сети специального назначения в трактовке задач стохастического управления, что позволяет использовать для управления ими все приемы и стратегии в соответствии со схемой управления, соответствующей теоремы разделения, приведенной на рис. 2.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В условиях обострения мировой обстановки возрастает вероятность существенного изменения характера функционирования систем связи (СС) силовых под воздействием интенсивных возмущений. В результате может произойти срыв процессов управления системой связи.

При этом следует оперировать конкретными параметрами и характеристиками функционирования ведомственной СС специального назначения для того, чтобы быть уверенным в достаточности выделяемых средств для обеспечения устойчивого ее функционирования и устойчивого процесса управления сетями типа NGN, которые реализуются на принципах программно – конфигурируемых сетей или SDN сетевых компонентов.

Предложенные в статье модели оценивания состояний SDN компонентов NGN-сети специального назначения предназначаются для применения в общей модели управления сетью связи, на основе которой будет достигаться высокоуровневое управление сетью, включая автоматизацию и оркестрацию ресурсов и предоставляемых услуг сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буренин А.Н., Легков К.Е. Инфокоммуникационные системы и сети специального назначения. Основы построения и управления. ИД Медиа Паблишер. М.: 2015. 348 с.
2. Belman R, Kalaba R. Mathematical Trends in Control Theory. Dover. New York. 1963. 273 p.
3. Понтрягин Л.С. и др. Математическая теория оптимальных процессов. Наука. М.: 1969. 289 с.
4. Белман Р. Процессы регулирования с адаптацией. Перевод с англ. Наука. М.:1964. 327 с.
5. Prabhu N.U. Stochastic Processes. Basic Theory and its Applications. New York. 1965. 347 p.
6. Карлин С. Основы теории случайных процессов. Перевод с английского. Мир. М.:1971. 658 с.
7. Гихман И.И., Скороход А.В. Введение в теорию случайных процессов. Наука. М.:1965. 606 с.

REFERENCES

1. Burenin A.N., Legkov K.E. Infocommunication Systems and Special Purpose Networks. Fundamentals of construction and management. Media Publisher. Moscow, 2015. 348 p.
2. Belman R., Kalaba R. Mathematical Trends in Control Theory. Dover. New York. 1963. 273 p.
3. Pontryagin L.S. et al. Mathematical Theory of Optimal Processes. Science. Moscow, 1969. 289 p.
4. Belman R. Protsessy regulirovaniya s adaptatsii [Processes of regulation with adaptation]. Translated from English by Science. Moscow: 1964. 327 p.
5. Prabhu N.U. Stochastic Processes. Basic Theory and its Applications. New York. 1965. 347 p.
6. Karlin S. Osnovy teorii stochasticheskikh protsessov [Fundamentals of the theory of random processes]. Translated from English. World. Moscow: 1971. 658 p.
7. Gikhman I.I., Skorokhod A.V. Introduction to the theory of random processes. Science. Moscow: 1965. 606 p. (In Russian)

ЭНТРОПИЙНЫЙ ПОДХОД К ОПТИМИЗАЦИИ ТРЕБОВАНИЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ШИРОКОГО КЛАССА

В. А. Дроговоз

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. При разработке требований по интероперабельности к информационным системам, автоматизированным системам управления необходимо учитывать баланс между количеством и значимостью требований по интероперабельности, а также экономическими затратами на реализацию данных требований. Для решения этой задачи предлагается использовать энтропийный подход, позволяющий оценивать вклад каждого из требований по интероперабельности в минимизацию общей энтропии при взаимодействии систем между собой. Целесообразно при формировании технического задания и на последующих этапах жизненного цикла системы использовать те требования по интероперабельности, которые приводят к наибольшему уменьшению энтропии, а значит к увеличению информации при взаимодействии систем и изделий между собой.

Ключевые слова: интероперабельность, требования по интероперабельности, энтропия, энтропийный подход, эффективность

AN ENTROPY APPROACH TO OPTIMIZING INTEROPERABILITY REQUIREMENTS FOR A WIDE RANGE OF INFORMATION CONTROL SYSTEMS

V. A. Drogovoz

Federal Research Center "Informatics and Management" of the Russian Academy of Sciences,
Moscow, Russian Federation

Abstract. When developing interoperability requirements for information systems and automated control systems, it is necessary to consider the balance between the number and significance of interoperability requirements, as well as the economic costs of implementing these requirements. To solve this problem, it is proposed to use an entropy approach, which makes it possible to evaluate the contribution of each of the interoperability requirements to minimizing total entropy when systems interact with each other. It is advisable to use those interoperability requirements that lead to the greatest decrease in entropy, and therefore to an increase in information when systems and products interact with each other, when forming technical specifications and at subsequent stages of the system lifecycle.

Keywords: interoperability, interoperability requirements, entropy, entropy approach, efficiency.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на возможность задания требований по интероперабельности для информационных систем (согласно требованиям модели качества ГОСТ Р ИСО 25010-2015) и для автоматизированных систем управления (согласно ГОСТ 34.602—2020, ГОСТ Р 59853-2021) в литературе проблеме формирования требований к интероперабельности уделяется мало внимания [1,2].

Как следует из работы [2] подходами к идентификации требований по интероперабельности могут быть элементы теории графов, сетей Петри (для оценки достижимости сформулированных требований), процессной алгебры Петри (в случае нескольких параллельно взаимодействующих во времени систем) и другие.

Предложенные ранее подходы и программное обеспечение позволяют составить проблемно-ориентированную модель, описать функции и параметры, по которым происходит взаимодействие и численно оценить показатели интероперабельности по уровням (организационный, семантический, технический).

Энтропийный подход применяется для анализа сложных систем в различных отраслях экономики:

- промышленность [3]
- безопасность в чрезвычайных ситуациях [4]
- организация здравоохранения [5]
- информационные технологии [6]
- управление экономическими системами [7].

Энтропию можно также рассматривать как необходимое разнообразие, например информационных систем. Данному направлению посвящена в том числе работа У.Р. Эшби [8]. На основе принципа необходимого разнообразия У.Р. Эшби, который формулируется энтропийными методами, предлагаются также подходы к управлению в социально-экономических системах [9].

Так как требования к показателям интероперабельности имеют физическое ограничение при реализации (все системы не могут быть одинаковы), то фактически одним из следствий закона необходимого разнообразия У.Р. Эшби является наличие «по умолчанию» определенного количества барьеров интероперабельности, которые необходимо преодолевать, предъявляя требования к интероперабельности.

Энтропийный подход к оценке интероперабельности, изложенный в [10] касается в основном технической интероперабельности и форматов данных.

В данной публикации в развитии предыдущих работ автора рассматривается проблема нахождения оптимального (минимального) перечня требований по интероперабельности, выполнение которых в реальных изделиях приведет к снижению энтропии в ходе информационного взаимодействия и снизит финансовые затраты на реализацию в жизненном цикле изделия данных требований.

2. ЭНТРОПИЙНЫЙ КРИТЕРИЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ОПТИМИЗИРОВАННОГО ПЕРЕЧНЯ ТРЕБОВАНИЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

Используя формулу Хартли запишем информационную энтропию L (количество информации в сообщении в битах):

$$L = M \log N \quad (1)$$

где N – размерность алфавита, M – число символов в алфавите или символов в сообщении (\log – логарифм по основанию 2 в этой формуле и далее).

В случае независимых случайных событий $x_i (i = 1 \dots n)$ с вероятностями возможных состояний p_i формулу Хартли можно записать через формулу Шеннона, что дает возможность рассчитывать среднюю энтропию сообщения:

$$H(x) = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i \quad (2)$$

Для расчета частной энтропии, характеризующей конкретно i -ое состояние, можно использовать следующую формулу:

$$H(x_i) = -p_i \log_2 p_i \quad (3)$$

Развивая энтропийный подход из [3] применительно к требованиям интероперабельности, получение информации можно рассматривать как использование заявленного и реализованного в изделии требования (принадлежности организационного, семантического или технического уровня эталонной или проблемно-ориентированной модели интероперабельности) при взаимодействии изделия с внешними системами. Увеличение информации при использовании определенного реализованного требования можно оценить как разницу между максимальным значением энтропии (H_{\max}) и значением энтропии ($H(C|o_j)$) для переменной o_j , то есть при измерении этой переменной (фактически переданному сообщению по реализованному в изделии требованию способу взаимодействия).

За максимум энтропии принимается случай, когда не реализованы требования и изделие не может взаимодействовать с внешними системами или, внешние системы не могут также иметь возможность взаимодействовать с изделием. ($P_i = 1/M \rightarrow H_{\max} = \log M$, M – общее количество вариантов (механизмов, способов и т.д.) взаимодействия). Увеличение информации рассматривается как инверсионная величина к энтропии, то есть максимальная энтропия соответствует минимальной информации (максимум неопределенности), соответственно, чем меньше энтропия, тем больше будет информации в результате взаимодействия по реализованным требованиям интероперабельности.

$$I_G = H_{\max} - H(C|o_j), \quad (4)$$

где $I_G \geq 0$, $H_{\max} = \log M$, $H(C|o_j) = -\sum_{m=1}^M p_m \log p_m$ и p_{mj} вероятность того, что

переменная o_j реагирует на возникновение запроса на взаимодействие с изделием C_m .

На рисунке 1 схематично представлен прирост информации в случае реализации требования по интероперабельности в зависимости от полной энтропии системы и энтропии системы, вызванной взаимодействием посредством реализованного в изделии требования по взаимодействию.

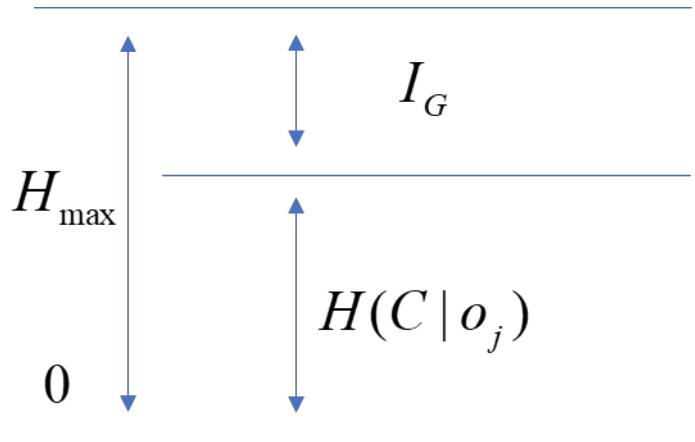


Рис. 1. Взаимосвязь увеличения информации и энтропии

Относительное увеличение информации в зависимости от типа требований по взаимодействию возможно записать следующим образом:

$$I_{Gr} = I_G / H_{\max} \quad (5)$$

Сущность переменной и связанного с ней требования заключается в том, чтобы определить максимальный информационный прирост и выявить данное требование для последующей реализации.

3. ПОДХОД К ОТБОРУ ТРЕБОВАНИЙ ПО ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

В первую очередь необходимо проанализировать циклограмму передачи информации, по которой рассчитываются показатели интероперабельности по уровням в [2].

Затем для всех исследуемых требований формируются пары «требование – взаимодействие» при рассматриваемой циклограмме взаимодействия. В таблице 1 представлены пары классов O_{mj} , где j указывает значение требования при возникновении запроса k на передачу информации по данному требованию. Строки – число возможных взаимодействий, а столбцы – количество алфавита, количество сообщений M .

Для нормирования и приведения к безразмерному виду к единичной сумме по столбцам поделим каждый элемент O_{mj} на сумму по столбцам и воспользуемся формулой:

$$\tilde{O}_{mj} = o_{mj} / \sum_{m=1}^2 O_{mj} \quad (6)$$

Таблица 1 Описание переменных пар «требование не активировано-взаимодействие»

Взаимодействие	Переменная 1	Переменная 2	Переменная О
Требование по взаимодействию не активировано	O_{11}	O_{12}	O_{1M}
Взаимодействие j	O_{j1}	O_{j2}	O_{jM}

В случае, если требование o_j имеет такое же значение при стандартном режиме работы изделия и при режиме взаимодействия с внешними системами, то его нормированное значение будет равно 0,5 и это будет максимальное значение энтропии (отсутствует увеличение информации).

Иной сценарий, если данные переменные имеют разные значения для режимов стандартной циклограммы и режима взаимодействия с внешними системами, за исключением 0 или 1. Это означает минимальное значение энтропии, что соответствует максимальному значению информации, то есть по данному требованию (а точнее механизму уже реализованного будущего требования) может эффективно проводиться взаимодействие между изделием и внешними системами.

Расчет энтропии для каждого дескриптора целесообразно проводить для каждого из взаимодействий согласно циклограмме:

$$H(\tilde{O}_j) = -\sum_{m=1}^2 \tilde{O}_{mj} \log \tilde{O}_{mj} \quad (7)$$

Для каждого требования увеличение информации вследствие взаимодействия через реализованный механизм требования оценивается по формуле (4).

Наиболее целесообразным будет то требование по интероперабельности, которое обеспечит максимальный прирост информации согласно формуле (5). Данную процедуру необходимо повторять для каждой пары «требование не активировано – взаимодействие».

4. ПРИМЕР ЭНТРОПИЙНОГО ПОДХОДА ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ТРЕБОВАНИЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ

Для упрощения примера будет рассмотрено взаимодействие на трех уровнях эталонной модели интероперабельности согласно ГОСТ Р 55062-2021. Для реальных систем необходимо строить проблемно-ориентированную модель и рассматривать требования по интероперабельности применительно к каждому уровню модели.

Предположим, что к семантическому и техническому уровню интероперабельности требования предъявляются в виде стандартных форматов файлов и протоколов, которые обеспечивают взаимодействие. Организационный уровень регулируется совместными соглашениями об обмене информации.

В случае появления запроса от внешней информационной системы, с предполагаемой вероятностью 0,005 с несовместимыми требованиями по организационной интероперабельности происходит частичное взаимодействие, то есть семантический и технический уровень отрабатывают взаимодействие (например, передачу файла), но юридической значимости (организационный уровень) данное взаимодействие не имеет, хотя файл получен.

Рассчитаем начальную энтропию взаимодействия согласно формуле (2).

$$H(\text{начальная}) = -(0,005 \log_2 0,005 + 0,995 \log_2 0,995) \approx 0,045$$

Предположим, что, вводя новое требование интероперабельности для организационного уровня по юридическому взаимодействию с некоторыми организациями (информационными системами) вероятность необрабатываемого запроса снижается, но не до 0, а до значения $p=0,0005$.

В таком случае энтропия после доработки системы требованием юридической интероперабельности (ИО) будет следующая:

$$H(\text{юридическая ИО}) = -(0,0005 \log_2 0,0005 + 0,9995 \log_2 0,9995) \approx 0,006$$

Изменение энтропии можно записать в виде:

$$\Delta H(\text{юридическая ИО}) = H(\text{начальная}) - H(\text{юридическая ИО}) = 0,039$$

Таким образом включение дополнительного требования по юридической интероперабельности на организационном уровне позволило существенно понизить энтропию взаимодействия, а значит повысить информированность участников и показатель интероперабельности в целом.

Адаптировав энтропийный подход из области безопасности в чрезвычайных ситуациях [4] к проблеме требований интероперабельности, рассмотрим случай с требованиями на всех трех уровнях эталонной модели интероперабельности.

1) требования интероперабельности эталонной модели взаимодействия:

R1 – требования организационного уровня интероперабельности;

R2 – требования семантического уровня интероперабельности;

R3 – требования технического уровня интероперабельности;

2) вероятностные характеристики:

P(R1) – вероятность недостаточности требований организационного уровня при взаимодействии с внешними системами;

P(R2) – вероятность недостаточности требований семантического уровня при взаимодействии с внешними системами;

P(R3) – вероятность недостаточности требований технического уровня при взаимодействии с внешними системами;

При наступлении вышеуказанных событий информационная система или изделие, у которых не хватает требований, чтобы взаимодействовать с внешними системами оказывается частично или полностью неработоспособными, т.к. не выполняет функцию взаимодействия.

Тогда вероятность сбоя можно записать с использованием вероятности аварии из [4]:

$$P(\text{сбой}) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - P(R_i)), \quad (8)$$

где $n=3$ – количество требований по уровням (для упрощения примера для каждого уровня интероперабельности приводится одно требование по интероперабельности).

Исходя из практического опыта автора и теоретических модельных исследований зададим вероятности недостаточности существующих требований, а иными словами – вероятности появления барьераов интероперабельности на каждом из трех уровней.

Исходя из практического опыта как правило вероятность барьераов и недостаточности требований касается организационного уровня, т.к. даже при полном взаимодействии на семантическом и техническом уровнях результаты взаимодействия могут не восприниматься сторонами.

Вероятность барьераов на организационном уровне:

$$P(R1) = 0,8.$$

Вероятность барьераов на семантическом уровне ниже, но существует, т.к. обусловлена разными форматами данных и онтологиями:

$$P(R2) = 0,5.$$

Вероятность барьераов на техническом уровне минимальна, но существует:

$$P(R3) = 0,2.$$

Тогда вероятность сбоя будет рассчитана следующим образом:

$$P(\text{сбой}) = 1 - (1-0,8)(1-0,5)(1-0,2)=0,92.$$

При указанных условиях высок риск невыполнения целевой функции взаимодействия с внешними системами.

В качестве мер по противодействию возможным сбоям и снижению рисков введем дополнительные требования по уровням интероперабельности.

$O(R1) = 0,4$ – снижение риска появления барьераов на организационном уровне за счет появления требований и их реализации в изделии (дополнительные совместные соглашения, инструкции и т.д.);

$O(R2) = 0,3$ – снижение риска появления барьераов на семантическом уровне за счет появления требований и их реализации в изделии (семантические медиаторы, глобальные онтологии, тезаурусы и т.д.);

$O(R3) = 0,1$ – снижение риска появления барьераов на техническом уровне за счет появления требований и их реализации в изделии (шлюзы, единые технические протоколы и т.д.);

Тогда расчет вероятностей появления барьераов необходимо обновить с учетом принятых мер по расширению функционала требований и реализованных механизмов интероперабельности по уровням (см. таблицу 2).

Таблица 2 Вероятности появления барьераов по уровням до и после введения и реализации требований по интероперабельности

Вероятности появления барьераов до введения и реализации новых требований по интероперабельности	Вероятности появления барьераов после введения и реализации новых требований по интероперабельности
$P(R1) = 0,8$	$P(R1)=0,8(1-0,4)=0,48$

$P(R2) = 0,5$	$P(R2)=0,5(1-0,3)=0,35$
$P(R3)= 0,2$	$P(R3)=0,2(1-0,1)=0,16$

Таким образом энтропия после введения дополнительных требований по интероперабельности будет иметь вид:

$$H(R1) = -(0,48 \log_2 0,48 + 0,52 \log_2 0,52) \approx 0,999$$

$$H(R2) = -(0,35 \log_2 0,35 + 0,65 \log_2 0,65) \approx 0,934$$

$$H(R3) = -(0,16 \log_2 0,16 + 0,84 \log_2 0,84) \approx 0,634$$

Общая энтропия

$$\sum_{j=1}^3 H(R_j) = 0,999 + 0,934 + 0,634 = 2,567$$

По формуле (5) рассчитаем информационную значимость (вклад каждого из вновь добавленных требований):

$$I(R1) = 0,999/2,567=0,389$$

$$I(R2) = 0,934/2,567=0,364$$

$$I(R3) = 0,634/2,567=0,247$$

Таким образом, после введения и реализации новых требований по интероперабельности вероятность сбоя при взаимодействии с внешними системами будет следующей:

$$P(\text{сбой}) = 1-(1-0,48)(1-0,35)(1-0,16)=0,716$$

Выводы по рассмотренному примеру.

Применение дополнительных мер в виде требований по интероперабельности снизили вероятность сбоя с 92% до 72%.

Показано, что при доработке и выборе требований по интероперабельности целесообразно применять энтропийный подход и ориентироваться на информационную значимость вводимых требований по интероперабельности. Оптимизация требований по интероперабельности состоит в оценке информационной значимости требований и выборе наиболее значимых при реализации в системе.

Информационная значимость требований помогает рациональным образом использовать финансовые ресурсы и направлять доработки на те требования, которые оказывают существенное влияние на безотказность взаимодействия изделия с внешними системами.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

К преимуществам предлагаемого подхода можно отнести то факт, что анализ каждой пары «требование не активировано – взаимодействие» можно проводить независимо и не предполагается дальнейшей оптимизации.

Данная методика позволяет при сравнении энтропии при стандартной циклограмме функционирования изделия и при сценарии взаимодействия оценить значимость требования интероперабельности, используя которое происходит взаимодействие изделия с внешними системами.

Данный метод может применяться на различных этапах жизненного цикла изделия (научно-исследовательские работы с целью уточнения требований в техническом задании информационно-управляющих систем, включая требования по интероперабельности, аван-проект, эскизный, технические проекты) для анализа и оценки значимости как уже сформулированных требований, так и предполагаемых к реализации. В случае анализа циклограммы взаимодействия при помощи предложенного набора типовых требований

по интероперабельности (как стандартизованных, так и нет) подготавливаются значения энтропий (прироста информации) при использовании тех или иных механизмов взаимодействия (как следствие реализованных требований по интероперабельности). В итоговое техническое задание целесообразно включать те требования, которые обеспечивают максимальный прирост информации при взаимодействии систем, изделий.

Таким образом решается задача оптимизации, то есть формирования минимального перечня требований, реализация которых позволит передавать максимум информации в заданных и перспективных сценариях эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дроговоз В.А. Анализ особенностей формулирования требований интероперабельности гетерогенных информационно-управляющих систем // Сборник трудов XVIII Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества», Москва, 2024. С.187-189
2. Дроговоз В.А. Научно-методические подходы к формированию требований и обеспечению интероперабельности для автоматизированных систем управления и информационных систем широкого класса // Научно-технический сборник №2-2023 под ред.доктора военных наук, кандидата технических наук, член-корреспондента РАРАН Михайловского А.Б., Москва, 2023.С.358-369.
3. В. В. Куркина, М. С. Сиринова, Д. А. Александров Обеспечение диагностируемости технологического процесса минимальным числом датчиков на основе энтропийного критерия // Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах. – 2021. – №1. – С. 239-242.
4. Крецу Ромина Маратовна, Рыбаков Анатолий Валерьевич Энтропийный анализ чрезвычайных ситуаций техногенного характера: методология и практическое применение // Вестник университета гражданской защиты МЧС Беларусь. 2024. №4. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/entropiynyy-analiz-chrezvychaynyh-situatsiy-tehnogennogo-haraktera-metodologiya-i-prakticheskoe-primenenie> (дата обращения: 27.03.2025).
5. Лутин Я. А., Лещенко Я. А. Подходы к применению информационно-энтропийного анализа при исследовании показателей здоровья населения // Acta Biomedica Scientifica. 2007. №2. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/podhody-k-primeneniyu-informatsionno-entropiynogo-analiza-pri-issledovaniii-pokazateley-zdorovya-naseleniya> (дата обращения: 28.03.2025).
6. Пальгуев Дмитрий Анатольевич Сравнительная оценка эффективности информационных систем иерархической и сетевой структуры на основе энтропийного подхода // РТС. 2020. №1 (37). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sravnitelnayaotsenka-effektivnosti-informatsionnyh-sistem-ierarhicheskoy-i-setevoy-struktury-na-osnove-entropiynogo-podhoda> (дата обращения: 28.03.2025).
7. Исламутдинов, Вадим & Куриков, В.М. (2022). О применении энтропийного подхода в экономических исследованиях об управлении экономическими системами (on the application of the entropy approach in economic research on the management of economic systems). 2. 168-178. 10.34020/1993-4386-2022-2-168-178.
8. Эшби, Уильям Росс. Введение в кибернетику [Текст] / Пер. с англ. Д. Г. Лахути ; Под ред. В. А. Успенского ; С предисл. А. Н. Колмогорова. - Москва : Изд-во иностр. лит., 1959. - 432 с. : черт.; 21 см.
9. Клименко И.С. Интерпретация принципа необходимого разнообразия Эшби применительно к управлению в социально-экономических системах // Вестник Российского нового университета. URL: <https://vestnik-tosnou.ru/pdf/n4y2012/p45.pdf> (дата обращения: 28.03.2025).

10. Грищенцев Алексей Юрьевич, Коробейников Анатолий Григорьевич, Дукельский Константин Владимирович Метод численной оценки технической interoperабельности // Кибернетика и программирование. 2017. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metod-chislennoy-otsenki-tehnicheskoy-interoperabelnosti> (дата обращения: 28.03.2025).

REFERENCES

1. Drogovoz V.A. Analysis of the specifics of the formulation of requirements for the interoperability of heterogeneous information management systems // Proceedings of the XVIII International Industrial Scientific and Technical Conference "Technologies of the Information Society", Moscow, 2024. pp.187-189
2. Drogovoz V.A. Scientific and methodological approaches to the formation of requirements and ensuring interoperability for automated control systems and information systems of a wide class // Scientific and Technical Collection No. 2-2023 ed. Doctor of Military Sciences, Candidate of Technical Sciences, Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences Mikhailovsky A.B., Moscow, 2023. pp.358-369.
3. V. V. Kurkina, M. S. Sirinova, D. A. Alexandrov Ensuring the diagnosability of the technological process with a minimum number of sensors based on the entropy criterion // International Scientific Conference on Management Problems in Technical Systems. – 2021. – No. 1. – pp. 239-242.
4. Kretsu Romina Maratovna, Rybakov Anatoly Valerievich Entropic analysis of man-made emergencies: methodology and practical application // Bulletin of the University of Civil Protection of the Ministry of Emergency Situations of Belarus. 2024. No. 4. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/entropiyny-analiz-chrezvychaynyh-situatsiy-tehnogenogo-haraktera-metodologiya-i-prakticheskoe-primenie> (date of request: 03/27/2025).
5. Lutin Ya. A., Leshchenko Ya. A. Approaches to the application of information-entropy analysis in the study of public health indicators // Acta Biomedica Scientifica. 2007. No. 2. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/podhody-k-primeneniyu-informatsionno-entropiynogo-analiza-pri-issledovanii-pokazateley-zdorovya-naseleniya> (date of access: 03/28/2025).
6. Dmitry Anatolyevich Palguev Comparative assessment of the effectiveness of hierarchical and network structure information systems based on the entropy approach // RTS. 2020. №1 (37). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sravnitelnaya-otsenka-effektivnosti-informatsionnyh-sistem-iерархической-i-setevoy-struktury-na-osnove-entropiynogo-podhoda> (date of request: 03/28/2025).
7. Vadim Islamutdinov and Vladimir Kurikov (2022). On the application of the entropy approach in economic research on the management of economic systems (on the application of entropy in economic research in the field of management of economic systems). 2. 168-178. 10.34020/1993-4386--2022-2-168-178.
8. Ashby, William Ross. Introduction to Cybernetics [Text] / Translated from English by D. G. Lahuti ; Edited by V. A. Uspensky; With a preface by A. N. Kolmogorov. Moscow : Publishing House of Foreign Literature, 1959. 432 p. (in Russian); 21 cm.
9. Klimenko I.S. Interpretation of the Ashby principle of necessary diversity in relation to management in socio-economic systems // Bulletin of the Russian New University. URL: <https://vestnik-rosnou.ru/pdf/n4y2012/p45.pdf> (date of reference: 03/28/2025).
10. Grishentsev Alexey Yuryevich, Korobeynikov Anatoly Grigoryevich, Dukelsky Konstantin Vladimirovich Method of numerical evaluation of technical interoperability // Cybernetics and Programming. 2017. No. 3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metod-chislennoy-otsenki-tehnicheskoy-interoperabelnosti> (date of request: 03/28/2025).

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА НЕЧЁТКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ

Д.А. Наумов¹

¹АО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

Аннотация. В статье представлена разработка адаптивной системы нечёткого вывода (FIS) для оценки устойчивости средств автоматизации на основе оптимизации параметров входных функций принадлежности. Реализованный текст программы MATLAB включает этапы построения базовой FIS, адаптации Гауссовых функций принадлежности с учётом конкретных входных значений, сравнительного анализа выходных данных и визуализации изменений функций принадлежности.

Ключевые слова: нечёткая логика, адаптивная система, MATLAB, функции принадлежности, оценка устойчивости.

ADAPTIVE FUZZY INFERENCE SYSTEM FOR STABILITY ASSESSMENT OF AUTOMATION SYSTEMS

D.A. Naumov¹

¹JSC "Radiozavod", Penza, Russia

Abstract. The article presents the development of an adaptive fuzzy inference system (FIS) for assessing the stability of automation systems based on the optimization of input membership function parameters. The implemented MATLAB program code encompasses the stages of constructing a basic FIS, adapting Gaussian membership functions by taking into account specific input values, performing a comparative analysis of output data, and visualizing the changes in the membership functions.

Keywords: fuzzy logic, adaptive system, MATLAB, membership functions, stability assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные задачи управления и диагностики требуют от средств автоматизации гибкости и способности оперативно адаптироваться к изменяющимся условиям. Нечеткие логические системы, благодаря возможности моделировать неопределенности и проводить многоокритериальную оценку, являются эффективным инструментом для решения подобных задач. В данной работе предлагается методика построения адаптивной системы нечеткого вывода для оценки устойчивости средств автоматизации, где ключевыми характеристиками являются живучесть, надёжность и помехоустойчивость.

Для реализации предложенного подхода используется программное обеспечение MATLAB с пакетом Fuzzy Logic Toolbox. Сначала формируется базовая система нечёткого вывода (FIS) с последующим добавлением правил, описывающих взаимосвязь входных параметров и выходной переменной. Затем осуществляется адаптация входных функций принадлежности с использованием Гауссовых функций, что позволяет динамически корректировать модель под изменяющиеся входные данные. Проведённый экспериментальный анализ показывает, что оптимизация параметров функций принадлежности приводит к улучшению устойчивости системы.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ НЕЧЁТКОГО ВЫВОДА В MATLAB

При выполнении работы для моделирования системы нечёткого вывода использовалось программное средство MATLAB и его пакетное расширение Fuzzy Logic Toolbox, содержащих инструменты для проектирования систем нечёткой логики [1]. Данное программное обеспечение поддерживает два типа систем нечёткого вывода:

- система Мамдани;
- система Сугэно.

Высокая вычислительная эффективность, возможность применения для оптимизации и адаптации систем, возможность проведения подробного математического анализа делает систему Сугэно предпочтительной для при моделировании устойчивости средств автоматизации.

Процесс нечёткого вывода в системе Сугэно состоит из четырёх последовательных этапов.

1. Фаззификация входов. На данном этапе каждое точное входное значение x_i преобразуется в степень принадлежности соответствующему нечеткому множеству с использованием функций принадлежности. Согласно [2], для средств автоматизации выделены три ключевых параметра: живучесть, надёжность и помехоустойчивость. В работе для описания входных переменных применяются Гауссовые функции принадлежности, обладающие гладкими кривыми, что обеспечивает плавные переходы между уровнями принадлежности. Преимущество Гауссовых функций заключается в их способности точно моделировать случайные и неопределённые данные, поскольку они хорошо отражают статистические характеристики, типичные для нормального распределения. Формула Гауссовой функции принадлежности имеет вид:

$$\mu(x) = e^{\frac{-(x-c)^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

где c - центр функции (среднее значение),

σ - ширина (разброс) функции.

2. Активация правил. На этом этапе определяется степень истинности каждого правила, сформулированного по принципу «ЕСЛИ-ТО». Каждое правило имеет вид: «Если x_1 является A_1 , x_2 является A_2 , ... x_n является A_n , то $y=f(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Для вычисления степени активации правила (обозначаемой как α_k) применяются логические операторы «И», реализуемые следующими методами:

Степень активации для правила k вычисляется с использованием оператора «И»:

- минимум (конъюнкция)

$$\alpha_k = \min(\mu_{A_1^k}(x_1), \mu_{A_2^k}(x_2), \dots, \mu_{A_n^k}(x_n)); \quad (2)$$

- произведение:

$$\alpha_k = \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i). \quad (3)$$

3. Агрегация правил. На данном этапе для каждого правила вычисляется выходное значение, заданное в виде линейной функции, которая представляет собой комбинацию входных переменных:

$$y_k = p_{k1}x_1 + p_{k2}x_2 + \dots + p_{kn}x_n + r_k, \quad (4)$$

где $p_{k1}, p_{k2}, \dots, p_{kn}$ - коэффициенты, а r_k - свободный член.

4. Дефаззификация выходов. Заключительный этап включает преобразование нечетких выходных значений в чёткое. Для этого применяется метод средневзвешенного, при котором итоговое значение y вычисляется как:

$$y = \frac{\sum_{k=1}^m \alpha_k y_k}{\sum_{k=1}^m \alpha_k}, \quad (5)$$

где m - общее количество правил.

Эта последовательность этапов позволяет преобразовать точные входные данные в нечеткие, вычислить степени активации правил, агрегировать результаты и получить итоговое чёткое значение через дефазификацию. Такой подход лежит в основе системы нечёткого вывода Сугэно и широко применяется при моделировании сложных систем, где важны адаптивность и учёт неопределённостей.

3. ПОСТРОЕНИЕ И АДАПТАЦИЯ СИСТЕМЫ НЕЧЁТКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ

Построение адаптивной системы нечёткого вывода для оценки устойчивости средств автоматизации реализовано с использованием функций командной строки MATLAB. Сначала создаётся базовая система нечёткого вывода (FIS) с помощью функции basicFIS(), после чего посредством функции addRulesToFIS() в модель добавляются правила, определяющие взаимосвязь между входными параметрами (живучесть, надёжность, помехоустойчивость) и выходной переменной. Полученная базовая FIS сохраняется в файл «Ustoychivost.fis» для дальнейших экспериментальных исследований.

Важным этапом разработки является адаптация входных функций принадлежности, осуществляемая функцией adaptMembershipFunctions(). Для каждого из трёх параметров производится пересчёт параметров Гауссовых функций принадлежности с учётом текущих входных значений, что позволяет определить новые значения ширины и центров. Обновлённые функции маркируются посредством функции updateGaussianMFs(). После адаптации модель использует прежний набор правил нечёткого вывода для обеспечения корректного функционирования изменённой системы, и адаптированная FIS сохраняется в файл «Ustoychivostadapt.fis». (Текст программы приведён в Приложении 1.)

Для демонстрации влияния адаптации используется функция evalfis(), которая позволяет оценить выходное значение как для исходной, так и для адаптированной FIS при использовании одинакового набора входных данных. Результаты сравнения выводятся на экран и представляются в виде столбчатой диаграммы (рисунок 1), что позволяет наглядно оценить изменения в оценке устойчивости.

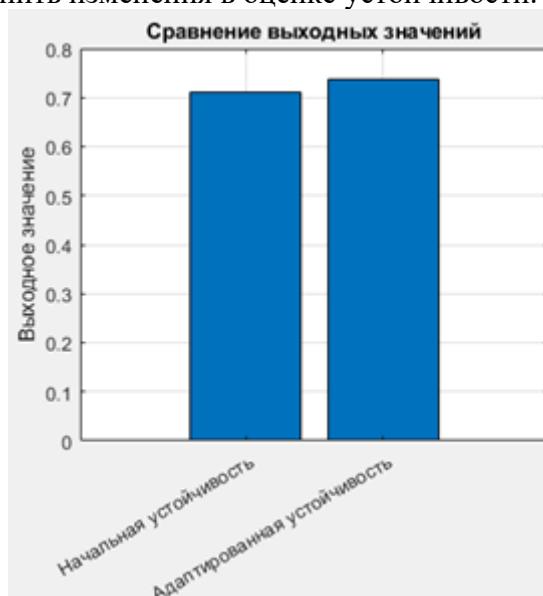


Рис. 1. Начальные и адаптированные выходные значения системы нечёткого вывода.

Для более детального анализа разработан модуль визуализации, строящий графики функций принадлежности для каждого входного параметра (рисунок 2). На одном графике для каждого параметра отображаются:

- исходные функции принадлежности (сплошные линии);
- адаптированные функции принадлежности (пунктирные линии).

Такой подход обеспечивает ясное представление изменений формы и параметров функций принадлежности, что существенно облегчает интерпретацию работы адаптивной системы.

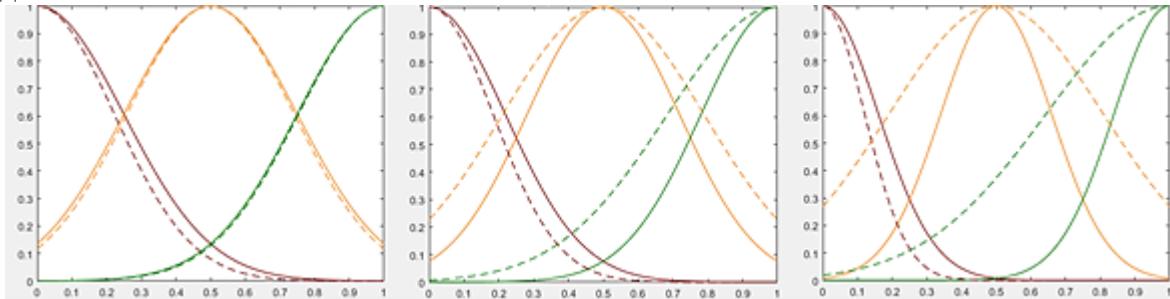


Рис. 2. Начальные и адаптированные графики функций принадлежности свойств живучесть, надёжность, помехоустойчивость.

Апробация предлагаемого подхода к формированию адаптивной нечёткой логической системы проведена на основе 18 наборов входных данных, представленных в Таблице 1.

Таблица 1. Сравнительный анализ устойчивости системы по входным параметрам до и после адаптации

№ пп	Живучесть	Надёжность	Помехо- устойчивость	Устойчивость начальная	Устойчивость адаптированная
1.	0,1	0,1	0,1	0,10311	0,32116
2.	0,1	0,5	0,9	0,27126	0,44787
3.	0,2	0,2	0,2	0,19551	0,39652
4.	0,2	0,5	0,8	0,32341	0,48366
5.	0,3	0,3	0,3	0,3162	0,4865
6.	0,3	0,5	0,7	0,37941	0,52703
7.	0,4	0,4	0,4	0,41973	0,55645
8.	0,4	0,5	0,6	0,44082	0,5702
9.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,60383
10.	0,6	0,5	0,4	0,55918	0,63391
11.	0,6	0,6	0,6	0,58027	0,64738
12.	0,7	0,5	0,3	0,62059	0,67109
13.	0,7	0,7	0,7	0,6838	0,71027
14.	0,8	0,5	0,2	0,67659	0,71863
15.	0,8	0,8	0,8	0,80449	0,80564
16.	0,9	0,5	0,1	0,72874	0,77249
17.	0,9	0,9	0,9	0,89689	0,90507
18.	1,0	1,0	1,0	0,95014	0,96829

В Таблице 1 приведены сравнительные значения выходной переменной «устойчивость» до и после адаптации. Результаты демонстрируют, что предложенный метод существенно улучшает показатели устойчивости системы. Например, для сценария №1 (0,1; 0,1; 0,1) устойчивость увеличилась с 0,10311 до 0,32116, а для случая с максимальными значениями (1,0; 1,0; 1,0) – с 0,95014 до 0,96829, что подтверждает высокую эффективность адаптивной модели.

Анализ данных показывает, что процесс адаптации усиливает влияние входных параметров на выходное значение устойчивости. Особенно заметно улучшение наблюдается при низких и средних значениях параметров: для набора (0,5; 0,5; 0,5)

адаптированная устойчивость составила 0,60383 по сравнению с исходным значением 0,5, а для комбинации (0,1; 0,5; 0,9) – устойчивость возросла с 0,27126 до 0,44787. Эти результаты свидетельствуют о том, что динамически генерируемая нечёткая сеть эффективно реагирует на изменения входных данных, повышая устойчивость системы даже при наличии дестабилизирующих факторов.

Текст программы, реализующей адаптивную нечеткую логическую систему для оценки устойчивости средств автоматизации

```
function adaptiveFIS3()
    %% 1. Создание начальной FIS и сохранение
    fis = basicFIS();
    fis = addRulesToFIS(fis); % Добавление правил
    writeFIS(fis, 'Ustoychivost.fis');
    disp('Начальная FIS сохранена в файл «Ustoychivost.fis».');

    %% 2. Подача на входы начальной FIS четких значений
    input1 = 0.8; % Стока для ввода данных переменной живучесть
    input2 = 0.6; % Стока для ввода данных переменной надёжность
    input3 = 0.3; % Стока для ввода данных переменной помехоустойчивость
    inputs = [input1, input2, input3];
    output = evalfis(fis, inputs);

    %% 3. Адаптация параметров FIS и сохранение
    adaptedFIS = adaptMembershipFunctions(fis, input1, input2, input3);
    adaptedFIS = addRulesToFIS(adaptedFIS);
    writeFIS(adaptedFIS, 'Ustoychivostadapt.fis');
    disp('Адаптированная FIS сохранена в файл «Ustoychivostadapt.fis».');

    %% 4. Подача на входы адаптированной FIS тех же значений
    adaptedOutput = evalfis(adaptedFIS, inputs);

    %% 5. Сравнение выходных значений двух систем
    compareOutputs(output, adaptedOutput);

    %% 6. Загрузка и визуализация функций принадлежности
    fisOriginal = readfis('Ustoychivost.fis'); % Начальная FIS
    fisAdapted = readfis('Ustoychivostadapt.fis'); % Адаптированная FIS

    % Задание цветов в формате RGB для начальных и адаптированных функций
    % принадлежности
    colorsOriginal = [
        0.5, 0, 0; % Тёмно-красный
        1, 0.5, 0; % Оранжевый
        0, 0.5, 0 % Тёмно-зеленый
    ];

    colorsAdapted = [
        0.5, 0, 0; % Тёмно-красный
        1, 0.5, 0; % Оранжевый
        0, 0.5, 0 % Тёмно-зеленый
    ];
```

```

];
inputNames = {'Живучесть', 'Надёжность', 'Помехоустойчивость'};

for i = 1:length(inputNames)
    figure;
    % Получение диапазона входных данных
    inputRange = fisOriginal.Inputs(i).Range;
    % Функции принадлежности для начальной FIS
    mfOriginal = fisOriginal.Inputs(i).MembershipFunctions;
    for j = 1:length(mfOriginal)
        x = linspace(inputRange(1), inputRange(2), 100);
        y = evalmf(mfOriginal(j), x);
        plot(x, y, 'Color', colorsOriginal(j,:), 'LineWidth', 1, 'DisplayName', ['Начальная - '
char(mfOriginal(j).Name)]);
        hold on;
    end

    % Функции принадлежности для адаптированной FIS
    inputRangeAdapted = fisAdapted.Inputs(i).Range;
    mfAdapted = fisAdapted.Inputs(i).MembershipFunctions;
    for j = 1:length(mfAdapted)
        x = linspace(inputRangeAdapted(1), inputRangeAdapted(2), 100);
        y = evalmf(mfAdapted(j), x);
        plot(x, y, '--', 'Color', colorsAdapted(j,:), 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
['Адаптированная - ' char(mfAdapted(j).Name)]);
        hold off;
    end

    title(['Функции принадлежности - ' inputNames{i}]);
    legend;
    hold off;
end

%% Функция создания базовой FIS
function fis = basicFIS()
    fis = sugfis('Name', 'Ustoychivost');

    % Добавление входа "Живучесть" и его функций принадлежности
    width_critical = 0.25; center_critical = 0;
    width_acceptable = 0.25; center_acceptable = 0.5;
    width_required = 0.25; center_required = 1;
    fis = addInput(fis, [0 1], 'Name', 'Живучесть');
    fis = addMF(fis, 'Живучесть', 'gaussmf', [width_critical center_critical], 'Name',
'критическая');
    fis = addMF(fis, 'Живучесть', 'gaussmf', [width_acceptable center_acceptable], 'Name',
'допустимая');
    fis = addMF(fis, 'Живучесть', 'gaussmf', [width_required center_required], 'Name',
'требуемая');

    % Добавление входа "Надёжность" и его функций принадлежности

```

```

width_critical = 0.22; center_critical = 0;
width_acceptable = 0.22; center_acceptable = 0.5;
width_required = 0.22; center_required = 1;
fis = addInput(fis, [0 1], 'Name', 'Надёжность');
fis = addMF(fis, 'Надёжность', 'gaussmf', [width_critical center_critical], 'Name',
'критическая');
fis = addMF(fis, 'Надёжность', 'gaussmf', [width_acceptable center_acceptable], 'Name',
'допустимая');
fis = addMF(fis, 'Надёжность', 'gaussmf', [width_required center_required], 'Name',
'требуемая');

% Добавление входа "Помехоустойчивость" и его функций принадлежности
width_critical = 0.16; center_critical = 0;
width_acceptable = 0.16; center_acceptable = 0.5;
width_required = 0.16; center_required = 1;
fis = addInput(fis, [0 1], 'Name', 'Помехоустойчивость');
fis = addMF(fis, 'Помехоустойчивость', 'gaussmf', [width_critical center_critical],
'Name', 'критическая');
fis = addMF(fis, 'Помехоустойчивость', 'gaussmf', [width_acceptable
center_acceptable], 'Name', 'допустимая');
fis = addMF(fis, 'Помехоустойчивость', 'gaussmf', [width_required center_required],
'Name', 'требуемая');

% Добавление выхода "Устойчивость" и его функций принадлежности
fis = addOutput(fis, [0 1], 'Name', 'Устойчивость');
for i = 1:27
    fis = addMF(fis, 'Устойчивость', 'constant', (i-1)/26, 'Name', sprintf('mf%d', i));
end
end

%% Функция адаптации параметров FIS
function fis = adaptMembershipFunctions(fis, input1, input2, input3)
    % Адаптация параметров функций принадлежности для каждого входа
    % Живучесть
    fis = updateGaussianMFs(fis, 1, input1, ...
        [(0.15 * input1 + 0.1), (-0.05 * input1 + 0.3), (-0.1 * input1 + 0.35)] *
        (1.8/(1+input1)), ...
        {'критическая', 'допустимая', 'требуемая'});

    % Надёжность
    fis = updateGaussianMFs(fis, 2, input2, ...
        [0.132 * input2 + 0.088, (-0.044 * input2 + 0.264), (-0.088 * input2 + 0.308)] *
        (1.8/(1+input2)), ...
        {'критическая', 'допустимая', 'требуемая'});

    % Помехоустойчивость
    fis = updateGaussianMFs(fis, 3, input3, ...
        [0.096 * input3 + 0.064, (-0.032 * input3 + 0.192), (-0.064 * input3 + 0.224)] *
        (1.8/(1+input3)), ...
        {'критическая', 'допустимая', 'требуемая'});

```

```

end

%% Функция обновления Гауссовых функций принадлежности
function fis = updateGaussianMFs(fis, inputIndex, ~, widths, mfNames)
    % Удаление существующих функций принадлежности для заданного входа
    fis.Inputs(inputIndex).MembershipFunctions = [];

    % Получение диапазона входного значения и вычисление центров
    inputRange = fis.Inputs(inputIndex).Range;
    centers = linspace(inputRange(1), inputRange(2), length(widths));

    % Добавление новых Гауссовых функций принадлежности
    for i = 1:length(widths)
        fis = addMF(fis, fis.Inputs(inputIndex).Name, 'gaussmf', ...
            [widths(i), centers(i)], 'Name', mfNames{i});
    end
end

%% Функция добавления правил в FIS
function fis = addRulesToFIS(fis)
    if isempty(fis.Rules)
        ruleList = [...
            1 1 1 1 1; 1 1 2 2 1 1; 1 1 3 3 1 1;...
            1 2 1 4 1 1; 1 2 2 5 1 1; 1 2 3 6 1 1;...
            1 3 1 7 1 1; 1 3 2 8 1 1; 1 3 3 9 1 1;...
            2 1 1 10 1 1; 2 1 2 11 1 1; 2 1 3 12 1 1;...
            2 2 1 13 1 1; 2 2 2 14 1 1; 2 2 3 15 1 1;...
            2 3 1 16 1 1; 2 3 2 17 1 1; 2 3 3 18 1 1;...
            3 1 1 19 1 1; 3 1 2 20 1 1; 3 1 3 21 1 1;...
            3 2 1 22 1 1; 3 2 2 23 1 1; 3 2 3 24 1 1;...
            3 3 1 25 1 1; 3 3 2 26 1 1; 3 3 3 27 1 1];
        fis = addRule(fis, ruleList);
    end
end

%% Функция сравнения выходных значений начальной и адаптированной FIS
function compareOutputs(originalOutput, adaptedOutput)
    disp('Сравнение устойчивости начальной и адаптированной систем:');
    disp(['Начальная FIS: ', num2str(originalOutput)]);
    disp(['Адаптированная FIS: ', num2str(adaptedOutput)]);

    figure;
    bar([originalOutput, adaptedOutput], 'FaceColor', 'flat');
    set(gca, 'xticklabel', {'Начальная устойчивость', 'Адаптированная устойчивость'});
    ylabel('Выходное значение');
    title('Сравнение выходных значений');
    grid on;
end

```

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлена разработка и реализация адаптивной системы нечёткого вывода в MATLAB, предназначеннной для оценки устойчивости средств автоматизации на основе параметров живучести, надёжности и помехоустойчивости. Реализация алгоритма адаптации входных функций принадлежности продемонстрировала возможность динамической корректировки модели в зависимости от изменяющихся входных данных, что повышает устойчивость. Экспериментальные результаты подтверждают эффективность предложенного подхода и указывают на его потенциал для применения при исследовании организационных и технических мероприятий, оказывающих влияние на устойчивость реальных средств автоматизации. Полученные выводы открывают перспективы для дальнейших исследований в области адаптивных систем управления, оптимизации нечётких моделей и интеграции методов искусственного интеллекта для решения задач в динамически изменяющихся условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леоненков А.В. Нечёткое моделирование в среде MatLab и FuzzyTech. СПб: БХВ-Петербург, 2012. –736 с.
2. Национальный стандарт Российской Федерации. Информационные технологии. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Автоматизированные системы. Термины и определения. ГОСТ Р 59853-2021, М.: Российский институт стандартизации, 2021. - 11 с.

REFERENCES

1. Leonenkov A.V. Fuzzy Modeling in MatLab and FuzzyTech Environments. St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2012. – 736 p.
2. National Standard of the Russian Federation. Information Technologies. Set of Standards for Automated Systems. Automated Systems. Terms and Definitions. GOST R 59853-2021, Moscow: Russian Institute for Standardization, 2021. – 11 p.

ПРИМЕНЕНИЕ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ЭЭГ

Д. В. Журавлёв¹, А. А. Резниченко¹

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается применение свёрточной нейронной сети для обработки данных электроэнцефалограмм (ЭЭГ). Цель данной работы оценить возможность применения аппарата свёрточных нейронных сетей в задачах классификации данных ЭЭГ. Статья содержит общую информацию о свёрточных нейронных сетях, общие сведения о критериях качества нейронной сети, по которым можно судить о качестве классификации данных нейросетью. Так же описано экспериментальное исследование и приведены результаты классификации данных ЭЭГ в табличном виде.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, свёрточная нейронная сеть, accuracy, precision, recall

APPLICATION OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK FOR EEG DATA PROCESSING

D.V. Zhuravlev¹, A.A. Reznichenko¹

¹ VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This paper discusses the use of a convolutional neural network for processing electroencephalogram (EEG) data. The purpose of this work is to evaluate the possibility of using convolutional neural networks in EEG data classification tasks. The article contains general information about convolutional neural networks, general information about the quality criteria of a neural network, which can be used to judge the quality of data classification by a neural network. An experimental study is also described and the results of the classification of EEG data in tabular form are presented.

Keywords: artificial neural network, convolutional neural network, accuracy, precision, recall

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, большую популярность приобретает направление математики, связанное с искусственными нейронными сетями (ИНС). В результате цифровизации общества и развития информационной эры ИНС получают широкое применение. В зависимости от поставленной задачи и её вычислительной сложности определяются требования к структуре нейронной сети. ИНС бывают двух видов: однослойные (состоящие из одного слоя нейронов) и многослойные (включающие в себя один или несколько скрытых слоев).

В задачах классификации большое применение нашли свёрточные нейронные сети (СНС). В рамках данной работы была поставлена цель – изучить возможность применения свёрточной нейронной сети для классификации данных ЭЭГ и рассчитать критерии качества нейроклассификатора на основе СНС.

2. СВЕРТОЧНАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ

Свёрточная нейронная сеть (Convolutional neural network или СНС) – это разновидность нейронной сети прямого распространения, которая самостоятельно

обучается извлечению признаков с помощью фильтров (или ядра) оптимизации. Нейронные сети прямого распространения обычно представляют собой полностью связанные сети, то есть каждый нейрон в одном слое связан со всеми нейронами в следующем слое [1]. В свёрточной нейронной сети скрытые слои включают в себя один или несколько слоёв, выполняющих свёртку. Как правило, это включает в себя слой, который выполняет скалярное произведение ядра свёртки с входной матрицей слоя. Это произведение обычно представляет собой скалярное произведение Фробениуса, а его функцией активации обычно является ReLU. На рис. 1 представлена свёрточная нейронная сеть с тремя скрытыми слоями, представляющими собой свёрточный слой.

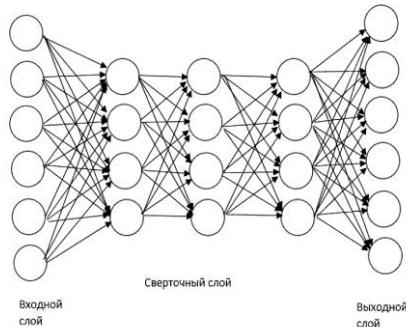


Рис. 1. Свёрточная нейронная сеть

3. КРИТЕРИИ КАЧЕСТВА КЛАССИФИКАЦИИ ДАННЫХ НЕЙРОСЕТЯМИ

Для оценки качества работы алгоритма классификации существуют определенные критерии, по которым можно оценить точность классификации данных. Эти критерии называются метриками. Основные метрики, характеризующие точность классификации данных это: accuracy, precision, recall. Рассмотрим каждую из метрик.

Accuracy – метрика, которая характеризует общую точность, с которой нейронная сеть осуществляет предсказания по всем классам. Accuracy представляет собой отношение количества правильных предсказаний к общему количеству предсказаний.

Precision – метрика, характеризующая положительное прогнозное значение. Метрика precision рассчитывает вероятность того, что модель СНС правильно спрогнозировала предсказание и это предсказанное значение является истинным.

Recall – метрика, характеризующая долю истинно положительных результатов классификации. Эта метрика характеризует как часто модель спрогнозировала истинный результат, в то время как результат действительно является истинным.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Для достижения поставленной задачи был проведён следующий эксперимент. Используя материалы открытого источника (<https://openbci.com/>) был создан макет регистрирующей аппаратуры. Он включает в себя платы Cyton, Daisy, Wi-Fi модуль. На рис. 2 представлена плата регистрации данных ЭЭГ и нейропарнитура.

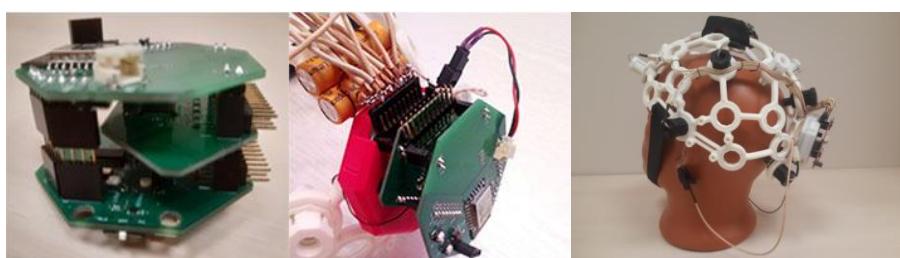


Рис. 2. Плата регистрации данных ЭЭГ и нейропарнитура

Плата Cyton используется для регистрации биопотенциалов, плата Daisy служит для увеличения числа каналов регистрации сигналов ЭЭГ. Каркас нейроригарнитуры был распечатан на 3D принтере. Она имеет монтажные отверстия, в которых размещаются электроды. Размещение электродов на голове испытуемого осуществлялось по системе 10-20. Она представлена на рис. 3.

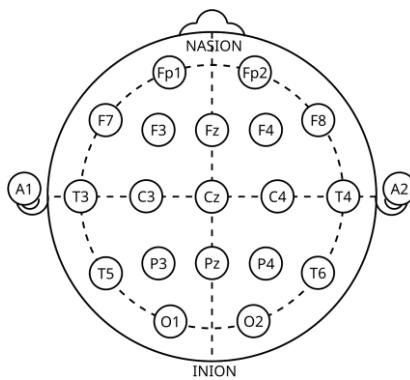


Рис. 3. Система 10-20

Записанные данные ЭЭГ по Wi-Fi каналу передавались на ПК. Для дальнейшей обработки сигналов ЭЭГ и выявления потенциалов, связанных с событием, применялась свёрточная нейронная сеть.

Реализация СНС осуществлялась на языке программирования высокого уровня python. Данные ЭЭГ, для удобства распознавания нейронной сетью, были загружены в файл формата .pkl. Эти данные были разбиты на обучающую и тестовую выборки. 80% данных использовались в обучающей выборке, а оставшиеся 20% в тестовой выборке. Для обучения нейронной сети использовался алгоритм Adam. Обучение нейронной сети осуществлялось на протяжении 30 эпох. Выбор такого количества эпох обучения является оптимальным, поскольку при увеличении количества эпох наблюдается эффект переобучения СНС. Для полноты картины было решено провести десятикратную проверку. Результатом эксперимента является расчёт метрик accuracy, precision, recall на этапе тестирования модели. Значения рассчитанных метрик представлены в табл. 1.

Таблица 1. Средние значения метрик Accuracy, Precision, Recall

№ эксперимента	Значение метрики Accuracy	Значение метрики Precision	Значение метрики Recall
1	77.61	39.92	75.73
2	80.47	44.02	75.73
3	80.71	44.35	75.73
4	82.97	48.29	72.79
5	82.97	48.32	74.26
6	82.61	47.64	74.26
7	83.80	50.00	76.47
8	82.73	47.88	75.00
9	83.57	49.48	71.32
10	82.50	47.44	75.00
Среднее	81.99	46.73	74.62

По представленным в табл. 1 результатам можно увидеть, что на 10 экспериментах среднее значение метрики Accuracy составило 81.99%, среднее значение метрики Precision составило 46.73%, среднее значение метрики Recall 74.62%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в рамках данной работы было рассмотрено применение свёрточной нейронной сети для классификации данных ЭЭГ. Полученные результаты говорят о том, что в качестве нейроклассификаторов целесообразно использовать аппарат СНС. Свёрточные нейронные сети имеют меньшее количество настраиваемых весов в отличии от полносвязной нейронной сети, а так же удобное распараллеливание вычислений, что даёт возможность реализовывать и обучать нейросети на графических процессорах (GPU).

Однако, следует отметить и недостаток СНС – много варьируемых параметров сети: количество слоёв, размерность ядра свёртки и т.д.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-20168, <https://rscf.ru/project/24-29-20168/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скрипачев В. О., Гуида М. В., Гуида Н. В., Жуков А. О. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ // International Journal of Open Information Technologies. 2022. №12.
2. Журавлев Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.

REFERENCES

1. Skripachev V. O., Guida M. V., Guida N. V., Zhukov A. O. FEATURES OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS // International Journal of Open Information Technologies. 2022. №12.
2. Zhuravlev D.V. Equipment for electroencephalographic research: a monograph / D.V. Zhuravlev; Voronezh State Technical University. Voronezh: VGTU Publishing House, 2021. 258 p.

LDA, MLP, SVM: СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КЛАССИФИКАЦИИ ДВИГАТЕЛЬНЫХ ОБРАЗОВ

Д. В. Журавлёв¹, А. А. Резниченко¹

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. Данная работа посвящена изучению основных методов классификации двигательных образов. Были исследованы три основных метода: линейный дискриминантный анализ, модель многослойного персептрона, метод опорных векторов. Работа содержит сведения об аппаратной части регистрации биопотенциалов. Так же приведены общие сведения о рассматриваемых в работе методах классификации двигательных образов. Так же представлена графическая зависимость изменения точности классификации рассматриваемых методов.

Ключевые слова: линейный дискриминантный анализ, многослойный персептрон, метод опорных векторов

BRAIN-COMPUTERINTERFACEONTHEP300 WAVEFORCONTROLLING ROBOTIC SYSTEMS AND COMPLEXES

D.V. Zhuravlev¹, A.A. Reznichenko¹

¹VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This paper is devoted to the study of the main methods of classifying motor images. Three main methods were investigated: linear discriminant analysis, multilayer perceptron model, and the support vector method. The work contains information about the hardware of the registration of biopotentials. It also provides general information about the methods of classifying motor images considered in the work. A graphical dependence of changes in the classification accuracy of the methods under consideration is also presented.

Keywords: linear discriminant analysis, multilayer perceptron, support vector machine

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, в мире большую популярность приобретает технология интерфейса мозг-компьютер (ИМК). Технология ИМК находит обширное применение в различных областях деятельности человека: медицина, робототехника, космическая отрасль, оборонно-промышленный комплекс. Так же ИМК применимы для классификации двигательных образов. Любой ИМК представляет собой программно-аппаратный комплекс, который включает в себя средства регистрации данных электроэнцефалограммы (ЭЭГ), а также программный код, осуществляющий обработку и классификацию данных ЭЭГ. ИМК так же применимы для классификации двигательных образов.

Двигательный образ – это мысленный процесс, с помощью которого человек мысленно имитирует определённое действие, но не совершает его в реальности. Имитация двигательных образов открывает возможность применения систем ИМК для управления когнитивными интеллектуальными системами, например робототехника. Для правильной и корректной работы ИМК требуется правильно распознать и классифицировать данные ЭЭГ. Для этого, в рамках данной работы было проведено исследование целью которого является сравнительный анализ трех методов классификации двигательных образов: линейный дискриминантный анализ, многослойный персептрон, метод опорных векторов.

2. АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС OPENBCI НА ПЛАТЕ CYTON

Как было упомянуто ранее, любой ИМК имеет как программную, так и аппаратную части. Регистрация сигналов ЭЭГ осуществлялась с помощью аппаратного комплекса OpenBCI. Он включает в себя плату регистрации данных ЭЭГ Cyton, плату Wi-Fi и плату Daisy, которая необходима для работы с большим количеством каналов регистрации ЭЭГ. На рис. 1 представлена плата Cyton и плата Daisy.

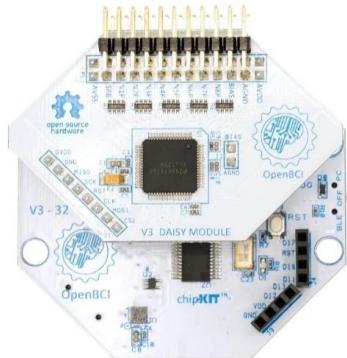


Рис. 1. Плата Cyton и плата Daisy

Каркас нейрогарнитуры был распечатан на 3Dпринтере. Он имеет монтажные отверстия для электродов, предназначенных для непосредственной регистрации сигналов ЭЭГ. Поскольку, в настоящее время наблюдается тенденция к применению для записи сигналов ЭЭГ сухих электродов, в ходе исследования в составе нейрогарнитуры использовались сухие электроды. Нейрогарнитура с электродами сухого типа, представлена на рис. 2. Регистрация сигналов ЭЭГ осуществлялась по системе 10-20[1]. На рис. 3 представлена схема размещения электродов 10-20 для регистрации данных ЭЭГ.

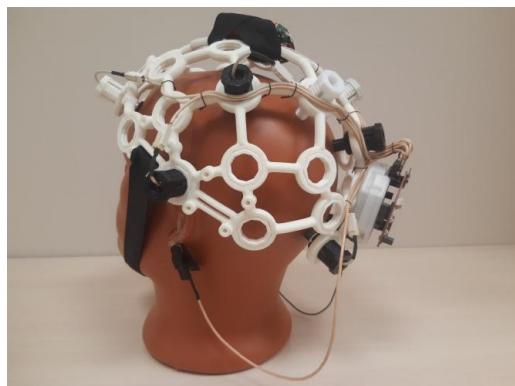


Рис. 2. Нейрогарнитура с электродами сухого типа



Рис. 3. Схема размещения электродов 10-20

3. ОПИСАНИЕ ОСНОВНЫХ МЕТОДОВ КЛАССИФИКАЦИИ ДВИГАТЕЛЬНЫХ ОБРАЗОВ

В ходе исследования, классификация данных ЭЭГ проводилась с помощью трех методов: линейный дискриминантный анализ (LDA), многослойный персептрон (MLP), метод опорных векторов (SVM).

Линейный дискриминантный анализ (Linear discriminant analysis или LDA) – алгоритм машинного обучения, который осуществляет классификацию данных, понижение размерности, а также наилучшим образом позволяет проводить разделение классов. Он работает путем поиска линейных комбинаций признаков, которые наилучшим образом разделяют классы в наборе данных. Основная идея LDA заключается в предположении о многомерном нормальном распределении признаков внутри классов и поиске их линейного преобразования, которое максимизирует межклассовую дисперсию и минимизирует внутриклассовую [2].

Многослойный персептрон (Multilayer perceptron или MLP) – метод, основанный на применении модели многослойной искусственной нейронной сети с заданным количеством слоев, состоящей из полностью связанных между собой нейронов с нелинейной функцией активации [3]. Количество скрытых слоев может составлять 3, 10, 30, 300. В ходе эксперимента было установлено что оптимальное количество скрытых слоев составляет 10.

Метод опорных векторов (Support vector machine или SVM) – стремится найти оптимальную гиперплоскость в N-мерном пространстве для разделения точек данных на разные классы. Алгоритм максимизирует разницу между ближайшими точками разных классов. Основная идея алгоритма SVM заключается в поиске гиперплоскости, которая наилучшим образом разделяет два класса, максимизируя разницу между ними. Эта разница представляет собой расстояние от гиперплоскости до ближайших точек данных (опорных векторов) с каждой стороны.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Таким образом, в рамках данной работы требовалось провести классификацию двигательных образов с использованием методов MLP, SVM, и LDA. Все расчеты точностей классификации проводились в программе OpenVibe 3.4.0. Выбор данного программного пакета обусловлен возможностью использовать в качестве классификатора любой из рассматриваемых методов. Каждый эксперимент содержит 40 испытаний поровну разделенных на два класса: 20 испытаний для класса 1 – движение влево; 20 испытаний для класса 2 – движение вправо. Обучение классификатора проводилось на одной записи. Остальные записи использовались для тестирования. Таким образом, необходимо рассчитать среднюю точность классификации с помощью методов LDA, MLP, SVM по итогам каждой экспериментальной сессии. Для того чтобы удостовериться, что полученная точность классификации не является случайной было проведено 10 экспериментальных сессий не зависимо друг от друга, в разное время. На рис. 1 представлена графическая зависимость точности классификации двигательных образов методами LDA, MLP, SVM на протяжении 10 экспериментальных сессий.

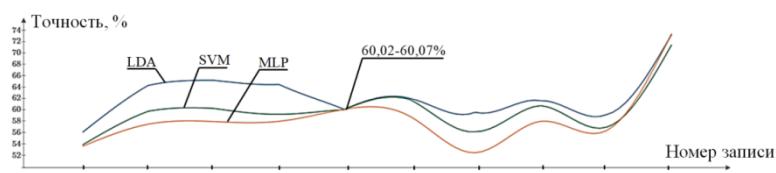


Рис. 4. Графическая зависимость точности классификации методами LDA, MLP, SVM на протяжении 10 экспериментальных сессий

Следует отметить, что точность классификации варьируется в пределах от 52% до 73%. Пятая запись показала практически идентичную точность классификации всеми рассматриваемыми методами. Следует также отметить, что метод LDA показал наибольшую точность классификации на протяжении всех 10 записей. Его средняя точность классификации составляет примерно 62%. Метод MLP показал наименьшую точность классификации. Его средняя точность составляет примерно 58%. Средняя точность обучения для метода SVM составляет 59%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в рамках данной работы были исследованы три метода классификации двигательных образов. Классификация с помощью методов LDA, SVM, MLP как было отмечено ранее, составляет в среднем 60%, а следовательно, в дальнейших исследованиях по данной тематике имеет смысл применить более сложные классификаторы на основе сверточных нейронных сетей.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-20168, <https://rscf.ru/project/24-29-20168/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавлев Д.В. Аппаратура для электроэнцефалографических исследований: монография / Д.В. Журавлёв; ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. – 258 с.
2. Петухов Д.Е., Ткаченко А.В., Белов Ю.С. ЛИНЕЙНЫЙ ДИСКРИМИНАНТНЫЙ АНАЛИЗ КАК КОНТРОЛИРУЕМЫЙ ПОДХОД В ЗАДАЧАХ УМЕНЬШЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ ДАННЫХ // Научное обозрение. Технические науки. – 2020.
3. Введение в нейросетевое моделирование: учеб. пособие / А.П. Сергеев, Д.А. Тарасов; под общ. ред. А.П. Сергеева.— Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2017.— 128 с

REFERENCES

1. Zhuravlev D.V. Equipment for electroencephalographic research: a monograph / D.V. Zhuravlev; Voronezh State Technical University. Voronezh: VGTU Publishing House, 2021. 258 p.
2. Petukhov D.E., Tkachenko A.V., Belov Yu.S. LINEAR DISCRIMINANT ANALYSIS AS A CONTROLLED APPROACH IN DATA DIMENSIONALITY REDUCTION TASKS. // Scientific review. Technical sciences. – 2020.
3. Introduction to neural network modeling: textbook. the manual / A.P. Sergeev, D.A. Tarasov; under the general editorship of A.P. Sergeev. Yekaterinburg : Ural Publishing House. University, 2017.— 128 pages

ВЫЯВЛЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

И.В. Гилев¹, Р.В. Ртищев¹

¹Воронежский институт МВД России, г. Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. В данной работе рассмотрены вопросы выявления беспилотных авиационных систем с использованием программных модулей в основу работы которых положены модели искусственных нейронных сетей. Рассмотрены примеры реализации для автоматизации поиска спектра управления и передачи данных беспилотных авиационных систем, а также осуществления поиска с использованием средств видеорегистрации. Комбинация разработанных модулей в единое программное обеспечение позволяет повысить оперативность и точность выявления беспилотных авиационных систем правонарушителей и своевременно принять меры к его нейтрализации.

Ключевые слова: спектр сигнала; беспилотные авиационные системы; искусственные нейронные сети.

IDENTIFICATION OF UNMANNED AIRCRAFT SYSTEMS USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

I.V. Gilev¹, R.V. Rtishchev¹

¹Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, the issues of identifying unmanned aircraft systems using software modules based on artificial neural network models are considered. Implementation examples for automating the search for the control spectrum and data transmission of unmanned aircraft systems, as well as searching using video recording tools, are considered. The combination of the developed modules into a single software makes it possible to increase the efficiency and accuracy of detecting unmanned aircraft systems of offenders and take timely measures to neutralize it.

Keywords: signal spectrum; unmanned aircraft systems; artificial neural networks..

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире применение беспилотных авиационных систем (далее – БАС) нашло широкое распространение в различных сферах деятельности [1]. Благодаря своей универсальности и высокой мобильности беспилотные летательные аппараты используются в таких областях, как сельское хозяйство, логистика, мониторинг, спасательные операции, обеспечение безопасности и др. БЛА аппараты отличаются формами и размерами, их можно контролировать с помощью аппаратуры управления, автопилотов или специальных программных систем с ретрансляционным оборудованием.

На сегодняшний день, высокой эффективность применения БАС в интересах силовых ведомств осуществляется путем воздушной разведки, поиска правонарушителей, и целенаправленном уничтожении объектов противника.

Однако и преступные элементы активно используют БАС для организации диверсий, атак на критически важные объекты, доставки запрещенных веществ (устройств) и др. Для эффективного противодействия такого рода применений БАС необходимо организовать их достоверное и своевременное обнаружение.

В связи с этим, актуальной задачей является автоматизация процесса комплексного обнаружения БАС по нескольким признакам, таким как: спектры каналов управления и передачи данных, а также с использованием средств визуального контроля, при этом в основу работы таких систем обнаружения положены искусственные нейронные сети.

2. РАЗРАБОТКА НЕЙРОННОЙ СЕТИ, РЕШАЮЩЕЙ ЗАДАЧИ ПОИСКА БАС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СРЕДСВ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ И АНАЛИЗА СПЕКТРА

Авторами разработана комплексная модель нейронной сети, осуществляющей комбинированную идентификацию БАС на основе данных с различных сенсоров, таких как: анализаторы спектра, а также средства видеонаблюдения. В основу работы искусственной нейронной сети положена архитектура YOLOv11s, которая используется для задач обнаружения объектов. Основными компонентами данной архитектуры являются [2, 3]:

1. Conv (Сверточные слои). Эти слои выполняют свертку входных данных с использованием фильтров (ядер) для извлечения признаков. Каждый сверточный слой имеет параметры, такие как количество входных и выходных каналов, размер ядра и шаг (stride).
2. C3k2 (C3-блоки). Это блоки, которые состоят из нескольких сверточных слоев и могут включать в себя дополнительные операции, такие как объединение (concatenation) или другие нелинейные преобразования. Они используются для увеличения глубины сети и улучшения способности модели извлекать сложные признаки.
3. SPPF (Spatial Pyramid Pooling - Fast). Этот слой используется для агрегации признаков на разных масштабах. Он объединяет признаки из разных уровней сети, что помогает модели лучше работать с объектами разных размеров.
4. C2PSA (Cross Stage Partial Spatial Attention). Это блок, который использует механизмы внимания для улучшения качества извлечения признаков. Он помогает модели сосредоточиться на наиболее важных частях изображения.
5. Upsample (Слои повышения разрешения). Эти слои увеличивают пространственное разрешение карты признаков, что полезно для задач обнаружения объектов, где важно сохранить детали на разных масштабах.
6. Concat (Конкатенация). Этот слой объединяет карты признаков из разных слоев, что позволяет модели использовать информацию из разных уровней иерархии.
7. Detect (Слой обнаружения). Это финальный слой, который отвечает за обнаружение объектов. Он выводит bounding boxes (ограничивающие рамки), классы объектов и их уверенность (confidence).

В результате обнаружения объектов, разработанными моделями машинного обучения и программного обеспечения (ПО) для распознавания текста, получено интеллектуальное ПО, позволяющее автоматически анализировать радиочастотный спектр и выявлять сигналы управления и передачи видео БАС. Пример оконного интерфейса программной реализации нейронной сети представлен на рис.1.

По изображению радиочастотного спектра, полученному с устройства, анализирующего радиочастотный спектр нейронная сеть определяет мощность сигнала управления и передачи видеоданных от БАС, а также частотные характеристики. Данные сведения могут свидетельствовать о модели БАС, удалении от точки наблюдения и др [4].

Вторым модулем интеллектуальной системы обнаружения БАС является обнаружение с использованием средств видеонаблюдения. При таком использовании нейронных сетей модель определяет класс БАС с определенной вероятностью по мере приближения к средству видеорегистрации. Разработанная модель позволяет классифицировать объект в один из 4-х классов: мультироторный БАС, самолетный БАС,

неопределенный класс БАС, птица. Пример программной реализации модуля представлен на рис. 2.

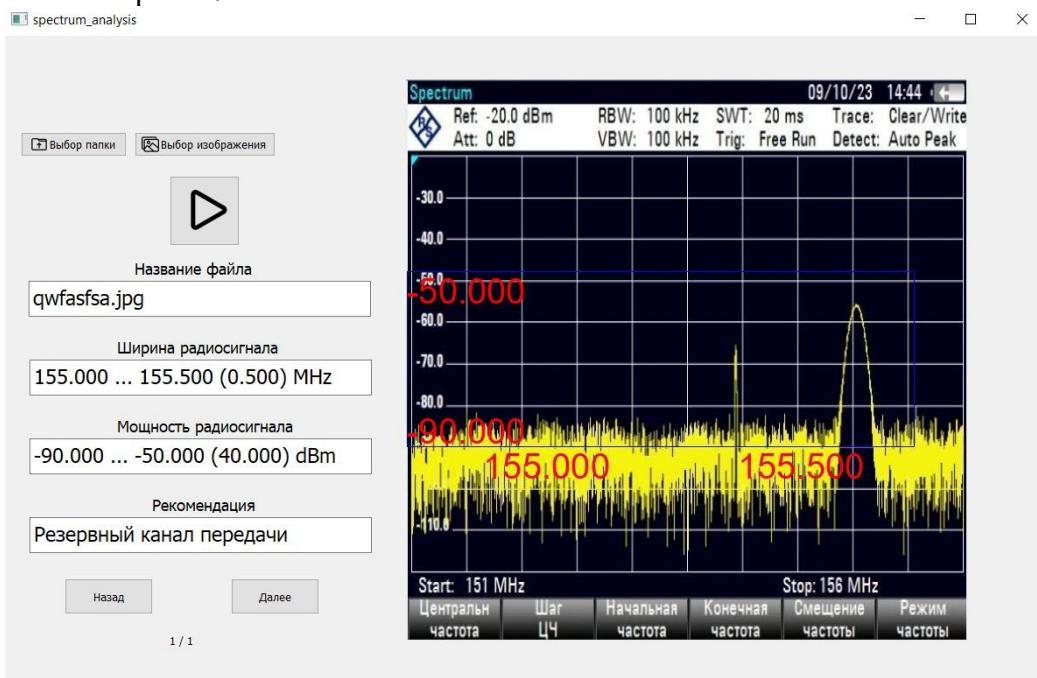


Рис. 1. Пример работы оконного интерфейса интеллектуального программного обеспечения для поиска в радиочастотном спектре признаков идентификации БАС

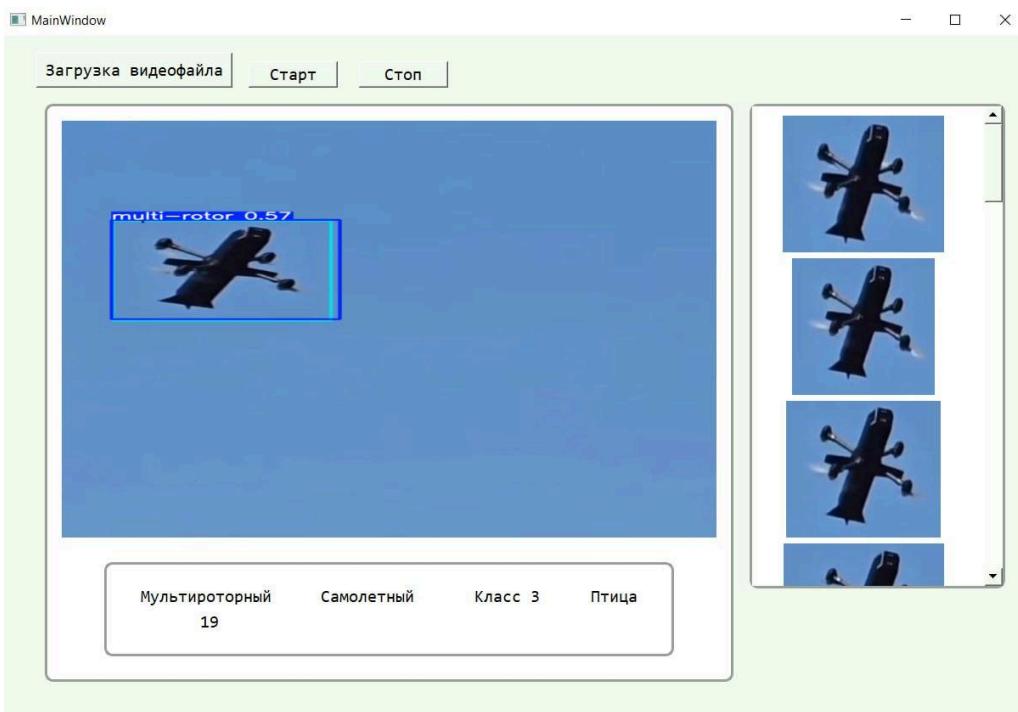


Рис. 2. Пример программной реализации модуля классификации БАС

Модуль позволяет классифицировать как статичный изображения, так и видеофрагменты в режиме реального времени.

Комбинация разработанных модулей в единое программное обеспечение позволяет повысить оперативность и точность выявления БАС правонарушителей и своевременно принять меры к его нейтрализации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанные авторами нейросетевые модули и их реализация в рамках программного обеспечения позволяет автоматизировать процесс нахождения БАС по совокупности его идентификационных признаков. Совокупность разработанных модулей значительно снижает временные затраты на обнаружение, и как следствие более эффективно позволяет применять методы противодействия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brief summary of YOLOv8 model structure [Электронный ресурс]. – URL: <https://github.com/> (дата обращения: 20.02.2025).
2. Постолит А. В. Основы искусственного интеллекта в примерах на Python. Самоучитель. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2024. – 448 с.3. GitHub [Электронный ресурс]. – URL: <https://github.com> (дата обращения: 03.04.2025).
3. Черниговский, А. В. Нейронные сети как инструмент анализа сетевого трафика / А. В. Черниговский, М. В. Кривов // Вестник Ангарского государственного технического университета. – 2019. – № 13. – С. 151-157.
4. Элбон Крис. Машинное обучение с использованием Python. Сборник рецептов: Пер. с англ. – Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2019. – 384 с.

REFERENCES

1. Brief summary of YOLOv8 model structure [Electronic resource]. – URL: <https://github.com/> (accessed: 02.20.2025).
2. Postolit A.V. Fundamentals of artificial intelligence in Python examples. Self-help guide. - 2nd ed., revised. and additional – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2024. – 448 p.3. GitHub [Electronic resource]. – URL: <https://github.com> (date of reference: 04.03.2025).
3. Chernigov, A.V. Neural networks as a tool for analyzing network traffic / A.V. Chernigov, M. V. Krivov // Bulletin of Angarsk State Technical University. – 2019. – No. 13. – pp. 151-157.
4. Elbon Chris. Machine learning using Python. Collection of recipes: Translated from English – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2019. – 384 p.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТКРЫТОГО СЕГМЕНТА СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОДЕЛИРОВАНИЯ НАРУШЕНИЙ БЕЗОПАСНОСТИ СВЯЗИ ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ СВЯЗИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

И. С. Черных¹, О. А. Остроумов¹, О. М. Лепешкин^{1,2}, В. А. Тихонов³

¹Военная орденов Жукова и Ленина краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС), г. Санкт–Петербург, Россия.

²Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, г. Санкт–Петербург, Россия.

³Акционерное общество «Технологии радиоконтроля», г. Санкт–Петербург, Россия.

Аннотация. Модель является формализованной с помощью сетей Петри и имитационной в среде программного обеспечения CPN-tools. Модель предназначена для выявления уязвимостей и проведения их анализа. С помощью свойства достижимости конечной разметки в терминах сетей Петри, модель позволяет рассчитать траектории и определять сценарии функционирования системы (объекта), которые приводят к переходу в состояния опасного функционирования в следствии нарушений безопасности связи, а именно в связи с несоответствием конфигурации средств защиты информации и телекоммуникационного оборудования (ошибки второго рода – ложноположительное решение) заданным требованиям. Данная модель позволяет реализовать структурный синтез системы анализа защищенности, а именно, определения мест размещения агентов сетевого контроля и средств предупреждения деструктивных программно-аппаратных воздействий. Результаты моделирования являются исходными данными для дальнейшего обоснования производительности агентов сетевого контроля, а также позволяют рассчитать численный показатель вероятности возникновения уязвимости в открытом сегменте сети передачи данных узла связи сети связи общего пользования.

Ключевые слова: показатель защищенности; состояния опасного функционирования; деструктивные программно-аппаратные воздействия, вероятность возникновения уязвимости.

METHODOLOGY FOR CALCULATING THE SECURITY INDICATORS OF AN OPEN SEGMENT OF A DATA TRANSMISSION NETWORK BASED ON THE RESULTS OF MODELING COMMUNICATION SECURITY VIOLATIONS DURING THE OPERATION OF TELECOMMUNICATION EQUIPMENT OF A COMMUNICATION NODE OF A PUBLIC COMMUNICATION NETWORK

I. S. Chernykh¹, O. A. Ostroumov¹, O. M. Lepeshkin^{1,2}, V. A. Tikhonov³

¹Military Orders of Zhukov and Lenin Red Banner Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (VAS), St. Petersburg, Russia.

²Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia.

³Radio Control Technologies Joint Stock Company, St. Petersburg, Russia.

Abstract. The model is formalized using Petri nets and simulated in the CPN-tools software environment. The model is designed to identify vulnerabilities and analyze them. Using the reachability property of the final markup in terms of Petri nets, the model allows you to

calculate trajectories and determine scenarios for the functioning of the system (object) that lead to a transition to states of dangerous functioning as a result of communication security violations, namely due to inconsistencies in the configuration of information security and telecommunications equipment (errors of the second kind – false positive solution) given requirements. This model makes it possible to implement a structural synthesis of a security analysis system, namely, determining the locations of network monitoring agents and means of preventing destructive software and hardware impacts. The simulation results are the initial data for further substantiation of the performance of network monitoring agents, and also allow us to calculate a numerical indicator of the probability of vulnerability in the open segment of the data transmission network of the communication node of the public communication network.

Keywords: the indicator of security; the state of dangerous functioning; destructive software and hardware impacts, the likelihood of vulnerability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные сети связи общего пользования (далее – ССОП) представляют собой сложные технические системы [3], устойчивость и безопасность их инфраструктуры являются критически важными факторами. В связи с чем, особую актуальность приобретают вопросы обеспечения защиты информации в открытых сегментах сетей передачи данных, где уязвимости в средствах защиты информации могут стать причиной серьезных сбоев, утечек данных или кибератак. В условиях роста числа угроз, связанных с цифровизацией критически важных объектов, разработка моделей функционирования узлов связи, способных в режиме близкому к реальному времени выявлять уязвимости становится неотъемлемой частью стратегии эффективного противодействия деструктивным программно-аппаратным воздействиям [4].

Открытые сегменты сетей, в силу своей доступности для внешних взаимодействий, наиболее подвержены эксплуатации уязвимостей — от ошибок в конфигурации межсетевых экранов до компрометации криптографических протоколов. При этом классические подходы к обеспечению безопасности, зачастую оказываются неэффективными в динамически меняющихся условиях [5]. Возникает необходимость в гибридных решениях, сочетающих превентивный анализ рисков, автоматизированное перераспределение ресурсов и оперативное восстановление функциональности узла связи без полной остановки обслуживания трафика [6].

В данной статье анализируются сценарии возникновения уязвимостей, при которых узел связи ССОП переходит в состояние опасного функционирования. Результаты исследования могут быть применены для проектирования адаптивных систем безопасности в инфраструктуре сетей связи общего пользования [3,4,5,6].

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

На начальном этапе модель узла связи сети связи общего пользования (далее УС ССОП) при возникновении уязвимости, средств защиты информации (далее – СЗИ) в открытом сегменте сети передачи данных сети связи общего пользования (далее – ОС СПД ССОП) была представлена графом, имеющим конечное множество вершин и ветвей, снабженным наборами свойств.

Начальная разметка модели функционирования УС ССОП при возникновении уязвимости СЗИ в ОС СПД будет иметь вид:

$$\mu_0 = (11010100000000000000) \quad (1)$$

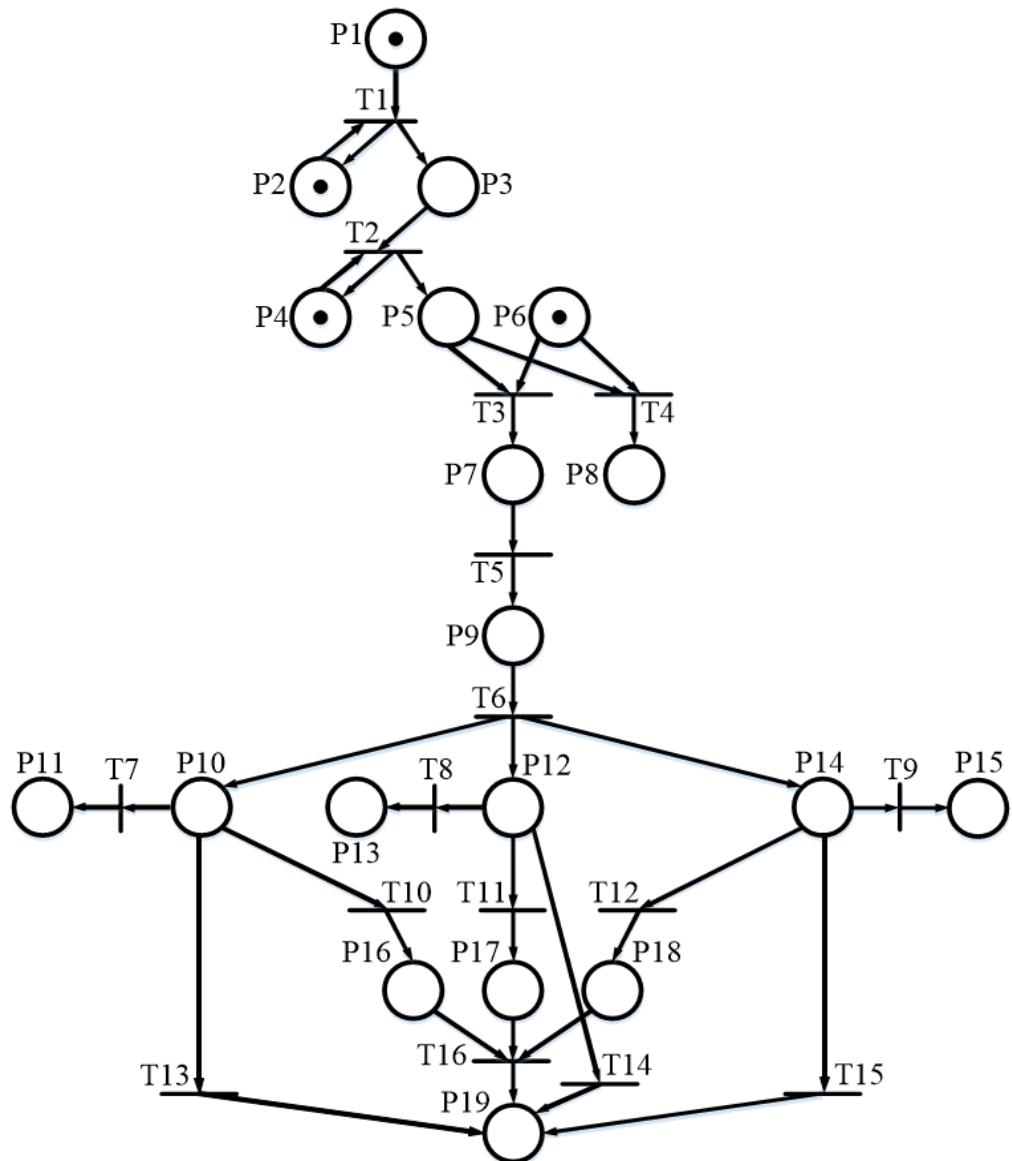


Рис. 1. Модель функционирования узла связи сети общего пользования при возникновении уязвимости средств защиты информации в открытом сегменте сети передачи данных

Позиции графа модели функционирования УС ССОП при возникновении уязвимости СЗИ в ОС СПД:

- P1 - наличие подключения ОС к внешней сети передачи данных;
- P2 - требования фильтрации пакетов заданы;
- P3 - пакет прошел предварительную фильтрацию;
- P4 - сформирована строка матрицы конфигурации;
- P5 - сформирована матрица текущей конфигурации межсетевого экрана;
- P6 - задана матрица эталонной конфигурации межсетевого экрана;
- P7 - пакет прошел сравнение конфигураций;
- P8 - несовпадение матриц (нарушение безопасности связи);
- P9 - пакет прошел в открытый сегмент;
- P10 - пакет на анализе в средстве антивирусной защиты;
- P11 - пакет сброшен в карантин средства антивирусной защиты;
- P12 - пакет на анализе в системе обнаружения атак;

- P13 - воздействие обнаружено и заблокировано системой обнаружения атак;
 P14 - попытка несанкционированного доступа;
 P15 - попытка несанкционированного доступа заблокирована;
 P16 - правильно-положительное решение средства антивирусной защиты;
 P17 - правильно-положительное решение системой обнаружения атак;
 P18 - правильно-положительное решение средств защиты от несанкционированного доступа;
 P19 - пакет прошел проверку средств защиты информации.

Переходы графа модели функционирования УС ССОП при возникновении уязвимости СЗИ в ОС СПД:

- T1 - проверка пакетов на соответствие заданным требованиям;
 T2 - функционирование агента сетевого контроля;
 T3 - сравнение матриц конфигурации межсетевого экрана;
 T4 - сравнение матриц конфигурации межсетевого экрана;
 T5 - прохождение трафика в ОС;
 T6 - анализ пакета в средствах ЗИ;
 T7 - отправка пакета в карантин средством антивирусной защиты;
 T8 - отправка пакета в блокировку системой обнаружения атак;
 T9 - блокировка несанкционированного доступа;
 T10 - принятие правильно-положительного решения средством антивирусной защиты;
 T11 - принятие правильно-положительного решения средством обнаружения атак;
 T12 - принятие правильно-положительного решения средств от несанкционированного доступа;
 T13 - принятие ложно-положительного решения средством антивирусной защиты;
 T14 - принятие ложно-положительного решения системой обнаружения атак;
 T15 - принятие ложно-положительного решения средств защиты от несанкционированного доступа;
 T16 - правильно-положительное решение всех трех средств защиты информации.

Далее представленная графиком топологическую информацию модели формализуется в виде матрицы инцидентности (2).

$$C = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (2)$$

Далее с помощью решения задачи достижимости конечной разметки матричным методом [2]., базирующимся на использовании фундаментального уравнения (3), проводится расчет траектории перехода ОС УС ССОП в состояния опасного функционирования, при ложно-положительном решении средств защиты информации.

$$\mu^k = \mu^0 + \bar{\sigma} \bullet C \quad (3)$$

Попадание маркеров в позиции P10, P12, P14, - означает начала анализа полученного пакета информации СЗИ, описанных в позициях графа модели (Рис.2). Для того чтобы сделать модель более универсальной события описанные в позициях P10, P12, P14, являются независимыми и представляют собой «ветвили», так как с равной вероятностью, маркер из каждой из них, может пройти по трем направлениям: – T7, T8, T9, - блокирование или отправка пакета в карантин СЗИ;

- T10, T11, T12, - принятие правильно-положительного решения СЗИ
- T13, T14, T15, - принятие ложно-положительного решения СЗИ;

Вместе с тем, модель отражает полную группу событий вариантов принятия решений имеющимися средствами защиты информации. Каждому из этих вариантов соответствует конечная разметка модели.

Так при принятии правильно-положительного решения всеми тремя СЗИ, конечная разметка модели будет иметь вид (1.1)

$$\mu_1 = (01010000000000000001) \quad (1.1)$$

При принятии ложно-положительного решения СЗИ конечная разметка модели будет иметь вид:

- принятие ложно-положительного решения СЗИ (1.2);

$$\mu_2 = (0101000000000000111) \quad (1.2)$$

– принятие ложно-положительного решения системой обнаружения атак (далее – СОА) (1.3);

$$\mu_3 = (010100000000001101) \quad (1.3)$$

– принятие ложно-положительного решения средством защиты от несанкционированного доступа (НСД) (1.4);

$$\mu_4 = (010100000000001011) \quad (1.4)$$

– принятие ложно-положительного решения средством антивирусной защиты (АВ3) и СОА (1.5);

$$\mu_5 = (0101000000000000102) \quad (1.5)$$

- принятие ложно-положительного решения средством АВ3 и НСД (1.6);

$$\mu_6 = (0101000000000000012) \quad (1.6)$$

- принятие ложно-положительного решения средством СОА и НСД (1.7);

$$\mu_7 = (01010000000000001002) \quad (1.7)$$

- принятие ложно-положительного решения средствами АВ3, СОА и НСД (1.8);

$$\mu_8 = (01010000000000000003) \quad (1.8)$$

Подставляя варианты конечной разметки модели (1.1), (1.2), (1.3), (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8) и подставляя в фундаментальное уравнение (3) мы сможем получить траектории перехода ОС УС ССОП в состояния опасного функционирования, при ложно-положительном решении СЗИ.

Для краткости записи расчетов траекторий, вместо числовых значений подставим в уравнения их символьное обозначение, в результате чего уравнение будет иметь вид:

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования ложно-положительного решения СЗИ:

$$\bar{\sigma} = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{11} t_{12} \quad (3.1)$$

С целью различия траекторий вместо $\bar{\sigma}$, введем обозначение K_n , исходя из чего запись траектории будет иметь вид:

$$K_1 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{11} t_{12} \quad (3.2)$$

Продолжая расчеты траекторий достижения каждой из конечных разметок (1.3), (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8) получим следующий результат:

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством обнаружения атак:

$$K_2 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{14} t_{10} t_{12} \quad (3.3)$$

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством СОА и АВЗ:

$$K_3 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{12} \quad (3.4)$$

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством защиты от несанкционированного доступа:

$$K_4 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{15} t_{10} t_{11} \quad (3.5)$$

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством АВЗ и НСД:

$$K_5 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{15} t_{11} \quad (3.6)$$

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством СОА и НСД:

$$K_6 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{14} t_{15} t_{10} \quad (3.7)$$

– траектория перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительного решения средством АВЗ, СОА и НСД:

$$K_7 = t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} \quad (3.8)$$

Полученные траектории перехода ОС УС ССОП в состояние опасного функционирования в результате ложно-положительных решений СЗИ (3.2), (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), (3.7), (3.8), используем для получения численного показателя характеризующего общую вероятность возникновения уязвимости.

Для продолжения ведения вычислений в описываемой модели, наиболее подходящим будет являться логико-вероятностный метод, применение которого для проведения исследований структурных проблем надежности, безопасности и защищенности структурно-сложных систем изложено в монографии И.А.Рябинина [1].

В связи с большими возможностями при анализе влияния любого элемента на надежность, безопасность и защищенность всей системы, логико-вероятностный метод позволит в полной мере реализовать полученные траектории перехода ОС УС ССОП в состояния опасного функционирования в результате ложно-положительных решений СЗИ [1].

В данном случае воспользуемся алгоритмом ортогонализации, основанным на преобразовании функций алгебры логики в ортогональную дизъюнктивную нормальную форму (ОДНФ).

Отрицание элементарной конъюнкции ранга r $K_i = x_1 x_2 \dots x_r$ эквивалентно дизъюнкции $K_i = x_1^{\alpha_1} \vee x_2^{\alpha_2} \vee \dots \vee x_1^{\alpha_r} x_2^{\alpha_2} \dots x_{r-1}^{\alpha_{r-1}} x_r^{\alpha_r}$ члены которой попарно ортогональны [1]. Применяя алгоритм ортогонализации, преобразуем траектории

$K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6, K_7$ к ортогональной дизъюнктивной нормальной форме (далее – ОДНФ), функции с помощью преобразования в матричную форму, она будет иметь вид (4):

$$f(x_1, x_2, \dots, x_m) = \begin{vmatrix} K_1 & K_1 \\ K_2 & K_1 K_2 \\ K_3 & K_1 K_2 K_3 \\ \dots & \dots \\ K_n & K_1 K_2 K_3 K_4 \cdots K_{n-1} K_n \end{vmatrix} \quad (4)$$

Применимально к модели с учетом функции (4), уравнение будет иметь вид (4.1).

$$y = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{11} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{14} t_{10} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{15} t_{10} t_{11} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{15} t_{11} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{14} t_{15} t_{10} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \\ K_7 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} K_1 \\ K_1 K_2 \\ K_1 K_2 K_3 \\ K_1 K_2 K_3 K_4 \\ K_1 K_2 K_3 K_4 K_5 \\ K_1 K_2 K_3 K_4 K_5 K_6 \\ K_1 K_2 K_3 K_4 K_5 K_6 K_7 \end{vmatrix} \quad (4.1)$$

Исходя из выражения (4.1) определим следующие конъюнкции:

$$K_1 \wedge K_2 = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{10} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{10} t_{11} t_{12} \end{vmatrix} \quad (4.2)$$

$$K_1 K_2 \wedge K_3 = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{10} t_{11} t_{12} \end{vmatrix} \quad (4.3)$$

$$K_1 K_2 K_3 \wedge K_4 = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \end{vmatrix} \quad (4.4)$$

$$K_1 K_2 K_3 K_4 \wedge K_5 = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \\ t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \end{vmatrix} \quad (4.5)$$

$$K_1 K_2 K_3 K_4 K_5 \wedge K_6 = \begin{vmatrix} t_1 t_2 t_3 t_5 t_6 t_{13} t_{14} t_{15} t_{10} t_{11} t_{12} \end{vmatrix} \quad (4.6)$$

Подставляя конъюнкции (4.2), (4.3), (4.4), (4.5), (4.6), в общую матричную форму, согласно формуле (5) алгоритма окончательно получаем:

$$P\{y(x_1, \dots, x_m) = 1\} = R_c = \sum_{i=1}^s P(\square_i) \quad (5)$$

получаем выражение (6) являющееся показателем защищенности открытого сегмента сети передачи данных по результатам моделирования нарушений безопасности связи при функционировании телекоммуникационного оборудования.

$$\begin{aligned}
 P\{y=1\} = & \left[R_{13}R_{11}R_{12} + Q_{13}R_{14}R_{10}R_{12} + R_{13}R_{14}R_{10}Q_{11}R_{12} + R_{13}R_{14}Q_{10}Q_{11}R_{12} + \right. \\
 & Q_{13}Q_{14}R_{15}R_{10}R_{11} + R_{13}Q_{14}R_{15}R_{10}R_{11}Q_{12} + Q_{13}R_{14}R_{15}R_{10}R_{11}Q_{12} + R_{13}R_{14}R_{15}R_{10}R_{11}Q_{12} + \\
 & R_{13}Q_{14}R_{15}R_{10}R_{11}Q_{12} + R_{13}R_{14}R_{15}Q_{10}R_{11}Q_{12} + R_{13}R_{14}R_{15}R_{10}Q_{11}Q_{12} + Q_{13}R_{14}R_{15}R_{10}Q_{11}Q_{12} + \\
 & \left. R_{13}R_{14}R_{15}Q_{10}Q_{11}Q_{12} \right] \cdot R_1R_2R_3R_4R_{17} \quad (6)
 \end{aligned}$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирование проводилось на основе анализа перехода функционирования ОС УС ССОП в опасное состояние в результате нарушения безопасности связи, вызванного несоответствием параметров конфигурации средств защиты и телекоммуникационного оборудования, а также анализа угроз сетевой инфраструктуре ССОП [4,5,6].

Главная задача модели заключается в предотвращении атаки на стадии подготовки. Для достижения этой цели администратором сети с помощью модели проводится анализ системы с позиции потенциального злоумышленника. Уязвимости, выявляются и устраняются, до того, как они могут быть использованы.

Модель позволяет провести структурный анализ, получить вероятностный показатель нарушений безопасности связи в следствии, несоответствия конфигураций телекоммуникационного оборудования заданным требованиям и в дальнейшем правильно выполнить структурный синтез системы защиты объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рябинин И.А., Надежность и безопасность структурно-сложных систем. – СПб.: Политехника, 2000. – 248 с.: ил.
2. Мараховский В.Б., Розенблюм Л.Я., Яковлев А.В., Моделирование параллельных процессов Сети Петри. СПб.: Профессиональная литература, 2014. – 400 с.: ил.
3. Шостак Р.К., Лепешкин О.М., Новиков П.А., Худайназаров Ю.К. Активирующая подсистема сетевого мониторинга системы связи специального назначения // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь, 2018, Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В5-и томах. С. 39-44.
4. Лепешкин О.М., Корсунский А.С. Оптимизация структуры комплекса информационно-технических средств в автоматизированных системах управления. // Автоматизация процессов управления. 2011. № 4. С. 76-81.
5. Лепешкин О.М. Синтез модели процесса управления социальными и экономическими системами на основе теории радикалов автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук / С.- Петерб. гос. политехн. ун-т. Санкт-Петербург, 2014.
6. Бударин Э.А., Васюков Д.Ю., Дементьев В.Е., Колбасова Г.С., Краснов В.А., Лепешкин О.М., Лаута О.С., Митрофанов М.В., Худайназаров Ю.К. Обеспечение защиты информации в локальных вычислительных сетях Санкт-Петербург, 2013. -228 с.

REFERENCES

1. Ryabinin I.A., Reliability and safety of structurally complex systems. – St. Petersburg: Polytechnic, 2000. – 248 p.: ill.

2. Marakhovsky V.B., Rosenblum L.Ya., Yakovlev A.V., Modeling of parallel processes of the Petri Net. St. Petersburg: Professional Literature, 2014. 400 p.: ill.
3. Permyakov A.S., Lepeshkin O.M., Mitrofanov M.V. Problems of security of information and telecommunication networks of special purpose // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. In 6 volumes. 2020. pp. 44-48.
4. Shostak R.K., Lepeshkin O.M., Novikov P.A., Khudainazarov Yu.K. Activating subsystem of network monitoring of a special-purpose communication system // In the collection: Radar, navigation, communications, 2018, Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes. pp. 39-44.
5. Lepeshkin O.M. Synthesis of a model of the process of managing social and economic systems based on the theory of radicals abstract of the dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences / St. Petersburg State Polytechnic University. un-T. St. Petersburg, 2014.
6. Budarin himself.A., D. Vasyukov.The spell., V. Dementyev.Family., G. Kolbasov.S., V. Krasnov.A., Not Lepeshkina.M., Not Lautoy.S., M. Mitrofanova.V., Khudainazarova N.K. Protection of local computing information in networks and security I Traveled Through St. Petersburg, 2013. -228 P.

СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РЕШАЕМЫМ ЗАДАЧАМ, ПОКАЗАТЕЛЯМ ЭФФЕКТИВНОСТИ

С. А. Мочалов¹, И. В. Буланов¹, О. А. Лыкова¹

¹ЦНИИ ВВС (Минобороны России), Москва, Россия

Аннотация. В статье предложен перечень потенциально решаемых задач системами искусственного интеллекта авиационных комплексов. На основе анализа перечня задач сделаны выводы об их этапности выполнения и роли принятия правильного решения. В качестве показателя эффективности систем искусственного интеллекта предложена вероятность правильного принятия решения в условиях ограничений на точность или достоверность решения, полноту рассматриваемых альтернатив, время принятия решения.

Ключевые слова: система искусственного интеллекта; авиационный комплекс; беспилотный летательный аппарат; классификация; решаемая задача, показатель эффективности.

ARTIFICIAL INTELLIGENCE SYSTEMS OF AVIATION COMPLEXES, PROPOSALS FOR SOLVED PROBLEMS, PERFORMANCE INDICATORS

S. A. Mochalov¹, I. V. Bulanov¹, O. A. Likova¹

¹Central Research Institute of the Air Force (Ministry of Defense of Russia), Moscow, Russia

Abstract. The article proposes a regulation for solving the problems of artificial intelligence aviation systems. Based on the analysis of the list of tasks, conclusions were made about the stages of their implementation and the role of making the right decision. The probability of making a correct decision under conditions of limitations on the accuracy or reliability of the decision, the completeness of the alternatives under consideration, and the time of decision making is proposed as an indicator of the effectiveness of artificial intelligence systems.

Keywords: artificial intelligence system; aviation complex; unmanned aerial vehicle; classification; problem to be solved, performance indicator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Увеличение номенклатуры и сложности боевых задач, а также стремительное развитие авиационной радиоэлектроники обуславливает постоянный рост объема информации, которую члены экипажа пилотируемого авиационного комплекса (АК) или беспилотного летательного аппарата (БпЛА) должны использовать в интересах оптимизации управления АК (БпЛА), его оборудованием и вооружением. В то же время, вследствие увеличивающейся динамики боевых действий и условий применения АК (БпЛА), как правило, сокращается располагаемое время, отводимое на принятие решений. Совокупное влияние перечисленных факторов приводит к быстрому увеличению загрузки членов экипажа (операторов) и, как следствие, к неполному использованию потенциальных возможностей АК (БпЛА), его оборудования и вооружения. Можно констатировать, что сформировалось и продолжает углубляться новое серьезное противоречие между огромными информационными возможностями техники и ограниченными интеллектуальными возможностями бортовых средств

автоматизации. В полной мере это касается также и наземных систем управления действиями авиации, и систем медицинского обеспечения летного экипажа, и операторов пунктов управления БПЛА.

Как показывает опыт создания современной отечественной и зарубежной авиационной техники, попытки чисто эволюционного разрешения данного противоречия путем создания все более объемного специального программного обеспечения, построенного на традиционных принципах, не позволяет снять остроту проблемы. Одним из основных путей разрешения сложившегося противоречия является применение новых информационных технологий, основанных на принципах искусственного интеллекта. Этому направлению в последнее время уделяется все больше внимания, выполняется целый цикл работ, связанных с созданием и оценкой возможностей подобных систем, разрабатывается новая нормативная документация, принятая Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года [1].

В ранее выполненных работах [2, 3] были приведены предложения по совершенствованию понятийного аппарата в этой предметной области, по классификации систем искусственного интеллекта (СИИ), по принципам их создания. В настоящей статье систематизированы потенциально решаемые задачи с использованием СИИ и представлены предложения по показателям эффективности таких систем.

2. РЕШАЕМЫЕ ЗАДАЧИ

Прежде чем переходить к решаемым СИИ задачам, следует вспомнить классификационную структуру СИИ, непосредственно влияющую на классификацию решаемых задач. Так, в [2, 3] был предложен следующий вариант классификации СИИ применительно к пилотируемым АК и БПЛА:

по области применения (в пилотируемых АК, в БПЛА, в системах управления, навигации, медицинского обеспечения, в системах оборудования и вооружения, в бортовых комплексах обороны (БКО), в системах компьютерного зрения, обработки естественного языка, распознавания и синтеза речи);

по решаемым задачам (оптимизация решаемых задач, ситуационная осведомленность экипажа, определение местоположения и ориентации, формирование траекторий полета, контроль состояния оборудования, здоровья экипажа и безопасности полета, обнаружение, определение координат и сопровождение целей, распознавание целей и определение государственной принадлежности объектов, обмен информацией и командами управления, обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС), целераспределение оружия, определение зон и результатов применения оружия, выявление опасных объектов, формирование способов защиты, формирование типов и параметров помех, варианта оборонительного маневрирования);

по выполняемым функциям (получение, обработка информации, выработка решения, коммуникация (интерфейс), поддержка принятия решений, управление);

по используемым технологиям искусственного интеллекта (искусственные нейронные сети, нечеткая логика, имитационное статистическое, аналитическое моделирование, генетические алгоритмы).

Данный вариант классификации СИИ представлен на рисунке 1.

Проведенный анализ позволил выделить следующий примерный перечень задач, решение которых в автоматическом (автоматизированном) режиме на различных этапах полета выполняет бортовое оборудование АК (БПЛА), и которые могут рассматриваться как потенциальные задачи СИИ.

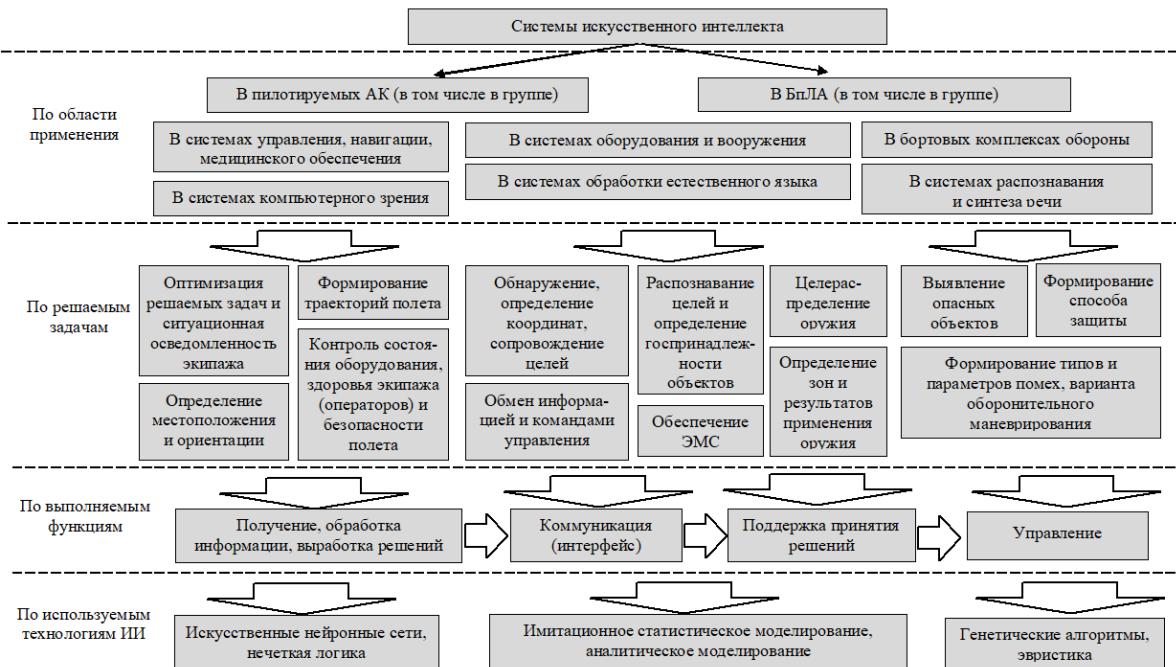


Рис.1. Вариант классификации систем искусственного интеллекта

1 Задачи систем управления, навигации и медицинского обеспечения.

Оптимизация решаемых задач:

определение предпочтительных параметров организации одиночных и групповых действий;

определение предпочтительных параметров организации ударных и обеспечивающих действий.

Ситуационная осведомленность экипажа:

представление на экране обстановки, рекомендаций по предпочтительному способу действий и ожидаемой эффективности;

звуковое информирование синтезированной речью о выработанных рекомендациях по решению задач, неисправности оборудования, опасных режимах полета.

Определение местоположения и ориентации:

определение местоположения и ориентации при комплексной обработке информации от бортовых навигационных средств и взаимодействующих объектов;

определение местоположения и ориентации в локальной автономной системе.

Формирование траекторий полета:

определение предпочтительной траектории полета в обход опасных зон с учетом ограничений по условиям полета;

определение предпочтительной траектории полета при поиске объектов.

Контроль состояния оборудования, здоровья экипажа (операторов) и безопасности полета:

оценка исправности оборудования, выработка рекомендаций по устранению неисправностей;

диагностика состояния здоровья членов экипажа (операторов БПЛА) с прогнозированием возможности выполнения задач;

оценка степени безопасности полета, выработка рекомендаций по обеспечению безопасности.

2 Задачи систем оборудования.

Обнаружение, определение координат и сопровождение целей:

определение предпочтительных вариантов обзора пространства бортовыми средствами обнаружения с учетом обстановки, определение предпочтительных мер их помехозащиты;

принятие решений об обнаружении целей, идентификация отметок, захват и сопровождение целей, селекция, группирование, сброс целей с сопровождения.

Распознавание целей и определение государственной принадлежности объектов:

идентификация данных, принятие решения о типе цели по совокупности признаков, управление режимами работы средств обнаружения;

опознавание государственной принадлежности объектов при комплексной обработке информации.

Обмен информацией и командами управления, обеспечение ЭМС:

прогноз эффективности радиосвязи и оптимизация трафика, определение предпочтительных мер помехозащиты средств связи;

оценка ЭМС систем, выработка предложений по обеспечению ЭМС.

3 Задачи систем вооружения.

Целераспределение оружия,

определение предпочтительного варианта целераспределения и его корректировка; выбор типа оружия.

Определение зон и результатов применения оружия:

определение предпочтительных рубежей применения оружия;

прогнозирование результатов применения оружия, определение факта поражения объекта.

4 Задачи бортовых комплексов обороны.

Выявление опасных объектов:

обнаружение, распознавание, определение уровня опасности атакующих объектов;

определение положения атакующих объектов и ожидаемых рубежей пуска управляемых ракет.

Формирование способа защиты, типов и параметров помех, варианта оборонительного маневрирования:

определение предпочтительного способа защиты и оценка его эффективности;

определение предпочтительных типов и параметров активных помех, режимов применения расходуемых средств, варианта оборонительного маневрирования.

Важнейшим вопросом является определение методов и технологий для решения перечисленных задач. Некоторые задачи, например, задачи идентификация отметок, захвата на сопровождение и сопровождение воздушных целей, относящиеся к вторичной обработке данных РЛС, по всей видимости, по-прежнему целесообразно решать традиционными методами. Какие-то, например, задачи распознавания, решать, используя технологии искусственных нейронных сетей, какие-то, например, оперативное определение целесообразных действий в складывающейся обстановке, – используя комбинированные методы. Заметим также, что сам вопрос о критерии отнесения технологий к технологиям искусственного интеллекта до сих пор является дискуссионным.

Рассматривая целесообразность выбора той или иной технологии решения задачи, по-видимому, следует вспомнить об организационно-технических принципах создания СИИ, перечисленных в [3]: достаточности затрачиваемых ресурсов, гарантированной надежности результата, полноты охвата задач, комплексности. Так, принцип достаточности затрачиваемых ресурсов требует ограничить применяемые в СИИ методы и технологии искусственного интеллекта теми, которые достаточны для решения стоящих задач с необходимой эффективностью. Принцип гарантированной

надежности результата, то есть принимаемых СИИ решений, устанавливает ограничения на уровень автоматизации, не позволяет неоправданно завышать его, устранив контроль со стороны человека. Принцип полноты охвата задач требует применения технологий искусственного интеллекта для максимального числа задач, которые должен решать АК (БПЛА), его бортовое радиоэлектронное оборудование и система вооружения. Принцип комплексности заключается в целесообразности комплексного применения методов и технологий решения задач.

3. ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Анализ перечня потенциально решаемых СИИ АК задач позволил сделать несколько выводов.

Первый вывод состоит в том, что все решаемые задачи завершаются принятием того или иного решения. Правильность принятия решения непосредственно влияет на выполнение поставленной задачи, следовательно, именно вероятность принятия правильного решения может характеризовать эффективность СИИ.

Второй вывод касается возможности разделения решаемых задач на несколько групп, которые связаны с последовательно выполняемыми этапами. К ним относятся:

группа задач первого этапа, в которой осуществляется принятие решения *о наличии тех или иных объектов, ситуации*: наличии определенной тактической обстановки, наличии целей, наличии опасности поражения, наличии неисправности оборудования, наличии заболевания члена экипажа;

группа задач второго этапа, в которой осуществляется принятие решения *о типе объектов, ситуации*: типах целей, типах опасных объектов, типе неисправности оборудования, типе заболевания члена экипажа;

группа задач третьего этапа, в которой осуществляется принятие решения *о возможности действия*: возможности применения тактических приемов, возможности уничтожения целей, возможности применения средств защиты, возможности восстановления оборудования, возможности восстановления здоровья члена экипажа;

группа задач четвертого этапа, в которой осуществляется принятие решения *о выборе варианта действия*: варианта поражения целей (в том числе выбора оружия), тактического приема (в том числе выбора траектории полета), варианта применения средств защиты (в том числе выбора варианта маневрирования, средств БКО), варианта восстановления оборудования, варианта восстановления здоровья члена экипажа.

Третий вывод касается возможности участия СИИ при принятии решений, как на одном, так и на нескольких этапах. Эффективность принятия решений на каждом из этапов оценивается отдельно.

Четвертый вывод касается показателя эффективности СИИ. С учетом вышеизложенного, в качестве основного показателя эффективности СИИ следует принять *вероятность правильного принятия решения в условиях ограничений*:

на точность или достоверность решения (вероятность ошибочного решения);

на полноту рассматриваемых альтернатив;

на время принятия решения.

Второй (обратный по отношению к вероятностному) показатель эффективности – пропускная способность системы ИИ (количество принимаемых решений в единицу времени) при ограничениях:

на точность решения или достоверность (вероятность ошибочного решения);

на полноту рассматриваемых альтернатив;

на вероятность принятия правильных решений.

Интегрально эффективность СИИ должна оцениваться по показателю верхнего уровня, например, вероятности решения поставленной перед АК (БпЛА) задачи, где в том числе учитываются возможности по автономности действий за радиогоризонтом.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье предложен перечень потенциально решаемых задач системами искусственного интеллекта авиационных комплексов. На основе анализа перечня задач сделаны выводы об этапности их выполнения и роли принятия правильного решения. В качестве показателя эффективности СИИ предложена вероятность правильного принятия решения в условиях ограничений на точность или достоверность решения, полноту рассматриваемых альтернатив, время принятия решения. Материал статьи представляет собой очередной шаг в области комплексных исследований систем искусственного интеллекта и может служить организующей основой при их проведении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года (указ Президента Российской Федерации от 10.10.2019. № 490).
2. Мочалов С.А., Лыкова О.А. Системы искусственного интеллекта военного назначения – предложения по терминологии и классификации // Труды 25 Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы защиты и безопасности». Перспективные направления развития вооружения, военной и специальной техники. СПб, 2022, Т. 1. – С. 239-242.
3. Мочалов С.А., Лыкова О.А., Пилипов А.А. Системы искусственного интеллекта авиационных комплексов, предложения по терминологии, классификации, принципам создания // Сборник трудов 29 Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2023, Т. 5. – С. 354-361.

REFERENCES

1. National Strategy for the Development of Artificial Intelligence for the Period up to 2030 (Decree of the President of the Russian Federation dated 10.10.2019. No. 490).
2. Mochalov S.A., Lykova O.A. Artificial intelligence systems for military purposes - proposals for terminology and classification // Proceedings of the 25th All-Russian scientific and practical conference "Actual problems of protection and security". Promising directions of development of weapons, military and special equipment, 2022, v. 1, St. Petersburg, - P. 239-242.
3. Mochalov S.A., Lykova O.A., Pilipov A.A. Artificial intelligence systems of aviation complexes, proposals on terminology, classification, principles of creation // Collection of works of the 29th International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", 2023, v. 5. - P. 354-361.

ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА ПРИ СОЗДАНИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

С.В. Козлов

Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление»
Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), г. Москва, Россия

Аннотация. В статье приводится анализ основных тенденций развития систем управления как важного элемента организационной системы на фоне смены парадигмы развития современного менеджмента. Показаны стадии, основные проблемы интеграции разнородных функциональных систем, связанные с расширением их перечня, и представлены предложения по основным вариантам их интеграции на процессной основе. Приведен перечень основных стандартов предприятий, определяющих порядок реализации основных процедур взаимодействия компонентов интегрированных систем управления, выделены стандарты, адаптированные к их применению с учетом процессного подхода к интеграции.

Ключевые слова: интеграция функциональных систем, стадии интеграции, стандарты предприятий, процессная основа интеграции.

THE PROBLEMS OF APPLYING MODERN METHODS OF THE PROCESS APPROACH TO THE CREATION OF INTELLIGENT INTEGRATED MANAGEMENT SYSTEMS

S.V.Kozlov

Federal Research Center "Informatics and Management" of the Russian Academy of Sciences of organization (FRCCSC), Moscow, Russia

Abstract. The article provides an analysis of the main trends in the development of management systems as an important element of the organizational system against the background of a paradigm shift in the development of modern management. The stages and main problems of integration of heterogeneous functional systems related to the expansion of their list are shown, and proposals on the main options for their integration on a process basis are presented. The list of the main standards of enterprises defining the order of implementation of the basic procedures of interaction of components of integrated management systems is given, the standards adapted to their application taking into account the process approach to integration are highlighted.

Keywords: integration of functional systems; integration stages; enterprise standards; integration process framework

1. ВВЕДЕНИЕ

Важная особенность развития систем управления, создаваемых на основе применения информационных и когнитивных технологий, в настоящее время определяется сменой парадигмы современного менеджмента с текстоцентрической, опирающейся на организацию (предприятие, фирму и др.), как на строго фиксированное по структуре и недостаточно гибкое по топологии формирование, на холистическую парадигму, для которой на первый план выдвигается бизнес-система, как система, прежде всего, организационных (бизнес) процессов. Новая парадигма развития систем

управления предполагает также и возможность оперативного расширения их функциональных возможностей непосредственно в период их эксплуатации на основе интеграции в ее структуре новых функциональных элементов. С учетом такой парадигмы структура системы управления изменяется от строго соответствующей иерархии органов управления к распределенной структуре, открытой к ее наращиванию новыми элементами [1]. По мере расширения масштабов и размерности интегрированной системы управления возрастает сложность обеспечения информационного взаимодействия включаемых в ее состав разнородных функциональных систем (взаимодействие по горизонтали). Такое положение объективно обуславливает необходимость перехода от функциональной к процессной интеграции с формированием полных групп сквозных целевых процессов взаимодействия разнородных функциональных систем в составе интегрированной системы управления и обеспечивающих их реализацию процессов системной инженерии.

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИНТЕГРАЦИИ РАЗНОРОДНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СИСТЕМ

Развитие систем управления на каждом этапе осуществлялось ранее и проводится в настоящее время в направлении повышения их функциональных возможностей с учетом обеспечения их защиты от угроз. Общее направление развития систем управления рассматривается от узкоспециализированных, монофункциональных систем управления к многофункциональным системам с последовательной интеграцией в их составе новых функциональных элементов. При этом в технологическом плане по мере повышения сложности реализации и возможностей новых технологий можно выделить цифровую трансформацию в качестве новой комплексной основы для развития ИСУ как многофункциональной системы. В развитии управленческой деятельности обычно выделяют автоматизацию функций по выполнению задач управления и автоматизацию процессов управления, реализуемые на основе функционального и процессного подходов, соответственно.

По мере расширения функциональности систем управления и создания интегрированных систем типа C², C³, C⁴ и т.д. возрастает сложность комплексной автоматизации функций по выполнению задач управления, непропорционально быстро растет сложность обеспечения межзадачного взаимодействия. В этой связи снижается уровень функциональной автоматизации и роль функционального подхода, возрастает роль автоматизации процессов. На основе такого представления ретроспективы и перспективы развития систем управления как объектов исследования и разработки можно показать поэтапное уточнение объекта и предмета исследования по такой тематике, как показано на рис. 1 и в табл. 1. Так, например, на 1-й и 2-й стадиях интеграции система управления как объект исследования, представляется в виде взаимоувязанной совокупности органов, центров и средств управления. а предмет исследования составляют бизнес-процессы и системотехника для их реализации. Основными методами исследований являются методы функционального подхода и системной инженерии.

Анализ существующих зарубежных подходов к интеграции разнородных функциональных систем свидетельствует о широком применении готовых к использованию средств автоматизации управления и информатизации управленческой деятельности (технология COTS – Commercial Of The Shelf) [2]. Интеграция функциональных систем на основе такой технологии осуществляется с использованием готовых коммерческих продуктов и решений для построения сложных систем. Этот метод имеет свои преимущества, связанные с сокращением времени и затрат на разработку интегрированной системы, гибкостью и масштабируемостью за счет

модульной архитектуры и др. В то же время определенные ограничения по его реализации связаны с зависимостью от поставщика при обновлении компонентов и поддержке их совместимости, а также с лицензионными ограничениями и затратами.



Рис. 1. Эволюция ИСУ: от монофункциональных систем до интегрированных многофункциональных систем управления

Таблица 1. Основные элементы предметной области исследования ИСУ

Стадии интеграции элементов системы управления	Основные признаки стадии интеграции	Предмет исследования	Методы исследования
Типовой объект исследования (на 1-й и 2-й стадии интеграции элементов)	Система управления как взаимоувязанная совокупность органов, центров управления и средств управления	Бизнес-процессы в жизненном цикле Системотехника	Функциональный подход к созданию интегрированных систем управления. Системная инженерия.
Объект исследования (на 3-й стадии интеграции элементов)	Интегрированная система управления как многофункциональная система на уровне органов, центров и средств управления	Полная группа целевых процессов в жизненном цикле	Процессный и проектный подходы. Системная инженерия.
Объект исследования (на 4 - 5-й стадии интеграции элементов)	Интегрированная система управления как многопроцессная система на уровне органов, центров и средств управления	Система полных групп целевых, обеспечивающих и противодействующих процессов в жизненном цикле	Процессный и проектный подходы

При этом важной проблемой на 3-й стадии является разработка интегрированной системы управления на основе комплексной реализации проектного (в части формирования структуры интегрированной системы управления) и процессного (в части обеспечения реализации алгоритма взаимоувязанного функционирования) подходов

разработчиков системы. В настоящее время в практике современного менеджмента применяются многие, проверенные временем, стандарты предприятий из их широкого перечня, например: BPM, CRM, ERP, ERP II, APS, PLM, BI, MES, SCADA, DM, EAI, MRP, MRP II, SCM, SCP, SCE, CAD, CAM, HRM, GAAP, WMCIAS, IFRS, IAB, APICS, TQM, EDI и др. [3, 4]. Вместе с тем, разнообразие включаемых в состав интегрированных систем компонентов и, в первую очередь, интеллектуальных и роботизированных функциональных элементов определяет такие новые проблемы, связанные с ограниченными возможностями совместного их применения при реализации новых алгоритмов функционирования, как сложность технической реализации, ограниченная гибкость к возможным вариантам изменения бизнес-процессов. Например, интеграция ERP, CRM и MES систем с различными форматами данных и протоколами без принятия дополнительных технологических мер по обеспечению совместимости представляется весьма сложной. Кроме того, обостряются ограничения, связанные с обеспечением взаимоувязанного функционирования всех компонентов в составе интегрированной системы, которые сдерживают применением в ее составе инновационных решений, например, на основе технологий интернета вещей (IoT), искусственного интеллекта (AI) и др. Обобщая в целом сложившееся положение с разнообразием перечня указанных выше стандартов предприятий, разработанных в разные периоды времени, с одной стороны, и с принадлежностью функциональных элементов, включаемых в состав интегрированных систем, к различным технологиям и периодам разработки, необходимо отметить, что со временем по мере расширения масштабности интегрированных систем сформировать сквозные процессы взаимодействия органов управления во вертикали и функциональных элементов системы по горизонтали становится проблематичным. Несмотря на то, что многие стандарты предприятия, хотя в той или иной мере связаны с его процессами, как показано в табл. 2, полноценного процессного подхода к созданию и развитию интегрированных систем управления реализовать не представляется возможным, поскольку практически многие из них связаны только с представлением бизнес-процессов.

Как свидетельствует мировой опыт применения указанных стандартов предприятия, BPM, IDEF и TQM являются наиболее прямыми инструментами процессного подхода, тогда как ERP, CRM, SCM и другие системы могут поддерживать его в рамках своих функциональных областей в той или иной степени. Рассматривая содержание существующего процессного подхода к созданию и развитию интегрированных систем управления, целесообразно отметить большое разнообразие в представлении процессов в жизненном цикле сложных технических систем. Так, чаще всего основное внимание в теории и практике многие разработчики сосредотачивают на бизнес-процессах с учетом ряда связанных с ними обеспечивающих процессов [5]. Другой подход базируется на процессах системной инженерии [6].

При этом в качестве общего признака существующего представления о процессном подходе применительно к интегрированным системам управления представляется целесообразным выделить фрагментарное видение совокупности процессов, на основе которых должна проводиться интеграция многофункциональных систем управления. В то же время при создании перспективных интегрированных систем управления важно сформулировать наиболее целостное представление о системе процессов в их жизненном цикле с обоснование подходов к структуре системы, к определению направлений взаимодействия входящих в ее состав процессов и к выявлению уязвимостей в их взаимодействии. В качестве одного из подходов целесообразно использовать представление такой системы процессов в виде

совокупности полных групп целевых функциональных процессов, обеспечивающих их реализацию процессов системной инженерии и противодействующих процессов [7, 8].

Таблица 2. Системы и стандарты предприятия, адаптированные к процессному подходу

Системы и стандарты, непосредственно связанные с процессным подходом	Системы, поддерживающие процессный подход	Системы, которые могут быть интегрированы в процессный подход	Стандарты учета и отчетности
BPM Методология, соответствует процессному подходу. Фокусируется на моделировании, анализе, оптимизации и автоматизации бизнес-процессов.	ERP, ERP II Системы управления ресурсами предприятия. Поддерживают процессный подход, обеспечивая сквозное управление процессам	APS Системы планирования и оптимизации производства	EDI Стандарт электронного обмена данными, как элемент процессного подхода в логистике и цепочках поставок.
IDEF Нотации для моделирования процессов (например, IDEF0, IDEF3) для описания и анализа бизнес-процессов.	CRM Система управления отношениями с клиентами.	BI Аналитические системы, обеспечивающие анализ данных о процессах и принятие решения на их основе.	GAAP Стандарты финансовой отчетности
WMCIAS Системы управления складом как часть системы логистики.	SCM Управление цепочками поставок в логистике и производстве.	SCADA Системы управления технологическими процессами, которые могут быть интегрированы в процессный подход на уровне автоматизации.	APICS стандарты и методики управления производством и запасами на основе процессного подхода.
TQM Подход к управлению качеством.	MES Системы управления производственными процессами на уровне оперативного управления.	HRM Управление персоналом, в части управления кадровыми процессами.	

Создание интегрированных систем управления на процессной основе может проводиться по двум основным вариантам:

- создание новой системы полностью на процессной основе в рамках комплексной опытно-конструкторской работы «с нуля», в соответствии с единым тактико-техническим заданием, согласованной с заинтересованными субъектами государственного заказа на ее создание системой исходных данных и на освоенной в промышленности технологической основе;

- создание системы с поэтапной интеграцией на уровне сначала организационных, затем, организационно-ресурсных и, в завершение, технико-технологических процессов.

Первый вариант представляется наиболее перспективным, поскольку при этом существует возможность в максимальной степени в комплексе учесть имеющиеся инновационные решения на уровне всех видов процессов. Такой подход является предпочтительным при создании принципиально новых интегрированных систем управления. Такому варианту должна предшествовать разработка концептуальных вопросов создания перспективной системы, включая обоснование организационных, системотехнических, нормативно-методических, технологических и других решений по структуре и алгоритмам функционирования системы в различных условиях ее применения. Важным условием реализации системного подхода при этом является встраивание адаптированных к процессному подходу типовых процедур, соответствующих стандартам предприятий (см. табл. 2).

В [8] предложен подход к проведению поэтапной интеграции функциональных элементов в составе системы управления, который в реальных условиях может оказаться наиболее приемлемым, поскольку при этом создание интегрированных систем управления может осуществляться поэтапно, по мере достижения готовности организационных, ресурсных и технологических условий, определяющих возможность непосредственного проведения работ.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные проблемы создания и развития интегрированных систем управления в настоящее время проявляются по многим аспектам развития организационных систем, обусловленным необходимостью приведения в соответствие систем управления в их составе новым вызовам и угрозам, определяющим необходимость развития систем управления в направлении расширения их функциональных возможностей на основе нового подхода к интеграции разнородных функциональных элементов, создающего условия для преодоления складывающихся ограничений по расширению их функциональности за счет формирования сквозных процессов взаимодействия по горизонтали.

Процессная основа создания и развития интегрированных систем управления, базирующаяся на развитую систему стандартов предприятий, широко применяемых в ходе функциональной интеграции требует развития в направлении системного представления и комплексного взаимодействия полных групп организационных процессов, обеспечивающих их реализацию процессов системной инженерии и противодействующих процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ефремов В.С. Стратегическое планирование в бизнес-системах. - М.: Финпресс, 2001. с. 240
2. Benefits of using Commercial-off-the Shelf-(COTS). [Электронный ресурс] 2024. URL <https://acqnotes.com/acqnote/careerfields/commercial-off-the-shelf-cots> (дата обращения: 25.02.2025)
3. Классы автоматизации: от MPS до ERP2. [Электронный ресурс] 2021. URL: <https://habr.com/ru/articles/81925/> (дата обращения: 25.02.2025)
4. Цифровое производство начинается с MES. [Электронный ресурс] 2021 URL: <https://dzen.ru/a/W-rn7mhP4ACzidu9?ysclid=m7lwbgj99r481847917> (дата обращения: 25.02.2025)
5. Репин В.В., Елиферов В.Г. процессный подход к управлению. Моделирование бизнес-процессов –М.: Манн, Иванов и Фербер, 2013.-544 с.

6. Козлов С.В. О направлениях интеграции информационных, управляющих и телекоммуникационных систем на процессной основе / С. В. Козлов [и др.] // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2018. – № 12. С. 34-40
7. Козлов С.В. Онтологический подход к анализу граничных проблем сквозных процессов в жизненном цикле высокотехнологичных автоматизированных систем управления //Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. Т.5. стр. 302-310
8. Козлов С.В. Основные направления интеграции интеллектуальных систем управления на процессной основе реализации сетевентрических принципов. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Воронеж, 2022. –С. 325-335

REFERENCES

1. Efremov V.S. Strategic planning in business systems. Moscow: Finpress, 2001. p. 240
2. Benefits of using Commercial-off-the Shelf-(COTS). [Electronic resource] 2024. URL <https://acqnotes.com/acqnote/careerfields/commercial-off-the-shelf-cots> (date of request: 02/25/2025)
3. Automation classes: from MPS to ERP2. [Electronic resource] 2021. URL: <https://habr.com/ru/articles/819255/> (date of request: 02/25/2025)
4. Digital production begins with MES. [Electronic resource] 2021 URL: <https://dzen.ru/a/W-rn7mhP4ACzidu9?ysclid=m7lwbgj99r481847917> (accessed: 02/25/2025)
5. Repin V.V., Eliferov V.G. process approach to management. Business process modeling—Moscow: Mann, Ivanov and Ferber, 2013. 544 p.
6. Kozlov S.V. On the directions of integration of information, control and telecommunication systems on a process basis / S. V. Kozlov [et al.] // T-Comm: Telecommunications and transport. – 2018. – No. 12. pp. 34-40
7. Kozlov S.V. An ontological approach to the analysis of boundary problems of end-to-end processes in the life cycle of high-tech automated control systems. //Radar, navigation, communications: proceedings XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU (Voronezh, April 18-20, 2023): in 5 volumes / Voronezh State University; Concern Constellation JSC". Voronezh: VSU Publishing House, 2023. Vol.5. pp. 302-310 8.
8. Kozlov S.V. The main directions of integration of intelligent control systems on the process basis of the implementation of network-centric principles. In the collection: Radar, navigation, communications. Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov. In 6 volumes. Voronezh, 2022. –pp. 325-335

«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – БЫТОВОЙ СЕГМЕНТ, ВОПРОСЫ БЕЗОПАСНОСТИ

Ю.А.Тамм¹, Н.Ф. Бух-Винер²

¹ЗАО «МНИТИ», Москва, Россия

²АО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Рассматриваются проблемы борьбы с внешними угрозами в системах бытового сегмента (*SIoT*) технологии «Интернет вещей» (*IoT*) применительно к современным условиям. Показано, что в силу широкой распространённости сетей *SIoT*, постоянного, подчас непредсказуемого, наращивания объема предоставляемых услуг, а также низкого уровня стандартизации, исходя, во многом из экономических соображений, имеющиеся средства защиты не всегда оказываются эффективными. Этим обусловлено большое количество хакерских атак на системы *SIoT*. Рассмотрены виды таких атак и методы их подавления.

Ключевые слова: Интернет вещей, бытовой сегмент интернета вещей, безопасность, хакерские атаки, стандартизация, сеть.

INTERNET OF THINGS – SOCIAL SEGMENT, SECURITY ISSUES

Y.A. Tamm¹, N.F. Bukh-Viner²

¹MNITI, Moscow, Russia

²JSC COMCOR, Moscow, Russia

Abstract. The problems of combating external threats in the systems of the social segment (*SIoT*) of the Internet of Things (*IoT*) technology in relation to modern conditions are considered. It is shown that due to the widespread use of *SIoT* networks, the constant, sometimes unpredictable, increase in the volume of services provided, as well as the low level of standardization, based largely on economic considerations, the available means of protection are not always effective. This is due to the large number of hacker attacks on *SIoT* systems. The types of such attacks and methods of their suppression are considered.

Keywords: Internet of things, social segment of the Internet of things, security, hacker attacks, standardization, network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Настоящее сообщение является продолжением публикации [1], посвящённой вопросам развития одного из наиболее перспективных и интенсивно совершенствующихся направлений телекоммуникационного бизнеса – технологии «Интернет вещей» (*IoT - Internet of Things*). Материал затрагивает чрезвычайно актуальную проблему, связанную с использованием технологии *IoT* – проблему обеспечения безопасности при возникновении внешних угроз применительно к одному из двух базовых сегментов технологии - бытовому.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Современный «Интернет вещей» в целом, к сожалению, во многих случаях не обладает достаточной защищённостью, чтобы уверенно противостоять внешним угрозам (хакерским атакам).

Как указывалось, различают два больших сегмента *IoT* – бытовой и промышленный [2] для которых вопросы обеспечения безопасности подчас существенно различаются.

Бытовой *IoT*, а именно *SIoT (Social IoT)*, ориентирован, в основном, на личное хозяйство в плане автоматизации и удобства выполнения различных типовых, рутинных домовых операций - дистанционного управления работой несложных бытовых приборов, автоматизацией их функционирования, поддержкой требуемого состояния домашней инфраструктуры, в том числе по заранее установленной программе, и т.п. Вещи в *SiOT* редко бывают по-настоящему «умными». Обычно они отражают свое состояние посредством различного рода датчиков и выполняют несложные команды. Глубокая аналитика данных в *SiOT*, как правило, не нужна и если требуется, то лишь на верхних уровнях сервиса, незначительно усложняя систему в целом.

Классический пример бытового *IoT* - «Умный дом», где можно управлять устройствами удалённо, а сами устройства могут взаимодействовать друг с другом в автоматизированном режиме [3]. Например, «умный» внутридомовой сервер автоматически или по голосовой команде включает свет, передаёт данные о температуре в систему отопления, отключает розетку через определённое время, если, к примеру, забыли выключить утюг и т.п.

Широкая распространённость систем *SiOT* привлекает неизменное внимание к ним различного рода злоумышленников, которые постоянно ищут уязвимые места в инфраструктуре технологии и порой достигают определенных успехов в своей вредоносной деятельности [4].

Так, повышенная уязвимость элементов бытового *IoT* к кибератакам во многом обусловлена, подчас, непредсказуемо резким возрастанием массы вновь вводимых в эксплуатацию периферийных «умных» устройств в процессе развития систем, что, из-за соответствующего расширения «поверхности атаки» [4], существенно облегчает действия злоумышленников. Средства обеспечения безопасности в подобных случаях просто не успевают отслеживать и предохранять быстро увеличивающийся пул вновь вводимых устройств. В этих условиях участники *SiOT* рынка вынуждены оперативно совершенствовать защиту своих систем, поскольку кибер-преступники пользуясь благоприятной ситуацией, постоянно пытаются наращивать и совершенствовать свои вредоносные действия.

Проблема усугубляется повсеместным применением в бытовом сегменте *IoT* экономически выгодных виртуальных («облачных») технологий обработки сигналов, не обладающих в силу их общедоступности, территориальной и пространственной распределённости необходимым уровнем защищённости. Отсюда также возникает больше возможностей для злоумышленников по созданию, подчас, целых ботнетов, нацеленных на огромные, достаточно однородные в информационном плане виртуальные поля объектов для атак.

Ситуацию усложняет ещё и то, что многие вещи (периферийные объекты), которые сами по себе могли бы быть хорошо защищены как локальные, замкнутые структуры, перестают работать в режиме самосохранения, будучи интегрированными в единую широко распределённую, и поэтому слабо защищённую систему с потерей возможности функционировать в отрыве от неё.

Поток информации, которым обмениваются в *SiOT*, обеспечивается, в силу экономических причин, относительно простой, типовой криптозащитой, в общем случае слабо противостоящей возможным вредоносным действиям хакеров. В большинстве случаев подобное оправдано, т.к., даже если случается успешная атака на некие домашние устройства, к катастрофе это, в силу обычной малозначимости объектов *SiOT*, скорее всего, не приведёт и не вызовет каких либо серьёзных последствий. Применение

в *SIoT* сравнительно слабой защитной криптографии оправдано, ещё и тем, что домашние системы *IoT* обычно выпускают большими партиями в расчёте на не всегда обеспеченного клиента, и избыточная защита может ощутимо увеличить стоимость оборудования, что скажется на его доступности для покупателей.

Вынужденная экономия на защищённости в сегменте *SIoT* обусловливает воздействия на него огромного количества кибератак. Злоумышленники стремятся взламывать базы данных, совершать фишинговые атаки, подгружать вирусы на взломанные устройства, превращая их в хакерские боты, имитировать повышенную активность, перегружая систему и т.п. В его намерения, подчас, входит получение адресного доступа к определённым критическим устройствам *SIoT*, регулярный мониторинг и надёжная защита которых, в силу многочисленности и разнородности общего пула «вещей», не всегда может быть экономически оправдана. Доступность же контроля над такими устройствами, подчас, открывает возможности для «нападения» уже на группу смежных с ними устройств, например, путём введения троянов или замены реальных устройств вредоносными фантомами.

Устройства *SIoT* очень часто могут стать жертвой весьма распространённых в последнее время атак типа «отказ в обслуживании» *DoS (Denial of Service)* или распределённого отказа в обслуживании *DDoS (Distributed Denial of Service)*, защита от которых с каждым днём становится все более серьёзной проблемой. Подверженный такой атаке участок системы подчас также может работать как бот (или «зомби») для снижения работоспособности других, сопряжённых с ней систем, снижая пропускную способность сети в целом вплоть до полного нарушения связи, а также влиять на операционную систему, предоставляя злоумышленнику для вредоносных действий большие объёмы вычислительных ресурсов.

Во многих случаях основной целью кибератак является перехват передаваемых данных между устройствами (с последующими несанкционированными действиями на основе использования таких скомпрометированных сообщений), нарушение текущих процессов обмена данными, либо раскрытие конфиденциальной информации, хранящейся на устройстве, такой, как ключи и пароли с последующим их использованием в деструктивных действиях.

Опасность доступа злоумышленника к телекоммуникационной среде состоит ещё и в том, что «завладев» устройством (или устройствами), он может по цепочке добраться до более глубоких системных слоёв *SIoT* структуры, причинив вред уже в значительно большем объёме.

Подчас вводимое в *SIoT* вредоносное ПО (вирусы, трояны и черви) изначально нацелено на локальную или общесистемную операционную среду в зависимости от цели атаки и технологии её выполнения. Основная задача такого вредоносного ПО заключается в том, чтобы нарушить текущие операции и перехватить контроль над системой управления сети и процедурой доступа к базам данных. Здесь самым распространённым оружием злоумышленников являются т.н. руткиты (наборы утилит, которые агрессор устанавливает на взломанной им структуре). С их помощью хакеры добиваются постоянного привилегированного доступа к системе, при активном сокрытии собственного присутствия, тем самым овладевая значительной, а подчас и всей вычислительной инфраструктурой сети, получая возможность спонтанно размещать невидимые пользователям вредоносные драйверы и приложения.

В качестве ремарки следует отметить, что на практике, проблема высокой уязвимости *SIoT* иногда усугубляется и тем, что пользователи часто, в силу лености или беспечности, не всегда изменяют установленные при производстве (по умолчанию) логины и пароли. Это значительно облегчает задачу злоумышленникам в плане создания ими программных закладок для дестабилизации работы сетей *IoT*.

Какие либо специфические методы борьбы с хакерскими атаками именно для *SIoT*, как правило, не используются. Здесь пригодны любые типовые подходы, применение которых следует выбирать максимизируя соотношение «эффективность/стоимость», причём стоимости следует уделять большее значение в силу, как указывалось, массовости применяемой *SIoT* технологии и относительно невысокой степени опасности от возможного причиняемого вреда для таких систем.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, сейчас нельзя сказать, что в противостоянии защиты и внешнего вредоносного воздействия систем в отношении бытового «Интернета вещей» победа принадлежит защите. Однако ситуация постоянно находится в динамике и есть веские основания предполагать что чаша весов в итоге склонится в пользу методов предотвращения атак. Основанием к этому является осознание вендорами *SIoT* того, что экономить на защите стоит лишь в разумных пределах, о чём свидетельствует большой поток соответствующих публикаций в этой области, а также заинтересованность многочисленных пользователей в расширении спектра и объёма, экономически оправданных услуг с обоснованной степенью безопасности, предоставляемых в сфере *SIoT* бизнеса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тамм Ю.А., Карпенко В.А., Бух-Винер Н.Ф. «Технология «Интернет вещей» - перспективное направление развития и совершенствования телекоммуникационного сервиса»// XXX международная науч. техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» - RLNC 24. Сб. трудов конф., 16-18 апр. 2024. Том 5, стр. 423-428.
2. Тамм Ю.А. «Интернет вещей – перспективное направление развития инфокоммуникационных технологий»// Проектирование и технология электронных средств. –Владимир,–№1, -2022, с.9-18
3. Зараменских Е.П. «Интернет вещей. Исследования и область применения» / Е.П.Зараменских, И.Е. Артемьев М.: ИНФРА, 2018. -752с.
4. «Информационная безопасность устройств IoT с использованием аппаратной поддержки» [Электронный ресурс]. М, 2021 URL.: <http://habr.com/ru/post/534300> (дата обращения 13.12.2021)

REFERENCES

1. Tamm Y.A., Karpenko V.A., Bukh-Viner N.F. «THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY IS THE PROMISING DIRECTIONS FOR THE DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF TELECOMMUNICATIONS SERVICES»// XXX International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, navigation and communications"- RLNC 24. Proc. of the Conf., 16-18 apr. 2024. vol 5, p.p. 423-428
2. Tamm Y.A. «THE INTERNET OF THINGS IS A PROMISING DIRECTION FOR THE DEVELOPMENT OF INFOCOMMUNICATIONS TECHNOLOGIES»// //Design and Technology of Electronic Facilities. Vladimir, No. 1, 2022, pp. 9-18
3. Zaramenskih I.P. «The Internet of Things. Research and Field of Application» / I.P. Zaramenskih, I.E. Artemyev M.: INFRA, 2018. -752p.
4. «Information security of IoT devices using hardware support» [Electronic resource]. Moscow, 2021 URL.: <http://habr.com/ru/post/534300> (accessed 12/13/2021)

«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – ПРОМЫШЛЕННЫЙ СЕГМЕНТ, ВОПРОСЫ БЕЗОПАСНОСТИ

Ю.А.Тамм
ЗАО «МНИТИ», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы, связанные с информационной безопасностью промышленного сегмента технологии «Интернет вещей» - *IIoT*. Показано, что в отличие от бытового сегмента, для *IIoT*, в силу важности обслуживаемых объектов, требуется особое внимание по противодействию хакерским атакам. Анализируются различные методы криптографической защиты, протоколы – *AES, DPI*, а также методы, основанные на технологии «блокчейн». В особо критических случаях рассматривается возможность использования квантовых технологий, позволяющих обеспечить практически абсолютную защиту передаваемых в *IIoT* сообщений. Анализируется перспектива развития *IIoT* как в России, так и за рубежом.

Ключевые слова: Интернет вещей, промышленный сегмент интернета вещей, безопасность, хакерские атаки, блокчейн, квантовые технологии, стандартизация, сеть.

INTERNET OF THINGS – INDUSTRIAL SEGMENT, SECURITY ISSUES

Y.A. Tamm
MNITI, Moscow, Russia

Abstract. The issues related to information security of the industrial segment of the Internet of Things (IIoT) technology are considered. It is shown that, unlike the social segment, for IIoT, due to the importance of the serviced facilities, special attention is required to counter hacker attacks. Various methods of cryptographic protection, protocols – AES, DPI, as well as methods based on blockchain technology are analyzed. In particularly critical cases, the possibility of using quantum technologies is being considered, allowing for almost absolute protection of messages transmitted in IIoT. The perspective of IIoT development both in Russia and abroad is analyzed.

Keywords: Internet of Things, industrial segment of the Internet of things, security, hacker attacks, block chain, quantum technologies, standardization, network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Настоящее сообщение является продолжением предыдущей публикации автора [1], посвящённой вопросам развития одного из наиболее перспективных и интенсивно совершенствующихся направлений телекоммуникационного бизнеса – технологии «Интернет вещей» (*IoT - Internet of Things*). Материал затрагивает чрезвычайно актуальную проблему, связанную с использованием технологии *IoT* – проблему обеспечения безопасности при возникновении внешних угроз применительно к одному из двух базовых сегментов технологии - промышленному.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Промышленный *IoT*, обозначаемый в литературе *IIoT (Industrial IoT)*, в отличие от бытового сегмента *SIoT*, предназначен для решения широкого круга задач, связанных с коллективной хозяйственной деятельностью человека. Это транспорт, торговля, логистика, промышленность, ЖКХ, экология, медицина, финансы (банковская сфера) и многое другое в этом плане [2]. Здесь, в качестве примера удачного применения *IIoT*

можно привести интеллектуальную автоматизацию логистических процедур гигантской риэлтерской компании «Amazon», где подавляющее большинство складских, транспортных, биллинговых и других типовых производственных процедур выполняются с использованием «умных» технологий *PoT* практически без участия человека. К широко внедряемому в последнее время виду *PoT* следует отнести концепцию «Умный город», позволяющую существенно снизить эксплуатационные расходы на ведение городского хозяйства, особенно в условиях мегаполисов. По аналитическим данным [3] наибольший уровень проникновения технологии *PoT* наблюдается на транспорте, в энергетике, ритейле, управлении жизнью города, здравоохранении и, естественно в промышленности (см., например, концепцию «фабрика будущего» [4]).

Предшественниками *PoT* можно рассматривать различного рода АСУ (АСУП), в недавнем прошлом имевшими повсеместное распространение при автоматизации производственных процессов на различного рода предприятиях, прежде всего промышленных.

Вопросы обеспечения безопасности во многом различаются для бытового и промышленного сегментов *IoT*.

Информация, которой обмениваются *SIoT* устройства, обеспечиваются, в большинстве случаев, сравнительно простой, типовой криптозащитой, в общем случае слабо противостоящей возможным вредоносным действиям хакеров. Такое упрощение объясняется, в основном, тем, что даже если случается успешная атака на некие «умные» домашние устройства, к катастрофе она, в силу, как правило, малозначимости объектов *SiOT*, скорее всего, не приведёт и не вызовет каких либо серьёзных последствий.

Что касается *PoT*-бизнеса, то здесь ситуация гораздо серьёзнее – злоумышленники могут попытаться получить доступ к «умным» системообразующим устройствам и процессам стратегически важных организаций или, например, жизнеобеспечивающим элементам городской инфраструктуры (светофоры, электро и теплоснабжение, видеонаблюдение и т.п.), что грозит миллионными убытками, а иногда и катастрофическими ситуациями. Огромную опасность представляет взлом *PoT* инфраструктуры особо крупных промышленных и особенно оборонных объектов. Поэтому в сетях *PoT* всегда должно уделяться и, в большинстве случаев, уделяется повышенное внимание вопросам защиты соответствующей информации.

Сейчас, как и в отношении *SiOT*, для защиты в системах *PoT* в основном используется криптозащита, но на существенно более высоком уровне [5]. Известно множество отработанных на практике алгоритмов и протоколов такой защиты, позволяющих с разной степенью эффективности противодействовать хакерским атакам. Несмотря на то, что криптографические методы не всегда обеспечивают высокую степень защищённости, их, в силу относительной простоты реализации, используются достаточно часто. Весьма высокий уровень безопасности обеспечивает, например, широко применяемое на практике шифрование промышленных данных посредством алгоритма *AES* (*Advanced Encryption Standard*)-256 [3]. Чтобы его взломать, нужно подобрать ключ, длиной 256 бит, что даже современному суперкомпьютеру это не всегда под силу. Но даже такой защиты подчас бывает недостаточно.

Неплохие результаты даёт применение в *PoT* криптографических методов совместно с технологией «глубокого инспектирования пакетов – *DPI* (*Deep Packet Inspection*)», получающей в последнее время всё более широкое распространение.

Однако, для защиты от взлома *PoT* инфраструктуры особо значимых, стратегически важных промышленных и оборонных объектов криптографических методов не всегда бывает достаточно.

Слишком велик риск доступа к ней злоумышленников, имеющих в своём арсенале мощнейшие, практически неограниченные вычислительные средства, действующих, подчас, на правительственном уровне враждебных государств. Здесь находят применение уже существенно более серьёзные системы безопасности, основанные, в частности, на технологии блокчейн или на принципах квантовой обработки сигналов, которые при современном технологическом уровне практически невозможно взломать [6].

Так технология блокчейн позволяет сохранять протоколы обмена и процессы взаимодействия устройств *IoT* в децентрализованном, распределённом виде. Такая архитектура, при достаточно высокой степени хетчирования, обеспечивает чрезвычайно высокую безопасность *IoT*-системы. Даже если часть устройств будет подвержена взлому, это, за счёт децентрализации обработки данных в блокчейн, не скажется на работе системы в целом. Подобная распределённая модель системы позволяет, например, программно избавиться от взломанного устройства без ощутимого ущерба для взаимодействия между «здоровыми» объектами и сеть в целом остаётся работоспособной. В контексте безопасности блокчейн сейчас используется в сферах, где технология *IoT* системно развивается наиболее интенсивно. Например, это управление аутентификацией, обеспечение неделимости и имитостойкости информации *PoT* [3].

Абсолютную же, на сегодняшний день, защиту от хакерских атак обеспечивает лишь применение квантовых технологий, тем более в сочетании с принципами блокчейн. В литературе подобные технологии получили название «квантовые коммуникации» (КвК) [2]. Главная особенность КвК – защищённость информации, гарантированная законами неопределённости и хаотичности квантовой физики. КвК часто называют квантовой криптографией или квантовым распределением ключей. Это новый подход к шифрованию, позволяющий обеспечить тайный обмен ключами и, соответственно, сообщениями по открытому каналу между клиентами, у которых не было возможности предварительной договорённости о совместных секретных ключах для шифрования - дешифрования передаваемых сообщений.

Классическая цифровая информация кодируется битами, способными находиться только в двух фиксированных состояниях – 0 или 1. Квантовая же информация записывается в кубитах, которые могут принимать оба этих значения одновременно, обуславливая тем самым элемент неопределенности (запутанности). В КвК таким кубитом выступает фотон – основной переносчик информации в оптоволоконных сетях. Для того чтобы однозначно определить информационное состояние одного, предварительно закодированного кубита, можно провести только одно единственное измерение. Второе измерение, проведённое после первого, будет давать просто случайный результат. В КвК используется такое фундаментальное свойство природы, чтобы защитить систему связи, когда злоумышленник, вмешиваясь во взаимодействие двух сторон, пытаясь перехватить транслируемые сигналы, автоматически полностью искаляет при этом передаваемую далее информацию. Если атакующий таким образом перехватил линию, то оба корреспондента смогут это легко выяснить и среагировать соответствующим образом. В силу описанного свойства единичной возможности раскодирования кубита, в КвК сетях пока могут использоваться только одноранговые прямые связи. Для последующей ретрансляции информации потребуется уже новый процесс кодирования-раскодирования и новые шифровальные коды, вырабатываемые квантовыми генераторами случайных чисел и передаваемые по линии аналогичным образом. Однако это уже технологические тонкости, легко преодолеваемые на практике, не снижающие исключительные возможности метода.

Сейчас развитие новых квантовых технологий находится на достаточно ранней стадии, но в самое ближайшее время они могут стать незаменимыми в деле

гарантированной защиты информации от кибератак и не только для особо важных систем связи в *IoT*.

Интернет вещей сегодня повсеместно признан как новая, прорывная технология, позволяющая радикально совершенствовать хозяйственную деятельность человечества. Об интенсивности развития *IoT* в мире можно судить, например, по следующим цифрам. По данным авторитетной консалтинговой фирмы *Fortune Business Insights* объём мирового рынка «Интернета вещей» ещё в 2018 году составлял \$160 млрд., а к 2026 году он, по прогнозам этой компании, превысит уже \$1,1 трлн.

В таком же плане компания *Gartner* констатирует, что общемировой пул индустриального *IoT* вырос до 7,8 миллиардов конечных точек в 2022 году, что на 21% больше, чем в 2021 году. По прогнозу *IDC*, к 2025 году в мире будет насчитываться уже 55,7 млрд. подключённых устройств.

В России рынок *IoT* развивается пока несколько медленнее, но также неуклонно растёт. В частности, в 2024 году его рост составил 9%. В оптимистическом сценарии развития российского рынка Интернета вещей его объём в 2025 году может превысить 520 - 580 млрд. руб., как считают некоторые авторитетные российские исследовательские компании.

И хочется надеяться, что такой прогноз сбудется и станет залогом дальнейшего развития этой перспективнейшей инновационной технологии в наше время.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сегодня проблема информационной безопасности стоит особенно остро. Многочисленные хакеры, особенно из недружественных стран постоянно активизируют свою подрывную деятельность. Не свободен от этой напасти и «Интернет вещей» и, в особенности, его промышленный сегмент. Но и методы защиты от хакерских атак не стоят на месте. Их арсенал постоянно пополняется и есть надежда, что в противостоянии «щита» и «меч» в рассмотренной здесь области «Интернета вещей» уверенную победу одержит доброе начало.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тамм Ю.А., Карпенко В.А., Бух-Винер Н.Ф. «Технология «Интернет вещей» - перспективное направление развития и совершенствования телекоммуникационного сервиса»// XXX международная науч. техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» - RLNC 24. Сб. трудов конф., 16-18 апр. 2024. Том 5, стр. 423-428.
2. Тамм Ю.А. «Интернет вещей – перспективное направление развития инфокоммуникационных технологий»// Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, – №1, -2022, с.9-18
3. Зараменских Е.П. «Интернет вещей. Исследования и область применения» / Е.П.Зараменских, И.Е. Артемьев М.: ИНФРА, 2018. -752с.
4. Yang C, Shen W, Wang X.The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.— Т. 4, вып. 1.
5. «Информационная безопасность устройств IoT с использованием аппаратной поддержки» [Электронный ресурс]. М, 2021 URL.: <http://habr.com/ru/post/534300>
6. Свон Мелани «Блок-чейн. Революция на уровне интернета»/ М.Свон. :М, Олимп Бизнес,2017.-516с.

REFERENCES

1. Tamm Y.A., Karpenko V.A., Bukh-Viner N.F. «THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY IS THE PROMISING DIRECTIONS FOR THE DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF TELECOMMUNICATIONS SERVICES»// XXX International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, navigation and communications"- RLNC 24. Proc. of the Conf., 16-18 apr. 2024. vol 5, p.p. 423-428
2. Tamm Y.A. «THE INTERNET OF THINGS IS A PROMISING DIRECTION FOR THE DEVELOPMENT OF INFOCOMMUNICATIONS TECHNOLOGIES»// //Design and Technology of Electronic Facilities. Vladimir, No. 1, 2022, pp. 9-18
3. Zaramenskih I.P. «The Internet of Things. Research and Field of Application» / I.P. Zaramenskih, I.E. Artemyev M.: INFRA, 2018. -752p.
4. Yang C, Shen W, Wang X.The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.—vol. 4, issue. 1.
5. «Information security of IoT devices using hardware support» [Electronic resource]. Moscow, 2021 URL.: <http://habr.com/ru/post/534300> (accessed 12/13/2021)
6. Swan Melanie "Block Chain. Revolution at the Internet level"/ M. Swan. : Moscow, Olympus Business, 2017.-516p.

«ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» – ВОПРОСЫ СТРУКТУРЫ И АРХИТЕКТУРЫ СЕТЕЙ

Ю.А.Тамм
ЗАО «МНИТИ», Москва, Россия

Аннотация. Рассматриваются вопросы реализации структурных и архитектурных решений применительно к технологии «Интернет вещей» (*IoT*). Показано, что на сегодня технология отличается низким уровнем стандартизации и унификации, системных решений *IoT*, что в существенной степени тормозит развитие этого телекоммуникационного сегмента. Описаны типовые протоколы и программы, применяемые для *IoT*, рассмотрены их достоинства и недостатки. Проведен анализ методов обработки информации *IoT* в различных средах – «*on premise*» и пространствах типа «облако» (*QaaS*). Облачные технологии дифференцированы по степени «приближённости» к объекту вычислений исходя из допустимой задержки проводимых операций («облако», «туман», «контактное» взаимодействие). Оговаривается применение виртуального пространства типа «озера». Оговорены особенности применения технологии *IoT* в различных по масштабу системах.

Ключевые слова: Интернет вещей, структура, архитектура, стандартизация, протоколы, приложения, облачные технологии, система, сеть.

THE INTERNET OF THINGS – NETWORK STRUCTURE AND ARCHITECTURE ISSUES

Y.A. Tamm,
MNITI, Moscow, Russia

Abstract. The issues of implementing structural and architectural solutions in relation to the Internet of Things (IoT) technology are considered. It is shown that today the technology is characterized by a low level of standardization and unification of IoT system solutions, which significantly slows down the development of this telecommunications segment. Typical protocols and programs used for IoT are described; their advantages and disadvantages are considered. The analysis of IoT information processing methods in various environments – "on premise" and "cloud" type spaces (QaaS) is carried out. Cloud technologies are differentiated by the degree of "proximity" to the computing object based on the allowable delay of operations ("cloud", "fog", and «contact» interaction). The use of a virtual space of the "lake" type is stipulated. The specifics of the use of IoT technology in various scale systems are specified.

Keywords: Internet of Things, structure, architecture, standardization, protocols, applications, cloud technologies, system, network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Настоящее сообщение является продолжением предыдущей публикации автора [1], посвящённой вопросам развития одного из наиболее перспективных и интенсивно совершенствующихся направлений телекоммуникационного бизнеса – технологии «Интернет вещей» (*IoT - Internet of Things*). Оно затрагивает важнейшую, базовую проблему, касающуюся построения программных комплексов «Интернета вещей» в плане их структурных и архитектурных решений.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Как отмечалось, концепцию *IoT* отличает широкое разнообразие структурных и архитектурных решений, отвечающих, подчас, противоречивым конъюнктурным предпочтениям многочисленных вендоров [2].

Подобное многообразие во многом является препятствием для стандартизации и унификации, реализуемых на практике системных решений *IoT*, что в существенной степени тормозит развитие этого телекоммуникационного сегмента.

Путём обобщения различных материалов из опубликованных источников, типовая функциональная цепочка, в рамках обобщённой структуры *IoT*, может быть представлена следующим образом.

Первичные объекты *IoT* («вещи») генерируют информацию о своём состоянии и текущем функционировании, используя всевозможные сенсоры и датчики. Собранные таким образом данные передаются во встроенные или внешние контроллеры (как правило, на базе простейших микропроцессоров), которые их предварительно обрабатывают и через сопрягающее оборудование (шлюзы), посредством различного рода телекоммуникационных процедур, передают далее для проведения требуемых вычислительных операций, например в «дата центр» («on premise») или в «облако» (*QaaS*). В соответствующей вычислительной среде собранная информация систематизируется и обрабатывается, после чего, опять же через коммуникационные структуры и сопрягающие элементы, поступает для удалённого управления терминальными элементами системы («вещами»).

Отсутствие стандартизации во многом обуславливает хаотичное развитие современного *IoT*, что характеризуется широким спектром различного рода протоколов и приложений, отражающих разнообразие архитектурных и структурных решений, соответствующих многообразию практических реализаций систем *IoT*.

Этим же можно объяснить и большое количество моделей протокольных стеков, отражающих архитектуру *IoT* сетей [3]. Наряду с широко известными конструкциями: 4-х уровневой моделью по Рекомендации МСЭ-Т [4], классической, семиуровневой моделью *OSI* (*Open Systems Interconnection*), двумя пятиуровневыми китайскими моделями, известно множество видов протокольных стеков, усугубляющих разброд в архитектурном представлении систем *IoT* (США, Германия, Канада, Япония) [5].

Сравнительный анализ элементов, например, четырёхуровневой модели по Рекомендации МСЭ-Т, в плане их временной трансформации, показывает, что протоколы трёх нижних стеков при переходе от традиционного Интернета к *IoT* изменились со временем относительно немного, чего нельзя сказать о верхних уровнях, в частности, об уровне приложений. О многообразии видов протоколов этого уровня можно судить по одной из публикаций [6], где приведено и охарактеризовано более 30 номинаций подобных программных продуктов различного функционала применительно к *IoT*.

Но определенная степень унификации всё же имеет место.

В процессе развитии *IoT*, на смену широко известным протоколам *HTTP* (*Hyper Text Transfer Protocol*), *FTP* (*File Transfer Protocol*), *SNMP* (*Simple Network Management Protocol*), *IMAP* (*Internet Message Access Protocol*) пришли новые, функционально ориентированные протоколы *MQTT* (*Message Queuing Telemetry Transport*), *CoAP* (*Constrained Application Protocol*), *AMQP* (*Advanced Message Queuing Protocol*), *DDS* (*Data Distribution Service*) и ряд других, разной степени применимости на практике.

Остановимся на некоторых, наиболее популярных из них.

Протокол *MQTT* существенно превосходит по частоте использования в *IoT* все другие виды протоколов. Это сетевой протокол, специально разработанный для *IoT*, предназначенный для обмена сообщениями в сетях с низкой пропускной способностью

между устройствами, реализующий модель «ведущий-ведомый». Протокол ориентирован на различные по ёмкости сети небольших периферийных устройств, в основном бытового назначения, для которых можно осуществлять контроль и обеспечивать управление из «облака» («тумана»). Протокол *MQTT* относительно прост в реализации. Существует несколько вариантов его применения в зависимости от ориентации *IoT* приложений.

Другим широко распространённым протоколом в этом плане является *CoAP*. Протокол *CoAP* – аналог *HTTP*, но предназначен специально для *IoT*-сервиса. Он, как и *HTTP*, также ориентирован на обмен в системе «клиент-сервер», но с учётом специфики *IoT*. Взаимодействие с сервером осуществляется путём обмена небольшим набором относительно простых команд, как это происходит в *HTTP* и упрощает его использование на практике.

При необходимости обеспечения двусторонней коммуникации с периферийными устройствами в режиме реального времени, лучше подходит протокол *DDS*, также весьма широко используемый в *IoT*. Это также базовый протокол для реализации *IoT*, принцип работы которого построен на обмене сообщениями напрямую, а не через сопрягающий элемент в отличие, например, от *MQTT*.

Особое внимание в процессе развития *IoT* технологий в нынешних условиях уделяется телекоммуникационным и вычислительным средам. Многообразие задач, выполняемых при реализации *IoT*, предопределяет повсеместное использование «облачных» онлайн технологий (*QaaS* – *PaaS*, *IaaS*, *SaaS*). Они, в отличие от типовых «дата-центров» (*on premise*), более универсальны, менее критичны к структурированию данных и экономически более выгодны в силу их широкой распространённости и доступности. Основанные на принципах виртуализации и сервис-ориентированности архитектуры, облачные вычисления позволяют эффективно управлять разветвлённым пулом различного рода вычислительных ресурсов, касающихся пользовательских элементов, серверов, сетей, хранилищ, приложений, служб и т.п., что полностью корреспондирует задачам *IoT*. Обладая огромными вычислительными мощностями, парадигма *QaaS* предоставляет исключительные возможности по обработке особой категории данных – «Больших данных» (*BD* – *Big Data*), весьма часто используемых в приложениях крупных сегментов промышленного *IoT*. Облачно ориентированную структуру *IoT*, по аналогии с вышеприведёнными стеками, можно представить четырьмя уровнями: уровень вещей, коммуникаций, облачных вычислений, приложений.

В ситуациях, когда в структурах *IoT* критична задержка при обработке информации, например, там, где требуется передача сигналов в режиме реального времени, использование только общедоступного коллективного «облака» не всегда представляется оправданным. Здесь, в дополнение к типовому «облаку», целесообразно использовать промежуточные виртуальные пространства, архитектурно приближенные к периферийным объектам управления, а именно «туманную» обработку сигналов или совсем близлежащую к объектам обслуживания – «контактную» [3]. Разнообразие задач *IoT* часто склоняет разработчиков соответствующих систем использовать именно в комбинации указанную трёхступенчатую иерархию вычислительных «облачных» процедур в зависимости от требуемых срочности и оперативности проводимых вычислений. Рационально выбранное соотношение между указанными платформами виртуальной обработки сигналов позволяет осуществить бесшовные двунаправленные соединения от периферии к приложениям и обратно с оптимизацией временных характеристик проводимых вычислений. При этом нижележащие структуры подчас работают как фильтры, предотвращая передачу многих рутинных вычислительных

процедур в верхние эшелоны обработки данных не перегружая последние и позволяя минимизировать задержки в выполнении команд.

Часто, наряду с истинно «облачными» платформами, в IoT находят применение базы данных типа «озера», позволяющие хранить практически не структурированные, и в тоже время отвечающие требованиям повышенной оперативности доступа данные, что соответствует множеству задач при реализации сетей IoT [5].

Небольшие предприятия для осуществления обработки данных IoT обычно выбирают общедоступные, коллективные «облачные» сервисы, в то время как крупные, или особо значимые в плане конфиденциальности, организации могут позволить себе частные «облака», находящиеся под их исключительным контролем и управлением.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, ключевой, наиболее болезненной проблемой современной IoT – является отсутствие унифицированной, всесторонне отработанной, проверенной на практике системы стандартов. Это затрудняет интегрирование многочисленных разновидностей IoT в единую, взаимоувязанную глобальную систему. Решением этой проблемы, пока не очень успешно, занимаются множество международных организаций, в том числе широко известные ITU (*International Telecommunication Union*), IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineer*), альянс OCF (*Open Connectivity Foundation*). Не лучше на сегодня обстоят дела и с отечественным софтом. Однако времена меняются, и прогресс в этой области всё более заметен. Особенно это касается РФ, где вопросам совершенствования отечественного IoT во многом способствуют наложенные на страну санкции в рамках успешно проходящего импортозамещения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тамм Ю.А., Карпенко В.А., Бух-Винер Н.Ф. «Технология «Интернет вещей» - перспективное направление развития и совершенствования телекоммуникационного сервиса»// XXX международная науч. техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» - RLNC 24. Сб. трудов конф., 16-18 апр. 2024. Том 5, стр. 423-428.
2. Тамм Ю.А. «Интернет вещей – перспективное направление развития инфокоммуникационных технологий»// Проектирование и технология электронных средств. –Владимир,–№1, -2022, с.9-18
3. Ли. Перр. Архитектура Интернета вещей М.: ДМК Пресс, 2019.- 456 с.
4. Рекомендация МСЭ-Т Y/2060 (06/2012) «Глобальная информационная инфраструктура, аспекты протокола интернет и сети последующих поколений. Обзор интернета вещей».
5. Yang C, Shen W, Wang X.The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.— Т. 4, вып. 1.—С. 6–15.
6. Москаленко Т. А. Обзор протоколов Интернета вещей // Т. А. Москаленко, Р.В. Киричек, А.Е. Кучерявый.: СПбГУТ. Информационные технологии и коммуникации -2017, том 5, №2, 1-12 с.

REFERENCES

1. Tamm Y.A., Karpenko V.A., Bukh-Viner N.F. «THE INTERNET OF THINGS TECHNOLOGY IS THE PROMISING DIRECTIONS FOR THE DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF TELECOMMUNICATIONS SERVICES»// XXX International

- Scientific and Technical Conference "Radiolocation, navigation and communications"- RLNC 24. Proc. of the Conf., 16-18 apr. 2024. vol 5, p.p. 423-428
- 2. Tamm Y.A. «THE INTERNET OF THINGS IS A PROMISING DIRECTION FOR THE DEVELOPMENT OF INFOCOMMUNICATIONS TECHNOLOGIES»// //Design and Technology of Electronic Facilities. Vladimir, No. 1, 2022, pp. 9-18
 - 3. Lea Perry The Architecture of The Internet of Things M.: DMK Press, 2019.- 456 p.
 - 4. Recommendation ITU-T Y/2060 (06/2012).
 - 5. Yang C, Shen W, Wang X. "The Internet of Things in Manufacturing: Key Issues and Potential Applications"// IEEE Systems, Man, and Cybernetics Magazine.— 2018-01.— vol. 4, no. 1. —pp 6–15.
 - 6. Moskalenko T. A. "Overview of Internet of Things Protocols"// T. A. Moskalenko, R.V. Kirichek, A.E. Kucheryavy.: St. Petersburg State University. Information Technology And Communications -2017, vol 5, No 2, pp 1-12.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Том 6

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 20.05.2025. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 23,7. Тираж 40 экз. Заказ 298

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Фотография на обложке

Макет прибора для обнаружения и регистрации электрических колебаний А. С. Попова (СССР, 1970-е).

Фотография предоставлена ЦМС имени А. С. Попова.
<https://www.rustelecom-museum.ru>

О радиоприемнике А. С. Попова

7 (25) мая 1895 г. Александр Степанович Попов на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества в Санкт-Петербургском университете провел первую публичную демонстрацию радиоприемника, способного работать кодом Морзе, то есть различать сигналы по длительности. В схеме своего радиоприемника он использовал когерерный индикатор О. Лоджа, усилитель постоянного тока и электрический звонок, который обеспечивал электромеханическую обратную связь и звуковую индикацию сигналов.

Усилитель, в качестве которого использовалось поляризованное телеграфное реле, позволял включать на выходе приемника электрический звонок. Электромеханическая обратная связь обеспечивала автоматическое, синхронное с принимаемыми сигналами, восстановление чувствительности когерерного индикатора. Схема радиоприемника А. С. Попова стала основой для устройств радиосвязи первого поколения.

ISBN: 978-5-92734-269-3



9 785927 342693

ISBN: 978-5-92734-275-4



9 785927 342754