

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ КАЗЕННОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ИНСТИТУТ МВД РОССИИ»

На правах рукописи



Печников Сергей Сергеевич

**ФОРМИРОВАТЕЛИ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ
РАДИОСИГНАЛОВ С КОМПЕНСАЦИЕЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ
ИСКАЖЕНИЙ**

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент

Шерстюков Сергей Анатольевич

Воронеж – 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ, КРИТЕРИИ ИХ ОЦЕНКИ И МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ.....	15
1.1. Анализ влияния нелинейных искажений, вносимых усилителем мощности.....	16
1.2. Анализ параметров оценки спектральной эффективности сигналов.....	21
1.3. Стандарты цифровой радиосвязи органов внутренних дел, использующие спектрально-эффективные радиосигналы	27
1.4. Исследование способов дефазирования сигналов.....	34
1.4.1. Способ линейного усиления с применением нелинейных компонент...	34
1.4.2. Способ дефазирования с применением комбинированной аналоговой обратной связи	37
1.4.3. Способ дефазирования с применением векторной обратной связи.....	41
Выводы по главе 1.....	44
2. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....	46
2.1. Исследование структурных схем устройств формирования функциональных составляющих.....	47
2.1.1. Анализ точности формирования функциональных составляющих.....	49
2.1.2. Спектральный анализ устройств формирования функциональных составляющих.....	55
2.2. Разработка устройств формирования узкополосных спектрально- эффективных радиосигналов.....	57
2.2.1. Фазовые модуляторы на базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов.....	57
2.2.2. Спектральный анализ фазового модулятора на базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов.....	59
2.2.3. Формирователи узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе балансных модуляторов в квадратурных ветвях	61
2.2.4. Формирователи узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе векторных модуляторов в квадратурных ветвях.....	67

2.3.	Применение квадратурного демодулятора для демодуляции узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов	68
	Выводы по главе 2.....	71
3.	ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ С КОМПЕНСАЦИЕЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ И АНАЛИЗ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО УСИЛЕНИЯ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ.....	73
3.1.	Исследование влияния ошибки квадратурного модулятора на выходной сигнал.....	73
3.1.1.	Анализ параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов	75
3.1.2.	Анализ влияния дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ на форму выходного сигнального созвездия.....	80
3.1.3.	Компенсация амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов.....	81
3.1.4.	Исследование параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном формирователе.....	86
3.2.	Исследование влияния нелинейности усилителей и дисбаланса трактов усиления на выходной сигнал.....	94
3.2.1.	Применение квадратурной обратной связи для устранения ошибок, вносимых в результате нелинейного усиления и несоответствия трактов усиления.....	97
3.2.2.	Анализ точности реализации квадратурной обратной связи.....	99
	Выводы по главе 3.....	102
4.	МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО УСИЛЕНИЯ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ	103
4.1.	Техническая реализация и экспериментальное исследование формирователя функциональных составляющих, при индексе модуляции $m_\phi = \pi/4$	103
4.2.	Оценка и выбор элементной базы для осуществления моделирования формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и	

	их применения для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности.....	110
4.3.	Анализ временных и спектральных параметров радиосигналов, синтезируемых формирователем узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов при их применении для линейного усиления в нелинейных усилителях мощности	116
4.4	Оценка энергетической эффективности радиосигналов, синтезируемых формирователем узкополосных спектрально-эффективных сигналов при их применении для линейного усиления в нелинейных усилителях мощности.....	126
	Выводы по главе 4.....	128
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	129
	Список литературы.....	130
	Приложение А.....	144
	Приложение Б.....	149
	Приложение В.....	150
	Приложение Г.....	155

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Современное состояние и развитие радиотехники требует постоянного повышения качества радиоэлектронной аппаратуры, используемой в системах передачи информации, в частности, в цифровых системах радиосвязи специального назначения, в связи с чем актуальными задачами продолжают оставаться исследование и разработка эффективных способов и устройств формирования радиосигналов с заданными спектрально-временными параметрами.

В современных стандартах цифровой радиосвязи значительное место среди применяемых радиосигналов занимают сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией, что, прежде всего, объясняется их основным достоинством – высокой спектральной эффективностью. Данная особенность позволяет осуществлять передачу большего объема информации с задействованием минимального частотного ресурса, что особенно важно ввиду ограниченности выделенного частотного диапазона. Негативным аспектом является значительное изменение уровня огибающей данных сигналов, что в совокупности с работой выходного тракта передатчика в режиме близком к насыщению, служит причиной интермодуляционных искажений и ухудшения электромагнитной совместимости с соседними каналами. В то же время современными тенденциями развития систем связи является достижение максимального коэффициента полезного действия и увеличение времени автономной работы аккумуляторных батарей портативных средств связи, что достигается за счёт применения нелинейных режимов работы усилителя, а это, в свою очередь, снижает возможности внедрения спектрально эффективных радиосигналов [52].

Существует ряд способов, обеспечивающих одновременную реализацию высоких энергетических и качественных показателей сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией. Одним из решений является представление многопозиционного сигнала в виде двух смещённых по фазе сигналов с

постоянной огибающей (дефазирование). Сформированные сигналы усиливаются двумя нелинейными высокоэффективными усилителями мощности, а выходные суммируются до того, как сигнал поступает в антенно-фидерный тракт. Такой подход позволяет усилителям мощности работать непрерывно с максимальной эффективностью, сохраняя при этом возможность получения линейного выходного сигнала.

При рассмотрении данных способов в синфазно-квадратурной системе координат можно прийти к выводу, что к исходному входному сигналу добавляется и вычитается широкополосный сигнал смещения, а спектр двух дополнительных компонент сигнала попадает в соседние каналы, в результате эффективность линейности системы зависит от точного подавления широкополосных сигналов при объединении мощности, а согласование между двумя ветвями усилителей становится критическим важным фактором.

В ряде случаев для формирования фазомодулированных составляющих применяют генераторы, управляемые напряжением (ГУН), что в свою очередь может вести к рассинхронизации работы усилительных трактов из-за не идентичности параметров ГУН, а наличие управляемых реактивных элементов и частотно-избирательных цепей не позволяет с их помощью осуществлять фазовую модуляцию без перестройки схемы в достаточно широком диапазоне частот несущего колебания [70].

Поэтому актуальной является задача исследования методов прецизионного преобразования формы спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности, основанных на новых принципах формирования сигналов с постоянной огибающей.

Степень разработанности проблемы. Усиление мощности с повышенной энергетической эффективностью на основе формирования сдвига фаз высокочастотных сигналов в параллельных каналах было предложено французским инженером Ширексом (Н. Chireix) [83] и долгое время использовалось для реализации мощных радиовещательных передатчиков с амплитудной модуляцией в Европе и позже в США. Позже, Коксом (D.C. Cox) [86,

87] применение дефазирования было предложено для усиления других сигналов с переменной огибающей. Шендерович (Senderowicz D.) [116], базируясь на идее разложения сигнала на две фазомодулированные составляющие с постоянной огибающей, предложил использование ГУН и схему полярной обратной связи, эта идея была доработана Да Сильва (Da Silva M.K.) [88], а Батманом (Bateman. A) [80] предложено включение квадратурной обратной связи. Большое внимание обобщению известных способов дефазирования, а также анализу возникающих при этом ошибок было уделено Джангом (Zhang X.) [129, 130] и Кенингтоном (Kenington P.V.) [96].

В отечественной научной литературе по теме усиления мощности с применением способов разделения сигнала следует отметить работы В.С. Климова [26], Р.Ю. Иванюшкина [22, 23, 77] и А.А. Лосева [30, 31, 32, 33].

Объектом исследования являются устройства формирования спектрально-эффективных радиосигналов, циркулирующих в системах связи специального назначения.

Предметом исследования являются структурные схемы формирователей спектрально-эффективных радиосигналов, их теоретические характеристики и методы компенсации амплитудно-фазовой нестабильности.

Результаты исследования соответствуют п. 3 (разработка устройств генерирования, усиления, преобразования радиосигналов в радиосредствах различного назначения. Создание методик их расчета и основ проектирования), п. 7 (разработка методов и устройств передачи, приема, обработки, отображения и хранения информации) и п. 10 (разработка радиотехнических устройств для использования их в промышленности, биологии, медицине, метрологии и др.) паспорта научной специальности 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Цель работы и задачи исследований. Целью диссертационной работы является теоретическое обоснование и экспериментальное исследование новых структурных схем формирователей спектрально-эффективных радиосигналов,

позволяющих осуществлять нелинейное усиление мощности и методов компенсации амплитудно-фазовых искажений.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Анализ нелинейных искажений радиосигналов в усилителях мощности, критериев оценки их влияния на спектральную эффективность и методов линеаризации передающего тракта.

2. Разработка и исследование структурных схем формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов.

3. Моделирование и исследование теоретических характеристик формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов.

4. Разработка и исследование методов компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в формирователе узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов.

5. Аппаратная реализация формирователя функциональных составляющих на базе ПЛИС и моделирование применения формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для линейного усиления в нелинейных усилителях мощности.

Методы исследования. Для решения поставленных задач в работе использованы методы математического и компьютерного схемотехнического моделирования, численные методы расчета и анализа, векторного исчисления.

В частности, в теоретической части работы используются методы спектрального анализа (в том числе на основе машинных алгоритмов быстрого преобразования Фурье), аппарат рядов Тейлора, функций Бесселя, тригонометрических функций кратного аргумента.

Экспериментальные проверки были произведены с помощью программного обеспечения, реализующего разработанные устройства в системе автоматизированного проектирования (САПР) MathLab, Advanced Design System и Modelsim.

Научная новизна. В диссертации получены следующие результаты, характеризующиеся научной новизной:

1. Структурные схемы формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, позволяющие синтезировать выходные сигналы в виде двух фазомодулированных сигналов, отличающихся индексом модуляции пропорциональным амплитудам модулирующих квадратурных сигналов и отсутствием дополнительной фазовой корреляции в фазомодулированных составляющих.

2. Метод компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов, позволяющий минимизировать возникновение паразитной амплитудной и паразитной фазовой модуляции, отличающийся использованием компенсационных сигналов синтезированных формирователем функциональных составляющих.

3. Полученные в результате моделирования спектральные характеристики и результаты анализа параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, позволяющие оценить точность выполняемых преобразований.

4. Устройство формирования функциональных составляющих на базе ПЛИС, отличающееся минимальными аппаратными затратами и применением компенсации амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи.

Практическая ценность результатов. Разработанные устройства внедрены в учебный процесс Воронежского института МВД России на кафедре инфокоммуникационных систем и технологий, подтверждены актом внедрения. Использованы при выполнении научно-исследовательских работ «Исследование вопросов по организации радиосвязи в ВЧ-диапазоне в интересах ГУ МВД России по Воронежской области» (п. 4 плана научной деятельности Воронежского института МВД России на 2019 г.), «Разработка рекомендаций по сопряжению систем IP-телефонии и цифровых систем радиосвязи стандарта DMR» (п. 4 плана научной деятельности Воронежского института МВД России на 2020 г.).

Результаты проведённых исследований применяются в конструкторских разработках при модернизации существующих систем связи, что подтверждается

актами внедрения в процесс исследования и разработки ОАО «Концерн «Созвездие», ФГУП «НТЦ Орион» ФСБ России, ООО «Радиокода».

Апробация работы

Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

1. Международная научно-техническая конференция IEEE «Системы синхронизации, генерации и обработки сигналов в телекоммуникациях», г. Светлогорск – 2020.

2. Международная научно-техническая IEEE «Системы формирования и обработки сигналов в области бортовой связи», г. Москва – 2021.

3. Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», МТУСИ, г. Москва – 2021.

4. Международная научно-практическая конференция «Охрана, безопасность, связь», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2018 – 2020.

5. Международная научно-практическая конференция «Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2019, 2020.

6. Международная научно-техническая конференция «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией», ВУНЦ ВВС ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, г. Воронеж – 2019.

7. Всероссийская научно-практическая конференция курсантов, слушателей и адъюнктов «Актуальные вопросы эксплуатации систем охранного мониторинга и защищенных телекоммуникационных систем», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2019, 2020.

8. Всероссийский семинар «Актуальные проблемы и перспективы развития систем связи ОВД», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2020.

9. Всероссийская научно-практическая конференция «Математические методы и информационно-технические средства», КрУ МВД России, г. Краснодар – 2020.

10. Всероссийская научно-практическая конференция «Авионика 2020», ВУНЦ ВВС ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, г. Воронеж – 2020.

11. Межведомственный семинар «Эффективность и живучесть радиотехнических устройств ИМТС МВД России при угрозах информационной безопасности», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2019.

12. Межведомственный семинар «Состояние и перспективы развития инфокоммуникационных систем», Воронежский институт МВД России, г. Воронеж – 2020.

13. Научно-практическая конференция «Молодежные чтения, посвященные памяти Ю.А. Гагарина», ВУНЦ ВВС ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, г. Воронеж – 2021.

Основные положения работы, выносимые на защиту

1. Разработанные структурные схемы формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, синтезирующие выходной сигнал в виде двух квадратурных фазомодулированных составляющих для последующего нелинейного усиления.

2. Метод компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов на базе формирователей функциональных составляющих, позволяющий минимизировать возникновение паразитной амплитудной модуляции на 47,3% и паразитной фазовой модуляции на 50% при отклонении фазы фазовращателя на 3° и индексе фазовой модуляции $\pi/4$.

3. Спектральные характеристики и результаты анализа параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, позволяющие оценить точность выполнения преобразований при отклонении фазовращателя от 0° до 45° и отклонении коэффициентов передачи балансных модуляторов от 1 до 0,7.

4. Устройство формирования функциональных составляющих на базе ПЛИС, входящее в состав структурной схемы формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, позволяющее компенсировать амплитудно-фазовые искажения в петле обратной связи.

Достоверность полученных результатов подтверждается обоснованностью применения математического аппарата, математическим моделированием, опорой на результаты научных трудов ведущих отечественных и мировых учёных в данной области, совпадением промежуточных результатов с опубликованными в зарубежных источниках результатами некоторых исследований, основанных на проведении натурных испытаний, всесторонними обсуждениями на научных конференциях, публикациями результатов работы в рецензируемых научных журналах.

Личный вклад автора. Результаты, представленные в диссертации, получены при непосредственном участии автора в разработке и исследовании приведённых в работе схем, алгоритмов, методов; в осуществлении моделирования и обработке полученных данных.

Научным руководителем – д.т.н., доцентом С.А. Шерстюковым осуществлялись постановка задач и контроль результатов. Часть опубликованных работ по результатам исследований написана в соавторстве с научным руководителем.

Публикации. По результатам работы над диссертацией опубликовано 26 печатных работ, включая: 6 статей в журналах, рецензируемых ВАК РФ, 4 статьи в изданиях, включённых в реферативную базу данных Scopus, 14 материалов научных конференций и статей в научных журналах. Разработана 1 программа для ЭВМ и подана 1 заявка для получения патента на изобретение, зарегистрированная в Федеральной службе по интеллектуальной собственности.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы из 131 наименования. Общий объем диссертации составляет 157 страниц, включая 66 рисунков и 16 таблиц.

Краткое содержание работы. Во введении проводится анализ актуальности темы работы, соответствия темы работы паспорту специальности, описание объекта и предмета исследования, применённых методов исследования. Описаны цели работы, практическая ценность результатов, представлены выносимые на защиту положения. Первая глава посвящена анализу влияния нелинейных искажений, вносимых усилителем мощности, причинам невозможности осуществления нелинейного усиления сигналов с переменной огибающей и критериям оценки спектральной эффективности радиосигналов. Рассмотрены стандарты цифровой радиосвязи, применяемые в органах внутренних дел, обладающие высокой спектральной эффективностью, но требующие применения линеаризации сигнала. Проведен обзор и анализ методов дефазирования сигналов. Вторая глава включает в себя исследование алгоритмов и устройств формирования функциональных составляющих, анализ точности выполнения преобразований и спектральный анализ устройств формирования функциональных составляющих, а также модуляторов фазомодулированных сигналов базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов. Разработаны структурные схемы формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе балансных модуляторов в квадратурных ветвях, а также векторных модуляторов в квадратурных ветвях. Проанализировано применение квадратурного демодулятора для демодуляции узкополосных спектрально-эффективных сигналов. Третья глава содержит исследования влияния ошибки фазы и усиления квадратурного модулятора на выходной сигнал. Проведен анализ параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и анализ влияния дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ на форму выходного сигнального созвездия. Предложен метод компенсации амплитудно-фазовой неустойчивости в квадратурном формирователе радиосигналов. Во второй части главы исследованы влияния нелинейности усилителей и дисбаланса трактов усиления на выходной сигнал. Проанализировано применение квадратурной обратной связи для устранения ошибок, вносимых в результате нелинейного усиления и несоответствия трактов

усиления, проведен анализ точности реализации квадратурной обратной связи. Осуществлена техническая реализация и экспериментальное исследование формирователя функциональных составляющих, при индексе модуляции $m_f = \pi/4$ на базе ПЛИС. В четвертой главе проведена оценка и выбор элементной базы для осуществления моделирования формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и их применения для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности. Осуществлена оценка энергетической эффективности, анализ временных и спектральных параметров радиосигналов, формируемых формирователями узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов при их применении для линейного усиления в нелинейных усилителях мощности. Заключение содержит выводы по результатам работы, формулировку основных научных и практических результатов диссертационной работы.

Глава 1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ, КРИТЕРИИ ИХ ОЦЕНКИ И МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ

В настоящее время существует необходимость передавать все большие объемы информации, что приводит к все более плотному размещению каналов в частотном диапазоне. В условиях ограниченного частотного ресурса обостряется проблема обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и повышения спектральной эффективности передаваемых сигналов.

Способность электронной системы передавать информацию в единицу времени характеризуется пропускной способностью канала C . Верхняя граница скорости передачи данных, которые можно передать с данной средней мощностью сигнала, была сформулирована Шенноном [9,120]:

$$C = W \log\left(1 + \frac{P_s}{P_n}\right), \quad (1.1)$$

где C – пропускная способность канала, бит/с; W – полоса пропускания канала, Гц; P_s – полная мощность сигнала над полосой пропускания, Вт; P_n – полная шумовая мощность над полосой пропускания, Вт; P_s/P_n – отношение мощности сигнала к шуму (SNR).

Из (1.1) следует, что для увеличения скорости надёжной передачи данных возможно изменение только двух параметров: мощности сигнала и занимаемой полосы частот. При этом более простым решением является увеличение полосы пропускания системы, однако частотный ресурс является ограниченным, и его эффективное использование имеет большое значение.

Таким образом, обеспечение требуемой пропускной способности канала необходимо осуществлять за счет улучшения отношения сигнал / шум, при этом усиление сигнала должно осуществляться с минимальными потерями энергии и сохранением максимальной спектральной эффективности [18].

1.1. Анализ влияния нелинейных искажений, вносимых усилителем мощности

Линейность усилителя мощности является основным критерием, одновременно влияющим на КПД и спектральную эффективность выходного сигнала.

Нелинейность усилителя без памяти можно довольно точно охарактеризовать простой статической моделью с передаточной характеристикой, представляющей собой степенной ряд:

$$S_0(t) = a_1 S_i(t) + a_2 S_i^2(t) + a_3 S_i^3(t) + \dots, \quad (1.2)$$

где $S_0(t)$ – сигнал на выходе усилителя, $S_i(t)$ – сигнал на входе усилителя, $a_1, a_2, a_3 \dots$ – коэффициенты степенного ряда на выходе. Величина a_1 соответствует коэффициенту линейного усиления схемы, а $a_2 \dots a_n$ представляют нелинейности схемы из-за неидеальных элементов, таких как ограничения источника питания.

Можно выделить несколько различных последствий нелинейного поведения усилителя. Один синусоидальный входной сигнал на частоте ω_1 на выходе будет генерировать на частотах $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1 \dots n\omega_1$. Как правило, передаваемый сигнал содержит множество частот и его усиление является более сложным. Чтобы проанализировать поведение схемы используют двухтональные тесты. В этом случае на вход подаются два синусоидальных тестовых сигнала [41, 84]:

$$S_i(t) = S_1 \sin \omega_1 t + S_2 \sin \omega_2 t. \quad (1.3)$$

При рассмотрении первых трех членов разложения степенного ряда ($a_4, a_5 \dots = 0$), подставив (1.3), получим:

$$S_0(t) = \frac{1}{2a_2} (S_1^2 + S_2^2) + \left[a_1 S_1 + \frac{3}{4a_3} (S_1^3 + 2S_1 S_2^2) \right] \sin \omega_1 t + \\ + \left[a_1 S_2 + \frac{3}{4a_3} (S_2^3 + 2S_2 S_1^2) \right] \sin \omega_2 t + a_1 S_1 S_2 [\sin(\omega_1 + \omega_2)t + \sin(\omega_1 - \omega_2)t] +$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3}{4a_3} S_2 S_1^2 \sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4a_3} S_1 S_2^2 \sin(2\omega_2 - \omega_1)t + \\
& + \frac{1}{2a_2} [S_1^2 \sin 2\omega_1 t + S_2^2 \sin 2\omega_2 t] + \frac{3}{4a_3} S_2 S_1^2 \sin(2\omega_1 + \omega_2)t + \\
& + \frac{3}{4a_3} S_1 S_2^2 \sin(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{4a_3} [S_1^3 \sin 3\omega_1 t + S_2^3 \sin 3\omega_2 t]. \quad (1.4)
\end{aligned}$$

График амплитуд и частот выходных составляющих, представленный на рисунке 1.1 (уравнение (1.4)), позволяет определить значение постоянной составляющей, усиленных сигналов основной частоты ω_1 , ω_2 , гармоник входных частот $2\omega_1$, $2\omega_2$ и $3\omega_1$, $3\omega_2$, частот, представляющих собой линейные комбинации входных частот $2\omega_1 \pm \omega_2$, $2\omega_2 \pm \omega_1$ и $\omega_2 \pm \omega_1$ [96,114].

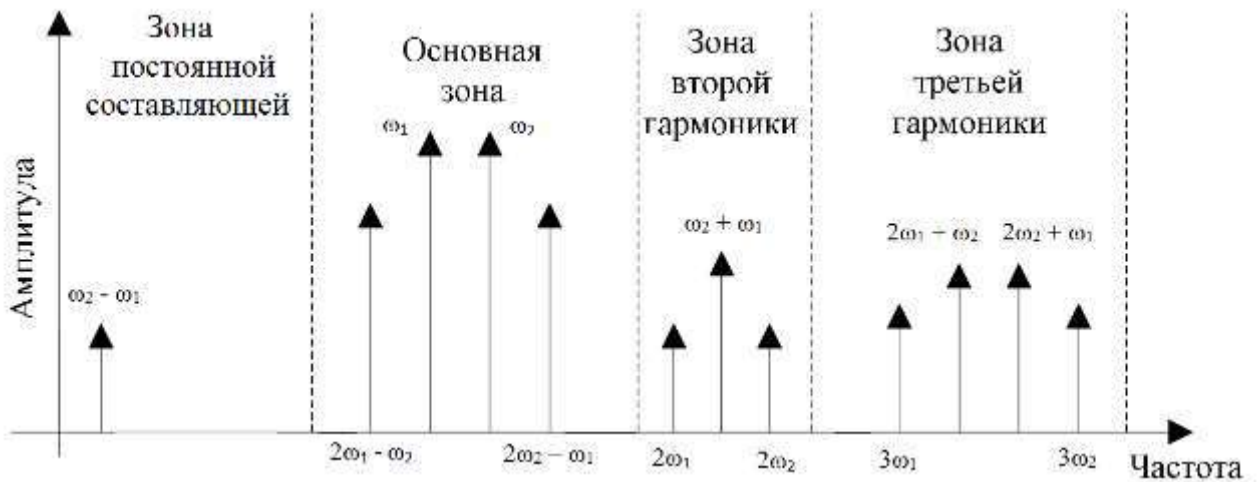


Рисунок 1.1 – Сигнал на выходе нелинейного усилителя

Как уже говорилось ранее, наибольшее влияние на выходной спектр оказывают продукты интермодуляции третьего порядка (*IM3*), так как они находятся ближе всего к основному сигналу и их труднее отфильтровать [6]. Если входной сигнал увеличивается в x раз, тогда продукты *IM3* возрастут в 3 раза. Это означает, что при равномерном усилении амплитуды основного выходного сигнала на 1 дБ, компоненты третьего порядка увеличиваются на 3 дБ. Если пропорционально увеличивать амплитуду входного сигнала все больше и больше, в некоторый момент *IM3* станет равна значению основного тона $P_{вых}$ (рис. 1.2). Эта точка определяется как точка пересечения третьего порядка, часто сокращенно

обозначаемая как $IP3$ или TOI . Она получена путем экстраполяции. Реальный усилитель достигнет насыщения намного ниже этого уровня мощности. $IP3$ наиболее широко используемый показатель для определения линейности устройства [53,97]

$$IP3 = P_{вых} + P_{\Delta} / 2, \quad (1.5)$$

где P_{Δ} – динамический диапазон свободный от интермодуляционных искажений.

Точка, где отклонение амплитудной характеристики устройства от идеальной составляет 1 дБ – называется однодецибелльной точкой компрессии (рис. 1.2).

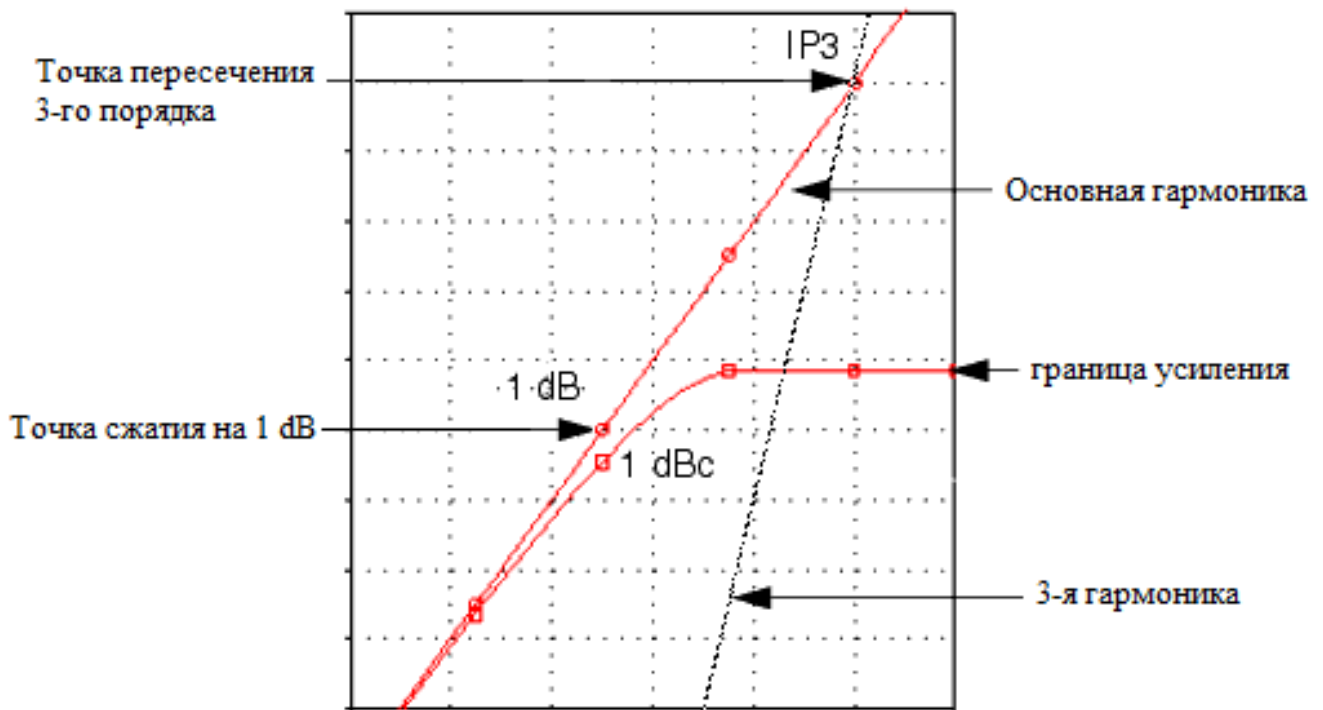


Рисунок 1.2 – Графическое представление точки пересечения третьего порядка и точки 1 дБ компрессии

Величина точки сжатия 1 дБ может быть оценена из (1.4) как:

$$S_{-1dB}(t) = \sqrt{4a_1 / 3a_3} \sqrt{0.11}. \quad (1.6)$$

Интермодуляционные искажения обычно характеризуются двухтональным сигналом, при $S_1=S_2$ продукты интермодуляции второго порядка:

$$S_0(t) = a_2 S_1^2 [\sin(\omega_1 + \omega_2)t + \sin(\omega_1 - \omega_2)t], \quad (1.7)$$

а продукты интермодуляции третьего порядка:

$$S_0(t) = \frac{3}{4} a_3 S_1^3 [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t]. \quad (1.8)$$

Изменение амплитуды входного сигнала, при проявлении нелинейности усиления, влечет изменение коэффициента усиления (AM/AM) и амплитудно-фазовую конверсию (AM/PM) [115]. Это может особенно влиять на модулированные по фазе цифровые сигналы, где частота ошибок в битах (BER) может увеличиваться в результате изменений фазы принятого или переданного сигнала. Это явление нельзя предсказать с помощью степенного ряда нелинейности без памяти (1.2), который не содержит фазовой информации [79].

Для оценки данного эффекта предположим, что входной сигнал однотональный, и что $a_1, a_2 \dots a_n$ являются векторными, а не скалярными величинами, каждая из которых состоит из амплитуды $|a_n|$ и фазы θ_n . Это соответствует результатам, которые были бы получены из точного анализа ряда Вольтерра [106,107,131]. Если предположить, что в выражении (1.4) S_2 равен нулю, то выходной сигнал на частоте ω_1 :

$$S_0(e) = \left(|a_1| e^{j\theta_1} S_1 + \frac{3}{4} |a_3| e^{j\theta_3} S_1^3 \right) \sin \omega_1 t. \quad (1.9)$$

Общая выходная фаза будет изменяться вместе с выходной амплитудой по мере увеличения амплитуды входного сигнала S_1 , что приводит к преобразованию AM/PM . Таким образом, преобразование AM/PM является следствием фазовых соотношений между коэффициентами степенного ряда [17].

При сравнении значений тока в рабочей точке становится очевидно, что поддержание линейного режима работы усилителя мощности при сигнале с переменной огибающей требует более высокого значения тока покоя, чем для

сигнала с постоянной огибающей. Этот недостаток в сочетании с тем фактом, что линейные усилители мощности не могут работать в режиме глубокого насыщения, является причиной, по которой линейные усилители мощности демонстрируют более низкую эффективность при усилении сигналов с переменной огибающей.

Эффективность преобразования энергии постоянного тока в ВЧ энергию (PAE) или полное КПД усилительного каскада с учетом высокочастотной мощности P_{ex} , поступающей от предыдущего каскада, является мерой эффективности преобразования всех источников входной мощности (как от источника питания, так и от входного сигнала) в выходной сигнал и определяется как:

$$PAE = \eta = \frac{P_{вых}}{P_{ex} + P_{пост}}, \quad (1.10)$$

где P_{ex} – мощность входного ВЧ-сигнала, $P_{вых}$ – требуемая выходная мощность усилителя в заданной полосе частот, а $P_{пост}$ – входная мощность постоянного тока. Если коэффициент усиления схемы достаточно высок, то мощность входного ВЧ-сигнала намного меньше, чем мощность постоянного тока. Таким образом, PAE является мерой эффективности преобразования от источника питания к выходному сигналу [100,129].

Выходная мощность, передаваемая усилителем, варьируется в зависимости от множества факторов, в том числе положения мобильного устройства в сети. В некоторых системах связи уровень принимаемого сигнала на базовой станции должен поддерживаться на постоянном уровне для борьбы с проблемой «ближней зоны». Мощность постоянного тока, потребляемая усилителем, изменяется при изменении мощности выходного ВЧ-сигнала [65], поэтому более полезным показателем качества для усилителей является средняя эффективность, определяемая как:

$$\bar{\eta} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_{вых} g(P_{вых}) dP_{вых}}{\int_{-\infty}^{\infty} P_{пост} P_{вых} g(P_{вых}) dP_{вых}}, \quad (1.11)$$

где $g(P_{\text{вых}})$ – вероятность того, что усилитель будет выдавать выходную мощность $P_{\text{вых}}$, а $P_{\text{пост}}(P_{\text{вых}})$ – мощность рассеяния постоянного тока при выходной мощности $P_{\text{вых}}$. В действительности средняя эффективность усилителя мощности не может приблизиться к 100%. Это представляло бы идеальную ситуацию, когда вся мощность постоянного тока преобразуется в выходную мощность. К сожалению, усилители мощности в портативных средствах связи с линейными передатчиками имеют значения PAE, составляющие в среднем 5% или менее, и эти значения одинаково невелики для базовых станций [45].

1.2. Анализ параметров оценки спектральной эффективности сигналов

Система цифровой передачи с ограниченной полосой будет более эффективно использовать полосу, если она может передавать большее количество битов за секунду в заданной полосе. Для этого может применяться предмодуляционная фильтрация (в основной полосе частот).

Независимо от того, как реализован фильтр (в цифровом или аналоговом виде), математически операция фильтрации записывается как свертка входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра [8]:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau, \quad (1.12)$$

где $x(t)$ – сигнал на входе фильтра, $y(t)$ – сигнал на выходе фильтра, $h(t)$ – импульсная характеристика фильтра, \otimes – обозначение операции свертки. Импульсная характеристика фильтра связана с частотной через преобразование Фурье:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1.13)$$

Для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции чаще всего используется фильтр с характеристикой приподнятого косинуса, для частотных – гауссов фильтр. Таким образом, спектральная эффективность для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции одинакова и определяется полосой фильтра [10].

Амплитудно-частотная характеристика канала с фильтром типа «приподнятого косинуса» описывается выражением

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \omega \leq \pi(1-\alpha)/T_c \\ \cos^2\left(\frac{T_c}{4\alpha}\left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_c}\right]\right), & \pi(1-\alpha)/T_c \leq \omega \leq \pi(1+\alpha)/T_c, \\ 0, & \omega > \pi(1+\alpha)/T_c \end{cases} \quad (1.14)$$

где α – коэффициент скругления, T_c – длительность символа. При $\alpha = 0$ ширина полосы минимальна, но данный фильтр физически нереализуем. При $\alpha=0,5$ полоса пропускания расширяется на 50 %, а при $\alpha = 1$ становится в два раза больше минимальной теоретической полосы передачи. Теоретически на частоте $f=(1+\alpha)\cdot f_N$ затухание фильтра бесконечно большое. На практике, в зависимости от допустимого уровня помех от соседнего канала, затухание задается от 20 до 50 дБ. Для идеального канала с прямоугольной частотной характеристикой частота среза, известная так же как частота Найквиста, равна $f_N=1/2T_c=f_c/2$. К сожалению, описанные каналы Найквиста с минимальной полосой не реализуемы. Для синтеза канала с прямоугольной частотной характеристикой и бесконечным затуханием за пределами полосы пропускания потребовалось бы бесконечное число звеньев фильтра. Кроме того, спад боковых лепестков импульсной характеристики оказывается очень медленным. Это, в свою очередь, привело бы к недопустимо большим межсимвольным искажениям из-за малейших неточностей при фильтрации или при символьной синхронизации [63].

Спектральная эффективность или эффективность использования полосы частот может быть выражена удельной скоростью передачи, т.е. количеством переданных битов в секунду на один герц (Бит/сГц) [63,110].

Спектральная эффективность характеризует, насколько эффективно в произвольной системе связи используется полоса частот. При прочих равных условиях – чем выше спектральная эффективность, тем эффективнее используется частотный ресурс. То есть в одной и той же полосе частот (частотном спектре) передается больший объем пользовательской информации в единицу времени [20]. Например, ширина главного лепестка спектра сигнала квадратурной фазовой манипуляции (*QPSK*) на 50% меньше, чем у сигнала с минимальной частотной манипуляцией (*MSK*). Можно было бы утверждать, что спектральная эффективность сигнала *QPSK* на 50 % больше, если бы не тот факт, что сигнал *QPSK*, как и сигналы квадратурной амплитудной модуляции (*QAM*), офсетной квадратурной фазовой манипуляции (*OQPSK*), относительной (дифференциальной) фазовой манипуляции со сдвигом кратным $\pi/4$ ($\pi/4$ -*DQPSK*), имеет изменяющуюся амплитуду, что делает затруднительным применение высокоэффективных нелинейных усилителей мощности [20,63] в связи с тем, что спектр этих сигналов в результате усиления расширяется, и его часть попадает в соседние каналы.

Основным критерием, позволяющим оценить устойчивость сигнала с той или иной модуляцией к нелинейным искажениям, является отношение пиковой мощности к средней (*PAPR*). Эта величина определяет отношение квадрата пиковой амплитуды (соответствует пиковой мощности) к среднеквадратическому значению амплитуды (соответствует средней мощности):

$$PAPR = \frac{\max_{t \in [0, T]} |S(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |S(t)|^2 dt}, \quad (1.15)$$

где T – длительность интервала наблюдения сигнала, $S(t)$ – мгновенное значение амплитуды сигнала [16,61]..

Большое количество всплесков амплитуды характеризуется большим значением *PAPR*, а в результате, при работе усилителя в режиме близком к насыщению, в амплитудной характеристике проявляются наибольшие нелинейные

искажения. В некоторых случаях невозможно точно определить пик формы сигнала, поскольку сигнал имеет очень широкий диапазон возможных амплитуд, в таком случае используют вероятностное измерение *PAPR*. Пиковая мощность огибающей в этом случае указывается не как абсолютный пик, а как уровень мощности, на котором сигнал находится в течение определенного процента времени – обычно в 99,9 или 99,99%. Статистика мощности сигнала также может быть графически охарактеризована с помощью функции распределения уровней сигнала (*CCDF*), которая показывает вероятность того, что мощность равна или превышает определенный коэффициент *PAPR* [129]. Даже в системах, использующих модуляцию с постоянной амплитудой, таких как GSM, значение *PAPR* может быть больше единицы, если передатчик усиливает более одного сигнала, например в базовых станциях. Учитывая тот факт, что модулированный сигнал с заданными *CCDF* и *PAPR* передается через нелинейный усилитель мощности – показателем качества линейности для цифровых систем беспроводной связи обычно является коэффициент мощности в соседнем канале (*ACPR*) и коэффициент мощности в альтернативном канале (*AltCPR*) [129]. *ACPR* определяется как выраженное в децибелах отношение мощности (P) в определенной полосе частот рабочего канала (BW) к величине мощности ($P1$), сосредоточенной в соседнем канале ($BW1$) при заданной отстройке (F) от несущей частоты рабочего канала (f_c); *AltCPR* – это отношение мощности P к величине мощности $P2$, сосредоточенной в альтернативном канале ($BW2$)

$$ACPR_n = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{раб.кан}}}{P_{\text{н.кан}}} \right). \quad (1.16)$$

ACPR и *AltCPR* представлены рисунке 1.3. Расширение спектра за пределы выделенного канала обусловлено нелинейностями усилителя мощности (преобразование *AM/AM* и *AM/PM*) и будет вызывать помехи для пользователей в соседних и следующих за ними каналах. Как правило, нелинейности третьего порядка в усилителе влияют на соседний канал, а нелинейности пятого порядка создают спектральную утечку как в соседнем, так и последующем канале.

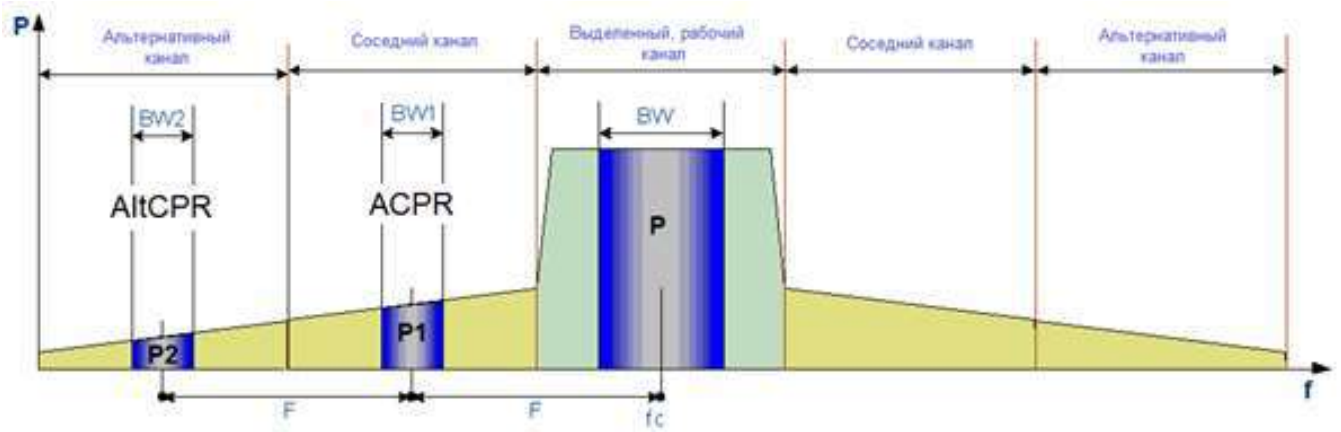


Рисунок 1.3 – ACPR и AltCPR

Альтернативным показателем точности и линейности усилителя мощности является параметр, характеризующий точность модулированного сигнала. Отправленный идеальным передатчиком или полученный приемником сигнал должен формировать все точки созвездия точно в идеальных местах. Из-за искажения сигнала фактические точки созвездия отклоняются от идеального местоположения. Вектор ошибки – это вектор в плоскости $I-Q$ между идеальной точкой созвездия и точкой, полученной приемником. Его средняя длина, определяемая как евклидово расстояние между двумя точками, является модулем вектора ошибки (EVM). Математически EVM определяется как [94, 127]:

$$EVM = \frac{\sum_{i=0}^n \frac{1}{n} (IQ_{ideal(i)} - IQ_{real(i)})^2}{\sum_{i=0}^n \frac{1}{n} (IQ_{real(i)})^2} \quad (1.17)$$

где IQ_{ideal} – i -й эталонный символ, а IQ_{real} – i -й выходной (реальный) символ.

В то же время модуль вектора ошибки равен отношению мощности вектора ошибки к среднеквадратичной (RMS) мощности эталонного сигнала

$$EVM_{dB} = 10 \lg \left(\frac{P_{ошиб}}{P_{идеал}} \right), \quad (1.18)$$

где $P_{ошиб}$ – среднеквадратичная мощность вектора ошибок, а $P_{идеал}$ – среднеквадратичная мощность идеального передаваемого сигнала.

Вектор ошибки представляет собой сложную величину, содержащую как амплитудную, так и фазовую составляющую, в упрощенном виде это показано на рисунке 1.4. Когда входной сигнал усилителя мощности имеет небольшое количество искажений и шума, существует простая взаимосвязь между EVM на выходе усилителя и характеристикой AM/AM и AM/PM [94].

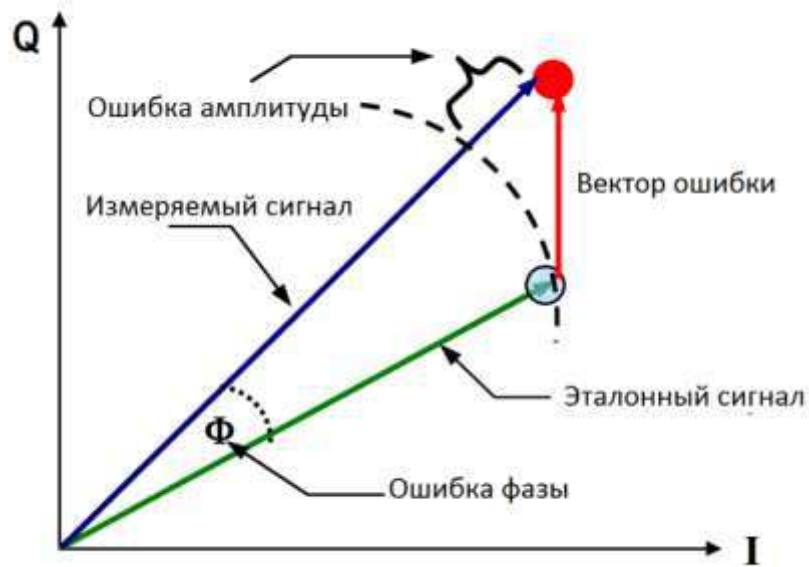


Рисунок 1.4 – Векторные компоненты, определяющие величину вектора ошибки

Стоит отметить прямое влияние вида модуляции на спектральную эффективность. Выделяют линейную и нелинейную модуляцию, которые различаются по виду математической зависимости спектров модулированного колебания и модулирующего сигнала. При линейной взаимосвязи спектров колебаний, когда справедлив принцип суперпозиции, модуляция называется линейной. К линейной модуляции относятся амплитудная, фазовая и квадратурная фазовая модуляции, к нелинейной – частотная модуляция [11,12]. Схемы линейной модуляции могут быть определены как схемы, в которых информация заключена как в амплитуде, так и в фазе сигнала. Таким образом, огибающая ВЧ-

сигнала изменяется во времени и, следовательно, должна сохраняться для достоверной передачи информационного содержания исходного сигнала [96].

В связи с ограничением частотного ресурса в сетях связи специального назначения в последнее время всё большее распространение получают стандарты цифровой радиосвязи, использующие сигналы с линейной модуляцией.

Рассмотрим стандарты цифровой радиосвязи применяемы в органах внутренних дел и использующие сигналы с высокой спектральной эффективностью.

1.3. Стандарты цифровой радиосвязи органов внутренних дел, использующие спектрально-эффективные радиосигналы

Применение цифровой радиосвязи в системе связи МВД России является одним из основных инструментов, позволяющих повысить эффективность организации управления и взаимодействия с подразделениями органов внутренних дел Российской Федерации [43,44].

Система радиосвязи МВД России характеризуется наличием аналоговых и цифровых сетей радиосвязи стандартов *APCO 25*, *DMR* и *IDAS*, а также в настоящее время проходит апробацию для постановки на вооружение стандарт *TETRA* [34,71].

Аналоговые сети радиосвязи эксплуатируются преимущественно в территориальных органах МВД России, где отсутствует потребность в сложных многофункциональных системах и невысока численность сотрудников подразделений органов внутренних дел Российской Федерации [25].

Цифровые сети радиосвязи являются классом систем подвижной связи, ориентированным, прежде всего, на создание ведомственных сетей связи, в которых предусматривается активное применение режима связи абонентов в группе, а также широко используются как для обеспечения связи подвижных

абонентов между собой, так и со стационарными абонентами и абонентами телефонной сети. Они уже развернуты более чем в 60 % подразделений органов внутренних дел Российской Федерации, преимущественно в административно-территориальных образованиях субъектов Российской Федерации с населением более 500 тысяч человек и высокой численностью сотрудников подразделений органов внутренних дел Российской Федерации. В территориальных органах МВД России функционируют цифровые системы различных стандартов (системы стандарта *DMR* составляют 30 %, *APCO 25* – 27 %, *IDAS* – 6 %) или фрагменты цифровых и аналоговых систем радиосвязи одновременно [35, 55, 72].

Наиболее перспективными стандартами, использующими спектрально-эффективные виды модуляции, являются *APCO25* и *TETRA* [67], поэтому рассмотрим их более подробно.

Стандарт цифровой радиосвязи *APCO25* (P25), разработанный Ассоциацией официальных представителей служб связи органов общественной безопасности (*Association of Public safety Communications Officials-international*) [125, 126], основан на технологии многостанционного доступа с частотным разделением каналов (*FDMA*). Радиоинтерфейс системы делится на две стадии развития – *Phase I* и *Phase II* с шагом сетки частот 12,5 кГц и 6,25 кГц соответственно. В полосе 12,5 кГц применяется четырехпозиционная частотная модуляция (*C4FM*), а при полосе 6,25 кГц – четырехпозиционная фазовая модуляция со сглаживанием фазы (*CQPSK*). Данные методы модуляции требуют использования различных усилителей мощности. Для *Phase I* – нелинейные усилители с высоким КПД, для *Phase II* – усилители с высокой линейностью. В то же время для демодуляции могут быть использованы одинаковые приёмники [37].

Речевое кодирование осуществляет кодек *IMDE* (*Improved MultiBand Excitation*), в результате скорость информационного потока увеличивается до 7200 бит/с, а после добавления служебной информации и формирования речевых кадров до 9600 бит/с [125,126].

Максимально возможная скорость передачи данных в системах стандарта *P25* – 9600 бит/с. В протоколе радиоинтерфейса предусмотрен низкоскоростной

канал сигнализации, позволяющий одновременно с речью передавать данные со скоростью 88,89 бит/с.

Сети радиосвязи *P25 Phase I* предполагают использование аналогового базового и абонентского оборудования, таким образом, возможность организовать два логических канала в диапазоне 12,5 кГц, а также все прочие преимущества цифровой радиосвязи открываются при введении *P25 Phase II*.

На рисунке 1.5 представлен один из вариантов реализации *CQPSK* модулятора [93]. В его состав входят: дифференциальный кодер, используемый для борьбы с размножением ошибок при приеме, кодер частичного отклика, формирующий фильтр с импульсной характеристикой $g_o(t)$, интегратор, \cos и \sin – нелинейные функциональные преобразователи, вычисляющие квадратурные компоненты комплексной огибающей сигнала, генератор сигналов несущей частоты ω_0 , фазовращатель на 90° .

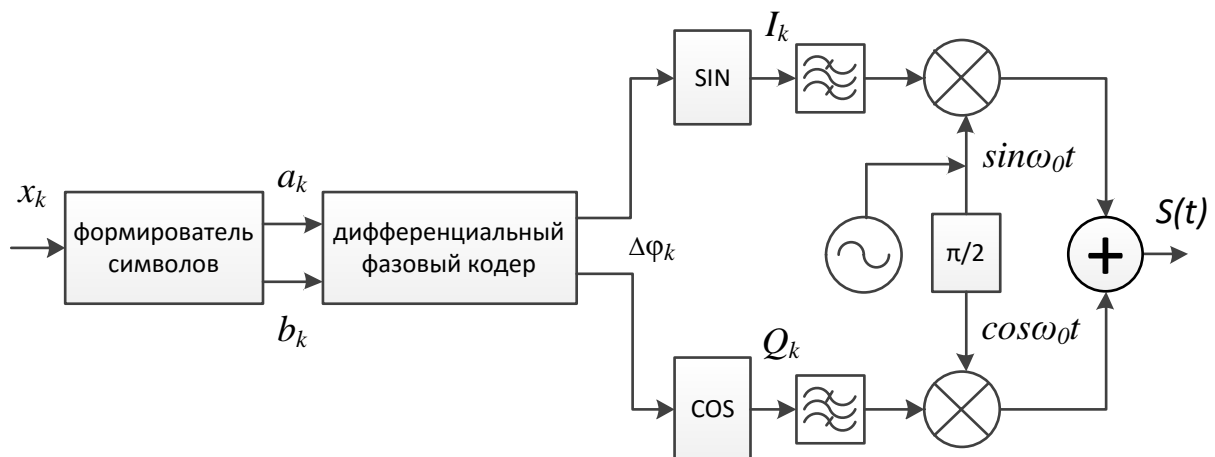


Рисунок 1.5 – Структурная схема модулятора *CQPSK*

Импульсная характеристика формирующего фильтра, определяемая выражением [39,101]:

$$g_0(t) \approx \frac{1}{2} g_0(t-T) + \frac{1}{2} g_0(t) + \frac{1}{2} g_0(t+T), \quad (1.19)$$

$$g_0(t) \approx \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \left[\frac{1}{\pi t} - \frac{2 - \frac{2\pi t}{T} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi t}{T}\right) - \frac{\pi^2 t^2}{T^2}}{\frac{24\pi t^3}{T^2}} \right]. \quad (1.20)$$

Разность фаз сигнала *CQPSK* определяется как:

$$\Delta\varphi = \varphi(mT+T) - \varphi(mT) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{b_{n-1}}{4} + \frac{b_n}{2} + \frac{b_{n+1}}{4} \right), \quad (1.21)$$

где b_n – информационная последовательность (+1, -1), T – длительность информационного символа и принимает в зависимости от значений информационных символов на трех соседних тактовых интервалах одно из пяти значений: 0, $\pm \pi/4$ и $\pm \pi/2$. Зависимость разности фаз от значения информационных символов приведена в таблице 1.1, где $c_{n+1} = b_{n-1} + 2 \cdot b_n + b_{n+1}$ [39].

Таблица 1.1 – Значения разности фаз сигнала *CQPSK*

b_{n-1}	b_n	b_{n+1}	c_{n-1}	$\Delta\varphi$
1	1	1	4	$\pi/2$
1	1	1	2	$\pi/4$
1	-1	1	0	0
1	-1	1	-2	$-\pi/4$
-1	1	-1	2	$\pi/4$
-1	1	-1	0	0
-1	-1	-1	-2	$-\pi/4$
-1	-1	-1	-4	$-\pi/2$

Стандарт *TETRA*, разработан Европейским Телекоммуникационным Институтом Стандартизации (*European Telecommunications Standards Institute* –

ETSI) [13,90,91]. *TETRA* также использует технологию временного разделения канала (*TDMA*), поэтому в канале 25 кГц цифровой поток разделен на 4 временных интервала (*time slots*). Суммарная скорость передачи цифрового потока составляет 36 Кбит/с [123].

Речевой сигнал кодируется вокодером *ACELP* (*Algebraic code excited Linear Prediction*), в котором применяется линейное предсказание с возбуждением алгебраического кода. В результате скорость информационного потока с учётом битов коррекции ошибок составляет 7,2 Кбит/с. Информационный поток данных организуется в суперкадр, который состоит из 17 информационных кадров и одного кадра, содержащего служебную информацию. Результирующая скорость передачи данных может быть различной. Для случая применения высокого уровня защиты от ошибок и использования одного временного интервала скорость передачи данных составляет 2,4 Кбит/с. В случае отключения механизмов защиты информации и использования 4-х временных интервалов скорость передачи данных составит 28,8 Кбит/с [124].

Используемый вид модуляции – $\pi/4$ -*DQPSK*. Сущность $\pi/4$ -*DQPSK* модуляции заключается в том, что символы сообщения передаются в виде изменений фазы относительно предыдущих символов, а не абсолютных значений фазы, как в *QPSK*. Каждому i -му дибиту соответствует приращение фазового угла φ . Данная зависимость приведена в таблице 1.2, а структурная схема модулятора сигналов $\pi/4$ -*DQPSK* приведена на рисунке 1.6.

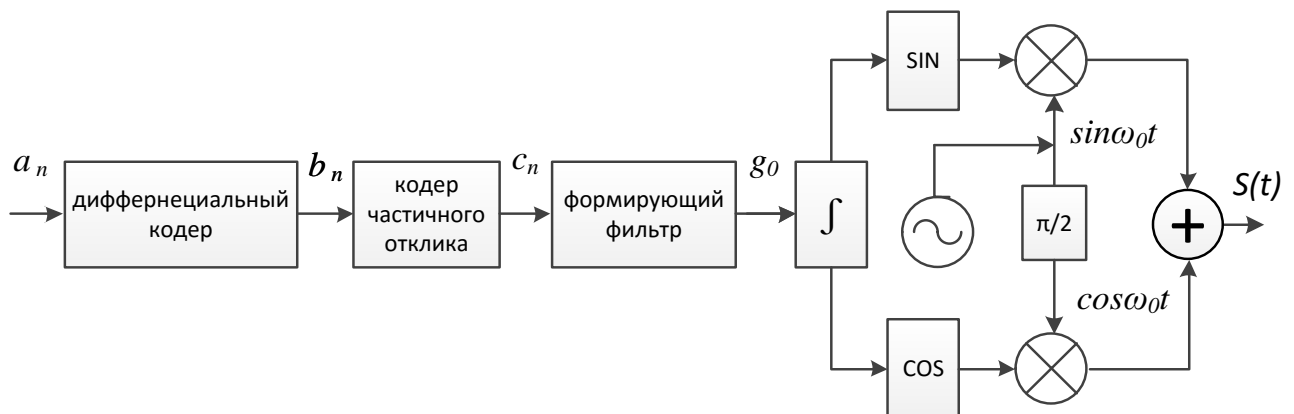


Рисунок 1.6 – Структурная схема модулятора $\pi/4$ -*DQPSK*

Если I_k и Q_k обозначают амплитуды (проекции на сигнальном созвездии) нефигурных импульсов без возврата к нулю (*БВН*), которые определяются символами a_k , b_k источника сообщений, то на интервале $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ в синфазном и квадратурном каналах уровни сигналов $I_k = I(t-kT_s)$ и $Q_k = Q(t-kT_s)$ определяются уровнями сигналов предыдущих импульсов и текущим приращением фазы информационного сигнала, обозначенным $\Delta\varphi_k = \varphi_k - \varphi_{k-1}$, где φ_k – текущее значение фазы, φ_{k-1} – значение фазы на предыдущем шаге, в соответствии со следующими выражениями [12,40]:

Кодирующее устройство из потоков дибитов a_k , b_k формирует модулирующие последовательности синфазных (I) и квадратурных (Q) каналов:

$$I_k = I \cos \left[\Delta\varphi_k \{a_k, b_k\} \right] - Q_{k-1} \sin \left[\Delta\varphi_k \{a_k, b_k\} \right], \quad (1.22)$$

$$Q_k = I \sin \left[\Delta\varphi_k \{a_k, b_k\} \right] + Q_{k-1} \cos \left[\Delta\varphi_k \{a_k, b_k\} \right], \quad (1.23)$$

значения $\Delta\varphi_k$ определяются как соответствующие им a_k, b_k [117]:

$$\Delta\varphi_k = \begin{cases} -3\pi/4 & \text{при } a_k = 1, b_k = 1 \\ 3\pi/4 & \text{при } a_k = 0, b_k = 1 \\ \pi/4 & \text{при } a_k = 0, b_k = 0 \\ -\pi/4 & \text{при } a_k = 1, b_k = 0 \end{cases}. \quad (1.24)$$

Выходные сигналы блока относительного фазового кодирования I_k, Q_k могут принимать одно из значений, приведенных в таблице 1.2.

Характерной чертой сигналов, сформированных с применением данного вида модуляции, является не возможность обеспечения постоянной формы огибающей, что требует применения усилителей с высокой линейностью. Применение усилителей с недостаточно высокими характеристиками приводит к существенному расширению полосы излучения и может создавать помехи на соседних каналах приема.

Детальный анализ работы модулятора показывает, что формируемые сигналы $\pi/4$ -DQPSK и CQPSK во многом похожи. Различие касается только параметров фильтров и скорости передачи информации. Общим недостатком этих сигналов является необходимость применения линейных усилителей.

Таблица 1.2 – Значения фаз сигнала $\pi/4$ -DQPSK

a_k	b_k	$\Delta\varphi$
1	1	$\pi/4$
0	1	$\pi/4$
0	0	$-3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

На рисунке 1.7 показан случай достижения точки насыщения на примере сигнала $\pi/4$ -DQPSK с косинусным фильтром ($\alpha=0,5$). Ширина спектра входного сигнала резко увеличивается под влиянием ограничения усилителя (рис. 1.7 (а)). Этот эффект также можно увидеть при рассмотрении диаграммы сигнального созвездия входных и выходных сигналов (рис. 1.7 (б), (в)). Идеальное созвездие входного сигнала демонстрирует изменения амплитуды во временной области, а его спектр достаточно узкополосен в частотной области. Ограничение выходной амплитуды приводит к ограничению сигнала во временной области и соответственно росту спектра.

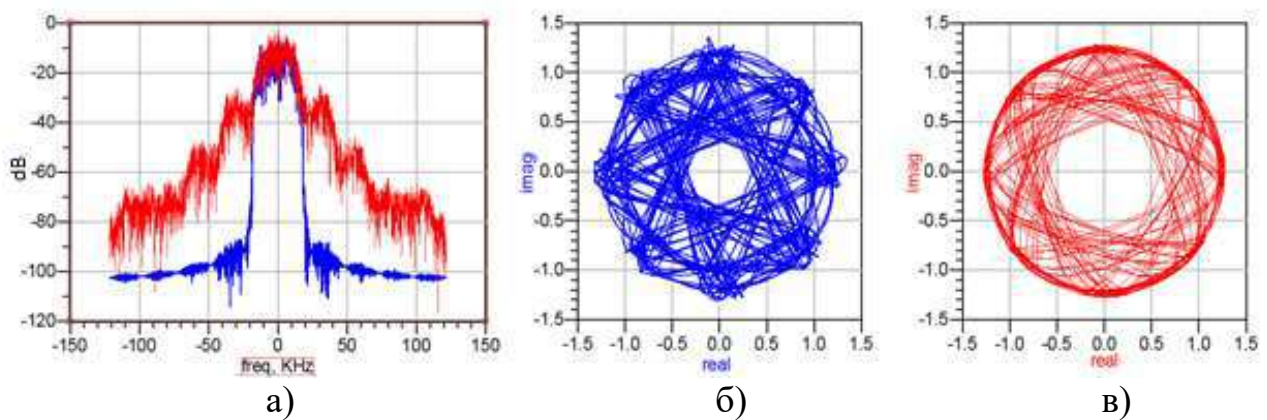


Рисунок 1.7 – а) Спектр сигнала на входе и выходе усилителя с ограничением;
 б) Сигнальное созвездие на входе; в) Сигнальное созвездие на выходе

Применение схем линеаризации сигнала позволяет осуществить нелинейное усиление спектрально-эффективных радиосигналов. Рассмотрим некоторые способы линеаризации.

1.4. Исследование способов дефазирования сигналов

В качестве систем коррекции характеристик усилителя мощности исследованы и применяются различные варианты цепей, схем и систем линеаризации устройств формирования или обработки узкополосных радиосигналов [5]. Условно их можно разделить на системы с прямой связью, системы с предсказанием, системы с синфазно-квадратурной или полярной петлёй обратной связи [89, 92, 95, 108].

В то же время существуют некоторые структурные решения, разработанные исходно для повышения энергетической эффективности усилителей мощности ВЧ сигналов, но способные в определенной мере расширить динамический диапазон линейности по огибающей [5]. К ним относятся: автоматическая регулировка режима усиления, усилитель мощности по схеме Догерти, схема подавления и восстановления несущей, схемы дефазирования [42, 81, 112, 128].

Рассмотрим развитие схем дефазирования в параллельных каналах.

1.4.1. Способ линейного усиления с применением нелинейных компонент

Усиление мощности с повышенной энергетической эффективностью на основе выбора сдвига фаз (дефазирования) высокочастотных сигналов в параллельных каналах [83] или дефазирования выходного сигнала было

предложено в 1935 году французским инженером Ширексом (Н. Chireix), а после модификации Коксом (D.C. Cox) – в 1976 году получило наименование «способ линейного усиления с применением нелинейных компонент (*LINC*)» [86]. Структурная схема реализации *LINC* показана на рисунке 1.8 а).

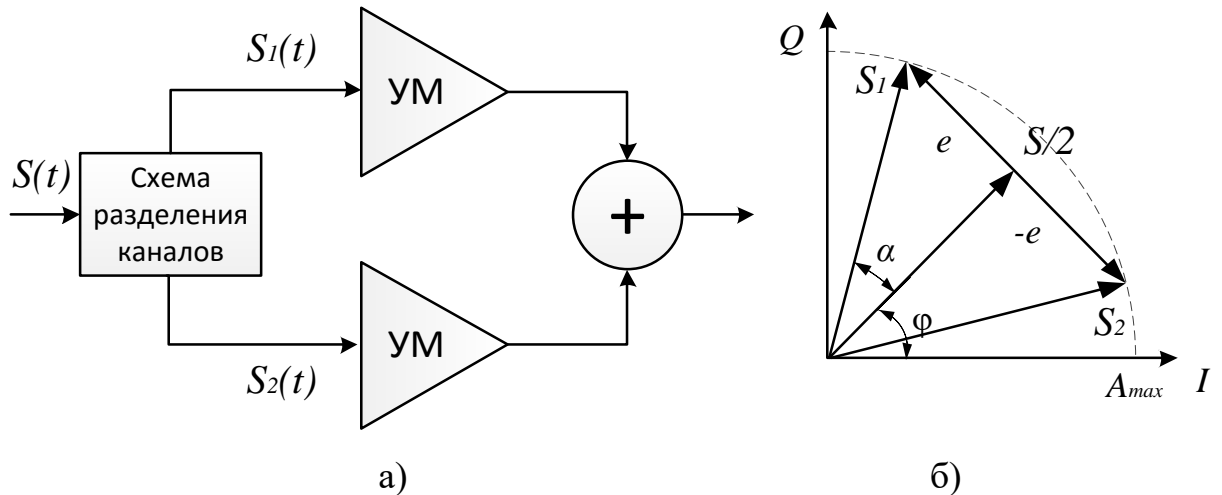


Рисунок 1.8 – а) Структурная схема *LINC*; б) векторное представление сигнала *LINC*

Основная идея метода дефазирования заключается в представлении амплитудно-фазомодулированного сигнала в виде суммы двух фазомодулированных сигналов с постоянной огибающей [66, 85], а алгоритм реализации схемы разделения каналов будет отличаться в зависимости от выбранного типа представления сигнала (полярное или синфазно-квадратурное) [119].

При полярном представлении вход сигнала задается как:

$$S(t) = A(t)\cos(\omega_c t + \varphi(t)) = S_1(t) + S_2(t). \quad (1.25)$$

Из рисунке 1.8 б) видно, что оба сигнала имеют постоянную огибающую:

$$S_1(t) = A_{max}(t)\cos(\omega_c t + \varphi(t) + \alpha(t)), \quad (1.26)$$

$$S_2(t) = A_{max}(t)\cos(\omega_c t + \varphi(t) - \alpha(t)), \quad (1.27)$$

где $\alpha(t)$ – дополнительный сдвиг фазы.

Сумма векторов представляет собой:

$$\begin{aligned} S_1(t) + S_2(t) &= A_{max} \left[\cos(\omega_c t + \varphi(t) + \alpha(t)) + \cos(\omega_c t + \varphi(t) - \alpha(t)) \right] = \\ &= 2A_{max} \cos[\omega_c t + \varphi(t) \cos \alpha(t)]. \end{aligned} \quad (1.28)$$

Исходя из выражений (1.25-1.28):

$$\alpha(t) = \arccos\left(\frac{A(t)}{2A_{max}}\right). \quad (1.29)$$

При рассмотрении синфазно-квадратурного метода реализации схемы разделения каналов сигнал в основной полосе может быть записан в показательной форме:

$$S(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}, \quad \text{где } 0 < A(t) \leq 2A_{max}. \quad (1.30)$$

Векторы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ можно рассчитать, применив тригонометрические правила. Тогда из векторного представления сигналов на рисунке 1.8 (б) следует:

$$[S(t)]^2 = [S(t)/2]^2 + [e(t)]^2, \quad (1.31)$$

$$[S(t)]^2 = [S(t)/2]^2 - [e(t)]^2, \quad (1.32)$$

где $e(t)$ – сигнал ошибки, который определяется как:

$$\begin{aligned} e(t) &= \sqrt{[S_1(t)]^2 - \left[\frac{S(t)}{2}\right]^2} = \sqrt{\left(A_{max}^2 - \frac{A^2(t)}{4}\right)} e^{j(\varphi(t) + \pi/2)} = \\ &= j \frac{S(t)}{2} \sqrt{\left(\frac{2A_{max}}{A(t)}\right)^2 - 1}. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Векторы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с постоянной огибающей определяются как:

$$S_1(t) = \frac{S(t)}{2} \left[1 + j \sqrt{\left(\frac{2A_{max}}{A(t)}\right)^2 - 1} \right], \quad (1.34)$$

$$S_2(t) = \frac{S(t)}{2} \left[1 - j \sqrt{\left(\frac{2A_{max}}{A(t)} \right)^2 - 1} \right]. \quad (1.35)$$

Изначально система *LINC* была чувствительна к небольшим диспропорциям усиления и фазы в двух параллельных каналах. Наибольшее негативное влияние на формирование выходного сигнала оказывают мгновенные скачки фазы, возникающие при переходе сигнала через ноль. Из (1.34), (1.35) видно, что в этом случае отсутствие огибающей дает ноль в знаменателе, в результате чего значение сигналов на выходе даже на короткое время не будет определено, а векторы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ могут поменяться местами.

Таким образом, для повышения эффективности *LINC*-преобразования радиосигналов с изменяющейся огибающей целесообразно использование схем модуляций, при которых траектория сигнального созвездия не пересекает начало координат *I-Q* диаграммы. К ним относятся: OQPSK, $\pi/4$ -DQPSK и восьмипозиционная фазовая манипуляция со сдвигом $3\pi/8$ ($3\pi/8$ 8PSK) [66,121].

1.4.2. Способ дефазирования с применением комбинированной аналоговой обратной связи

Способ дефазирования с применением комбинированной аналоговой обратной связи (*CALLUM*) разделяет фундаментальную идею разложения сигнала на два фазово-модулированных сигнала с постоянной огибающей для высокоэффективного усиления [80]. Основные различия заключаются в том, что архитектура *CALLUM* содержит блоки преобразования из основной полосы частот или промежуточной частоты в ВЧ сигнал, а также имеет петлю синфазно-квадратурной обратной связи для исправления ошибок. *CALLUM* более сложная система, чем *LINC*, но наличие обратной связи делает менее критичной необходимость согласования коэффициента усиления и фазы между трактами и

тем самым снижает ряд конструктивных ограничений. Кроме того, с учётом сигнала ошибки разделение каналов происходит более точно. Схема генерации каналов (СГК) не генерирует векторы с постоянной огибающей напрямую, а формирует сигналы управления для ГУНов, которые, в свою очередь, генерируют фазомодулированные сигналы.

Входной сигнал и сигналы обратной связи математически обрабатываются СГК в основной полосе частот, а на выходах формируются два управляющих сигнала, которые подаются на ГУНЫ. Выходные сигналы ГУНов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ являются ВЧ фазомодулированными сигналами с постоянной амплитудой, они усиливаются и суммируются на суммирующем выходном порте. Общая модель архитектуры передатчика *CALLUM* показана на рисунке 1.9.

СГК является основой архитектуры и синтезирует управляющие сигналы для ГУН. Формирование управляющих сигналов основано на наборе нелинейных уравнений, содержащих генерацию сигнала ошибки. Сигнал ошибки – это разница между входным линейно ослабленным сигналом и преобразованным с понижением частоты сигналом, полученным на выходе передатчика. Как и в любой системе обратной связи сигнал ошибки должен быть равен нулю, что гарантирует линейное усиление [50].

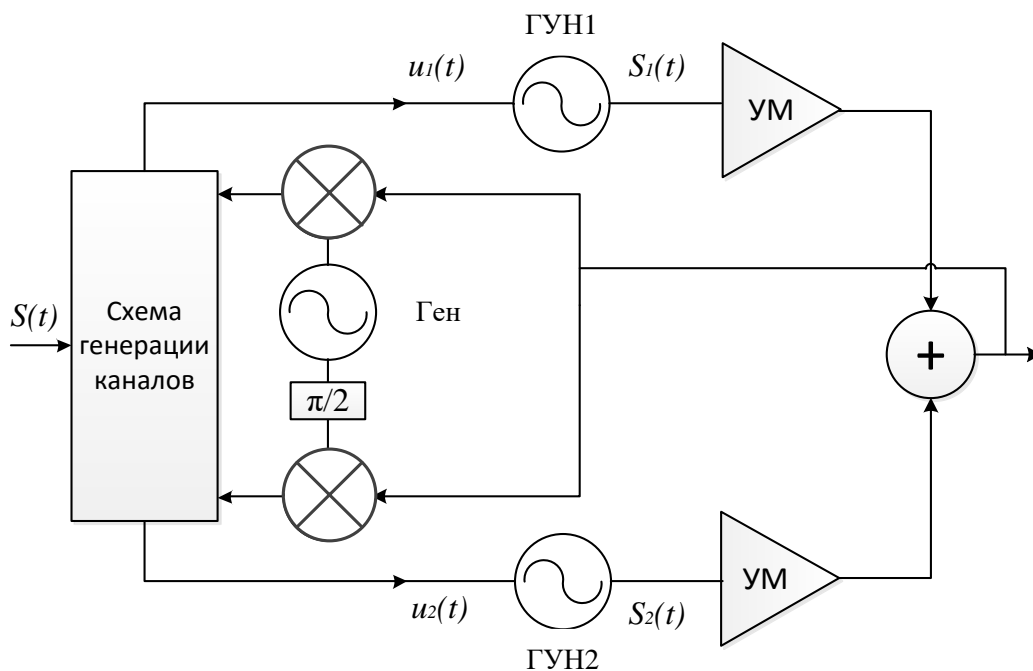


Рисунок 1.9 – Структурная схема *CALLUM*

Входной управляющий сигнал для ГУН – это напряжение, а выходной – частота. Поскольку информация в этой точке схемы заключена в фазе, а не в частоте сигнала, то сигналы управления не могут применяться напрямую к ГУН. Для описания чувствительности ГУН целесообразно дифференцировать фазу по времени $\varphi'_{гун}$, которая будет равна угловой частоте $\omega_{гун}$. Получение сигнала с фазовой модуляции и постоянной огибающей основано на методах *LINC* (1.26, 1.27, 1.33). Аргументы функций в (1.26) и (1.27) состоят из несущей частоты и информационного сигнала. Несущая частота генерируется путем подачи подходящего постоянного напряжения на ГУН, тогда как информация подается через управляющее напряжение $u_{1,2}(t)$. Понять разницу между информационным сигналом и частотой несущей можно представив, что информационный сигнал изменяет амплитуду и фазу вектора сигнала на *I-Q* диаграмме. Поскольку частота несущей вращается во всей системе координат, вращение самой *I-Q* диаграммы не добавляет никакой информации, а представляет собой просто перенос информации по частоте.

Можно сделать вывод, что, дифференцируя фазу информационного сигнала по времени, выражения управляющих уравнений ГУН примут вид:

$$\begin{aligned} \omega_{гун1,2}(t) &= \frac{d\varphi(t)}{dt} \pm \frac{d\alpha(A(t))}{dt} = \frac{d\varphi(t)}{dt} \pm \frac{d\alpha}{dA} \cdot \frac{dA}{dt} = \varphi'(t) \pm \frac{d(\arccos(A(t)/2A_{\max}))}{dt} \frac{dA}{dt} = \\ &= \varphi'(t) \pm \frac{A'(t)}{\sqrt{4A_{\max}^2 - A(t)^2}} . \end{aligned} \quad (1.36)$$

Вблизи рабочей точки, ГУН характеризуется коэффициентом чувствительности $K_{гун}$ тогда $\omega_{гун} = U_{гун} K_{гун}$. Для построения схемы трудно реализовать величины $A'(t)$ и $\varphi'(t)$. $d\varphi$ и dA пропорциональны и могут быть аппроксимированы ошибками отслеживания фазы и амплитуды – $\Delta\varphi$ и ΔA при условии, что изменения фазы и амплитуды входного опорного вектора малы. Таким образом, вышеприведенные уравнения связывают управляющие

напряжения ГУН с фазовыми и амплитудными ошибками. С учетом коэффициента чувствительности сигналы управления ГУН в полярной форме записи примут вид:

$$u_1(t) = \frac{\varphi'(t)}{K_{\text{ГУН}}} - \frac{A'(t)}{K_{\text{ГУН}} \sqrt{4A_{\text{max}}^2 - A(t)^2}}; \quad (1.37)$$

$$u_2(t) = \frac{\varphi'(t)}{K_{\text{ГУН}}} + \frac{A'(t)}{K_{\text{ГУН}} \sqrt{4A_{\text{max}}^2 - A(t)^2}}. \quad (1.38)$$

Форма представления уравнений управления, то есть полярная или квадратурная, должна соответствовать предполагаемой реализации СГК. Поскольку замкнутая система в реальной реализации включает в себя элементы, которые не являются линейными, для оптимальной производительности требуется высокий коэффициент обратной связи. Следовательно, введен коэффициент передачи – g , который используется для регулировки обратной связи. Большая обратная связь увеличит возможность отслеживания сигнала, а также линейность замкнутой системы.

Аналогично петле с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), пока поддерживается обратная связь, величины $\varphi'(t)$ и $A'(t)$ пропорциональны dI и dQ и могут быть аппроксимированы абсолютными ошибками ΔI и ΔQ . Таким образом, (1.39) и (1.40) являются основополагающими уравнения *CALLUM* [82]:

$$u_1(t) = \frac{g_1}{K_{\text{ГУН}}} \left[\begin{array}{l} \Delta I \left(-\frac{Q(t)}{A(t)^2} - \frac{I(t)}{A(t)\sqrt{4A(t)^2 - A(t)^2}} \right) + \\ + \Delta Q \left(\frac{I(t)}{A(t)^2} - \frac{Q(t)}{A(t)\sqrt{4A(t)^2 - A(t)^2}} \right) \end{array} \right], \quad (1.39)$$

$$u_2(t) = \frac{g_2}{K_{\text{ГУН}}} \left[\begin{array}{l} \Delta I \left(-\frac{Q(t)}{A(t)^2} + \frac{I(t)}{A(t)\sqrt{4A(t)^2 - A(t)^2}} \right) + \\ + \Delta Q \left(\frac{I(t)}{A(t)^2} + \frac{Q(t)}{A(t)\sqrt{4A(t)^2 - A(t)^2}} \right) \end{array} \right]. \quad (1.40)$$

Алгоритм управления для CALLUM осуществляет непрерывный контроль скорости изменения огибающей, для обеспечения постоянства коэффициента обратной связи.

1.4.3. Способ дефазирования с применением векторной обратной связи

Способ векторной автоподстройки частоты (*VLL*), как расширенная концепция генератора сигналов с фазовой и амплитудной обратной связью, был предложен Шендеровичем в 1992 году [116] и доработан Да Сильва [88]. *VLL* основан на полярном представлении сигнала и, в отличие от *CALLUM*, сигналы ошибки управления являются функцией абсолютных фазовых и амплитудных ошибок между входом опорного и выходного сигнала [49]. На выходе ГУН сигналы усиливаются и объединяются для синтеза желаемой фазовой и амплитудной характеристики опорного сигнала. Направленный ответвитель производит отвод части сигнала и передает его обратно в фазовый детектор и детектор амплитуды. Детекторы генерируют разность фаз и амплитуд в качестве сигналов ошибки. Затем два сигнала ошибки суммируются и вычитаются, образуя два управляющих сигнала для ГУН через ФНЧ. Когда контур замкнут, ошибки фазы и амплитуды сводятся к минимуму, а на выходе система отслеживает фазу и амплитуду входного опорного сигнала. Для преобразования частоты в контуре обратной связи может быть размещен смеситель с понижением частоты. Структурная схема *VLL* представлена на рисунке 1.10.

Векторное представление *VLL* проиллюстрировано на рисунке 1.11. Как в архитектурах *LINC* и *CALLUM* входной сигнал $S(t)$ представляется двумя сигналами с постоянной огибающей – $S_1(t)$ и $S_2(t)$, как показано на рисунке 1.11 (а).

Другими словами, можно предположить, что сигналы имеют единичную амплитуду:

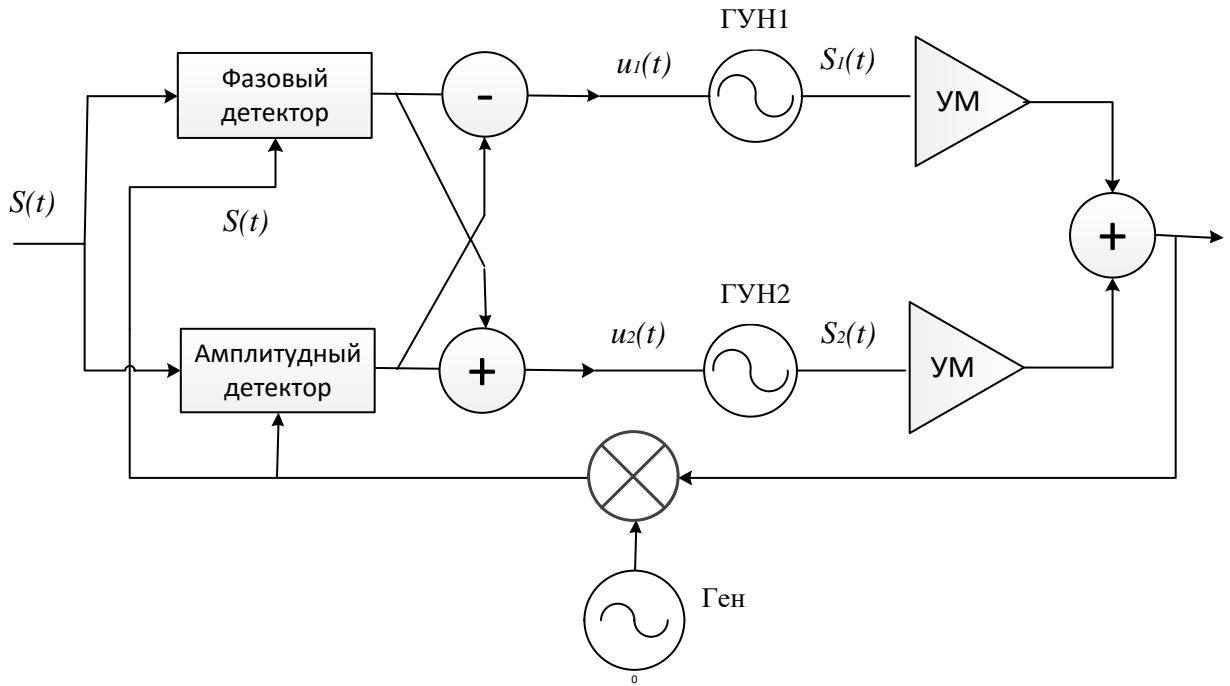


Рисунок 1.10 – Структурная схема VLL

$$S(t) = A(t)\cos(\omega t + \varphi(t)) = \cos(\omega t + \varphi_1(t)) + \cos(\omega t + \varphi_2(t)) \quad (1.41)$$

или

$$S(t) = \left[e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)} \right] e^{j\omega t} . \quad (1.42)$$

На рисунке 1.11 (б) серые векторы указывают положение перед изменением амплитуды, и можно увидеть, что при увеличении входного сигнала фаза $S_1(t)$ уменьшается, а фаза $S_2(t)$ растёт. На рисунке 1.11 (в) фаза входного сигнала увеличивается, а векторы с постоянной огибающей одинаково меняют фазы. На рисунке 1.11 (г) показано одновременное изменение амплитуды и фазы, при этом $S_1(t)$ осуществляет незначительное изменение, а $S_2(t)$ из-за совместного изменения фазы и амплитуды осуществляет большой скачок. $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ связаны с амплитудой и фазой сигнала как:

$$\varphi_1(t) = \varphi(t) + \arccos(A(t)), \quad (1.43)$$

$$\varphi_2(t) = \varphi(t) - \arccos(A(t)). \quad (1.44)$$

Обратные отношения:

$$\varphi(t) = (\varphi_1(t) + \varphi_2(t)) / 2, \quad (1.45)$$

$$A(t) = 2 \cos \left[(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) / 2 \right]. \quad (1.46)$$

Из (1.36) и (1.39), (1.40) общие уравнения управления для *VLL* могут быть описаны как:

$$u_1(t) = \frac{g}{K_{\text{гун1}}} (-\Delta A + \Delta \varphi), \quad (1.47)$$

$$u_2(t) = \frac{g}{K_{\text{гун2}}} (\Delta A + \Delta \varphi), \quad (1.48)$$

где ΔA и $\Delta \varphi$ – амплитудные и фазовые ошибки.

Схема *VLL* является довольно узкополосной. Если используется приближение первого порядка, то линейризационная возможность на фиксированной частоте модуляции увеличивается пропорционально увеличению ОС. Очевидно, что для возможности линейризации в заданной ширине полосы модуляции усиление петли ОС должно быть максимальным. Поскольку усиление контура напрямую связано с полосой пропускания петли ОС, стабильность может быть нарушена при наличии задержки [111].

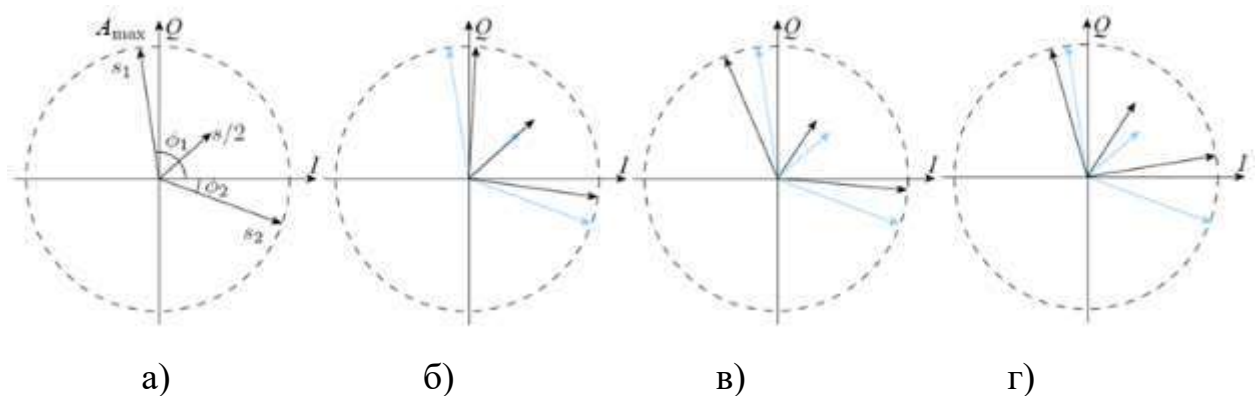


Рисунок 1.11 – Векторное представление *VLL*: а) входной сигнал S и вектора s с постоянными огибающими S_1 и S_2 ; б) увеличение амплитуды входного сигнала; в) изменение фазы входного сигнала; г) амплитудно-фазовое изменение входного сигнала

Другая проблема заключается в нелинейной характеристике амплитудного детектора, в результате чего усиление контура значительно варьируется в зависимости от амплитуды входного сигнала. Так как стабильность системы определяется максимально допустимыми отклонениями контура, то система не будет работать оптимально при больших значениях комплексного входного диапазона. Это существенно ограничивает возможности линеаризации *VLL*.

Обратная связь в *VLL* обеспечивает автоматическую компенсацию дисбаланса между двумя ветвями ГУН. Изменение в амплитудной или фазовой характеристике любой ветви усилителя вызывает изменение фазы обоих выходных сигналов ГУН, что в конечном итоге приводит к уменьшению дисбаланса [73]. Одним из основных недостатков *VLL* (аналогично *CALLUM*, как обсуждалось ранее) является его чувствительность к величине входного сигнала. Кроме того, ОС не срабатывает, когда входной сигнал достигает нулевой амплитуды.

Вывод по главе 1

1. В современных системах радиосвязи применение спектрально-эффективных сигналов является приоритетным направлением развития, в то же время присущее данным сигналам изменение огибающей требует использования низкоэффективного линейного режима усиления.

2. Для нелинейного усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией применяются различные методы линеаризации сигнала. Одним из перспективных методов построения высокоэффективных линейных усилителей мощности является метод дефазирования, основанный на представлении амплитудно-фазомодулированного сигнала в виде суммы двух канальных сигналов с фазовой модуляцией и постоянной огибающей.

3. Практическая сложность реализации разделения сигнала, ограничивает широкое применение методов усиления с дефазированием. Трудность связана с тем фактом, что генерация двух компонент сигнала включает в себя нелинейную обработку сигналов, которая требует высокой степени точности. Вторым недостатком данных методов является необходимость строгого согласования между двумя ветвями усилителей, а в случаях применения ГУН – узкий динамический диапазон выходных сигналов и не возможность осуществления фазовой модуляции без перестройки схемы в широком диапазоне частот несущего колебания [51,70].

Перечисленная совокупность недостатков свидетельствует о необходимости синтеза новых алгоритмов и структурных схем устройств линеаризации характеристик усилителей мощности спектрально-эффективных радиосигналов.

Глава 2. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В главе 1 были рассмотрены системы с дефазированием усилителя мощности, позволяющие осуществлять преобразования спектрально-эффективных радиосигналов в два ФМ сигнала, производить их линейное усиление, а затем восстанавливаться путем рекомбинации двух усиленных сигналов. При таком подходе можно использовать два высокоэффективных нелинейных усилителя мощности без искажения исходного сигнала.

Недостатком данных способов является то, что для построения двух дефазированных сигналов к исходному входному сигналу добавляется и вычитается широкополосный сигнал (сигнал смещения). Спектр двух дополнительных компонент сигнала попадает в соседние каналы, в результате эффективность линейности системы зависит от точного подавления широкополосных сигналов при объединении мощности, а согласование между двумя ветвями усилителей становится критическим важным фактором (рис. 2.1). Незначительная неидентичность параметров элементов составляющих трактов приводит к значительным искажениям в соседних и альтернативных каналах.

Усилительные тракты, которые включают в себя цифровую часть в основной полосе частот, аналоговую и радиочастотную части, должны быть хорошо согласованы для осуществления требуемого внеполосного подавления. Невозможность достичь идентичности амплитудных и фазовых характеристик создает как внеполосные помехи, так и внутripолосные искажения. Внеполосные помехи характеризуются ACPР, тогда как внутripолосные искажения могут быть описаны EVM. Различные факторы могут способствовать рассогласованию трактов и последующему ухудшению линейности. К ним относятся: изменения окружающей среды, температурный дрейф, старение компонентов, отличия

производственного процесса изготовления. Основными причинами рассогласования являются ошибки при формировании двух фазированных сигналов в SGK, а также амплитудные и фазовые ошибки в ВЧ составляющих. Если SGK реализован с на цифровом сигнальном процессоре (DSP), также необходимо изучить влияние шума квантования, частоты дискретизации DSP и фильтра восстановления.

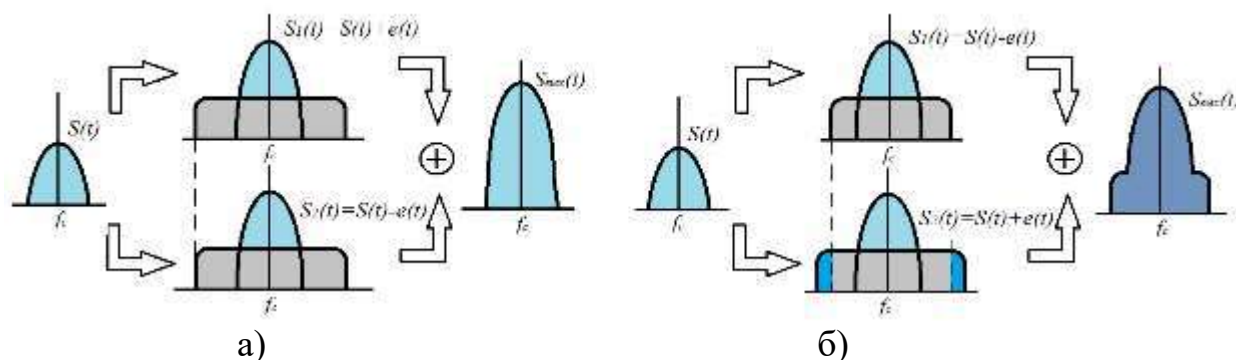


Рисунок 2.1 – Спектр сигнала при применении системы с дефазированием сигналов: а) идеальное согласование трактов усиления; б) рассогласование трактов усиления.

2.1. Исследование структурных схем устройств формирования функциональных составляющих

Проведём исследование устройств формирования функциональной синусной (ФСС) и функциональной косинусной составляющей (ФКС) модулирующего сигнала при заданном индексе модуляции m_φ и при погрешности преобразования 1%.

Предположим, что выходные сигналы ФСС и ФКС имеют соответственно вид $\sin(x)$ и $\cos(x)$, где x – параметр входного сигнала. Используя теорию рядов, представим функцию $f_s(x)=\sin(x)$ в виде ряда Тейлора [57]

$$f_s(t) = \frac{x}{1!} - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots + (-1)^{n-1} \frac{x^{2n-1}}{(2n-1)!} + \dots, \quad (2.1)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – номера членов ряда.

В этом случае остаточный член Лагранжа

$$R_{2n}(x) = \frac{\sin \left[\theta x + (2n-1) \frac{\pi}{2} \right]}{(2n+1)!} x^{(2n+1)}, \quad (2.2)$$

и погрешность оценивается следующим образом:

$$|R_{2n}(x)| \leq \frac{|x|^{(2n+1)}}{(2n+1)!}. \quad (2.3)$$

Представим также функцию $f_c(x) = \cos(x)$ в виде ряда Тейлора [57]

$$f_c(t) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \dots + (-1)^n \frac{x^{2n}}{2n!} + \dots, \quad (2.4)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номера членов ряда, включая нулевой ряд.

В этом случае остаточный член Лагранжа

$$R_{2n}(x) = \frac{\cos \left[\theta x + (2n+2) \frac{\pi}{2} \right]}{(2n+2)!} x^{(2n+2)}, \quad (2.5)$$

и погрешность оценивается следующим образом:

$$|R_{2n+1}(x)| \leq \frac{|x|^{(2n+2)}}{(2n+2)!}. \quad (2.6)$$

Полученные выражения дают основание провести структуризацию ФСС и ФКС. Выражения (2.1) и (2.4) являются исходными для построения соответственно формирователя синусной и косинусной составляющей модулирующего сигнала. Если иметь в виду, что параметр x , входящий в эти выражения, является для синтезируемых структур аналогом входного сигнала, то действия над ним будут определять соответствующие функциональные преобразования модулирующего

сигнала (сложение, инверсия, умножение), а коэффициенты при x – его ослабление. Таким образом, опираясь на указанные выше выражения, становится возможной практическая реализация формирователя функциональных составляющих (ФФС). Изменяя число аппроксимирующих членов разложения n в выражениях (2.1) и (2.4), приведём результаты структурного построения ФСС и ФКС, показанные на рис. 2.1. Из рисунков следует, что основными функциональными элементами данных преобразователей являются перемножители сигналов, делители, источники постоянного напряжения и линейные сумматоры. Для анализа остаточной погрешности синусно-косинусного преобразования зададимся аргументом этих функций $x = \pi$, тогда, из выражения (2.3) погрешность вычислений $\sin x$ [2]

$$|R_{2n}(x)| \leq \frac{\pi^{(2n+1)}}{(2n+1)!}, \quad (2.7)$$

а из выражения (2.6) погрешность вычислений $\cos x$ [2]

$$|R_{2n+1}(x)| \leq \frac{\pi^{(2n+2)}}{(2n+2)!}. \quad (2.8)$$

Как видно из выражений (56) и (57), предельная погрешность функции $f(x) = \sin x$ стремится к нулю с ростом n , то же касается функции $f(x) = \cos x$. Легко убедиться, что аргумент $|x|$ представляет собой амплитуду мгновенного значения входного сигнала ФСС и ФКС E , иначе говоря, эквивалентен индексу фазовой модуляции m_φ [118].

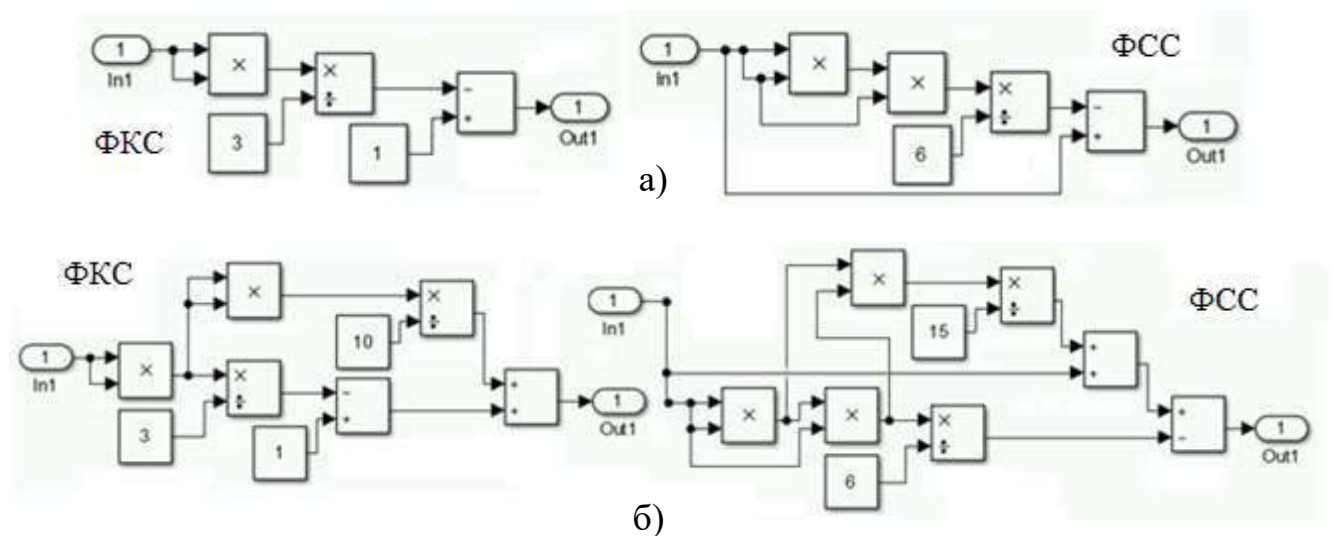
2.1.1. Анализ точности формирования функциональных составляющих

Проанализируем точность формирования функциональных составляющих при индексе модуляции $m_\varphi = \pi$, воспользовавшись методами математического моделирования. Предположим, что модулирующее колебание представляет собой

гармонический сигнал вида $e(t) = E \sin \omega t$. Для решения данной задачи в САПР «Matlab Simulink» [14,15,19,64] реализованы алгоритмы построения структурных схем ФСС и ФКС при $n=2...5$ (рис. 2.2). Рассмотрим воздействие на них модулирующего сигнала.

Соответствующие временные диаграммы при модулирующем сигнале с частотой $f=1$ кГц, отражающие характер изменения выходных напряжений, приведены на рисунке 2.3. На рисунке 2.3 (д) изображены временные диаграммы напряжений на выходах «идеальных» ФСС и ФКС при $m_\phi = \pi$. Характер рисунков показывает, что при постоянном m_ϕ степень приближения выходных напряжений к «идеальным» для рассматриваемых входных колебаний возрастает при увеличении n , что равносильно увеличению количества функциональных блоков ФСС и ФКС.

Обобщая полученные результаты, сведём их в итоговую таблицу [54]. В таблице 2.1 погрешность $|R|$ выражена в процентах от максимальной амплитуды выходных сигналов ФСС и ФКС. О зависимости погрешности преобразования ФСС и ФКС от амплитуды сигнала E (глубины модуляции m_ϕ) и количества аппроксимирующих членов n (числа функциональных блоков ФСС и ФКС) можно судить по графику, изображённому на рисунке 2.4.



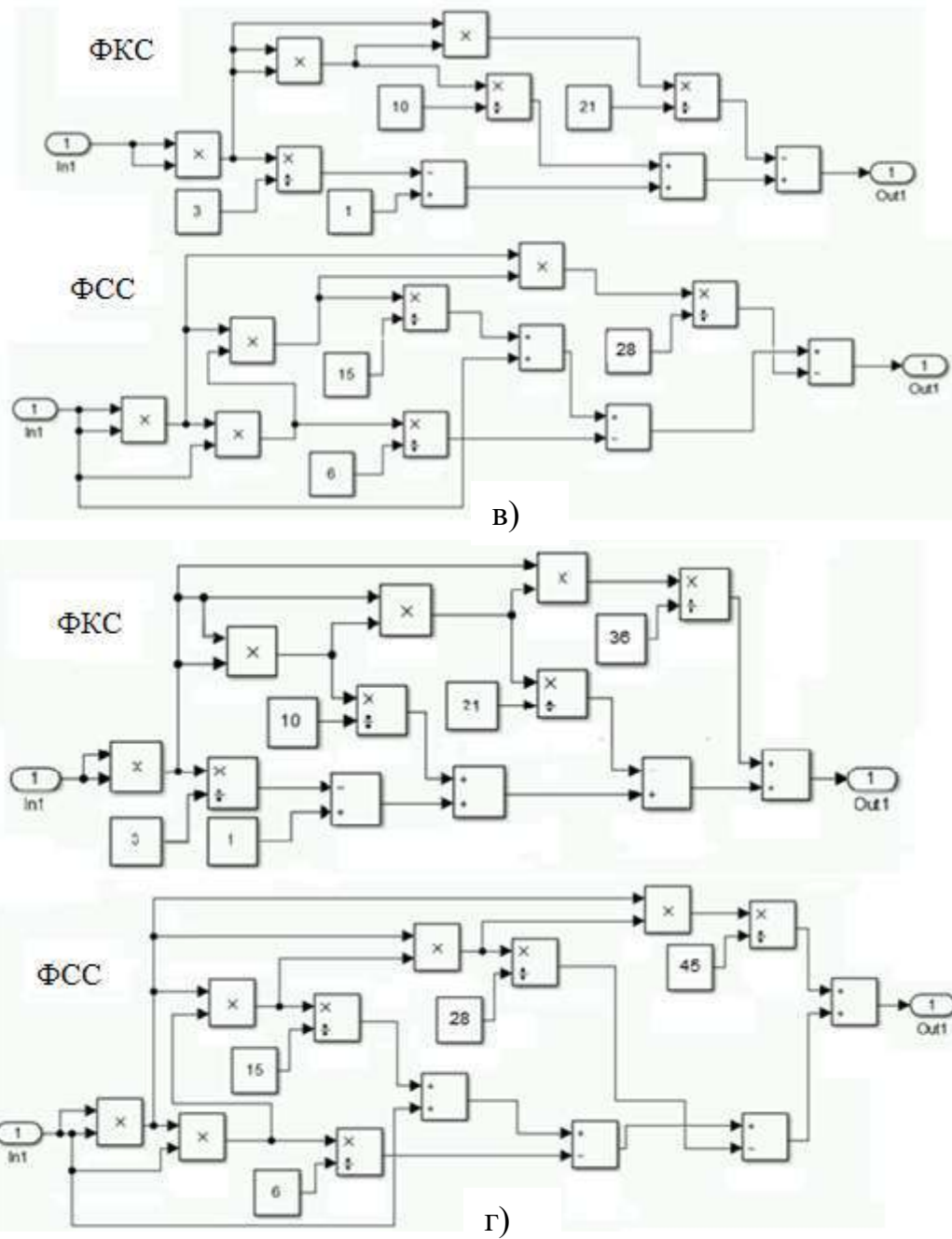


Рисунок 2.2 – Алгоритмы построения структурных схем ФСС и ФКС:
 а) при $n = 2$; б) при $n = 3$; в) при $n = 4$; г) при $n = 5$

Таблица 2.1 Зависимость погрешности от амплитуды выходных сигналов

N		3	4	5	6	7	8	9	10
$ R , \%$	ФСС	255		60		8,2		0,73	
	ФКС		134		24		2,6		0,19
Кол-во	ФСС	4		6		8		10	
	ФКС		6		8		10		12

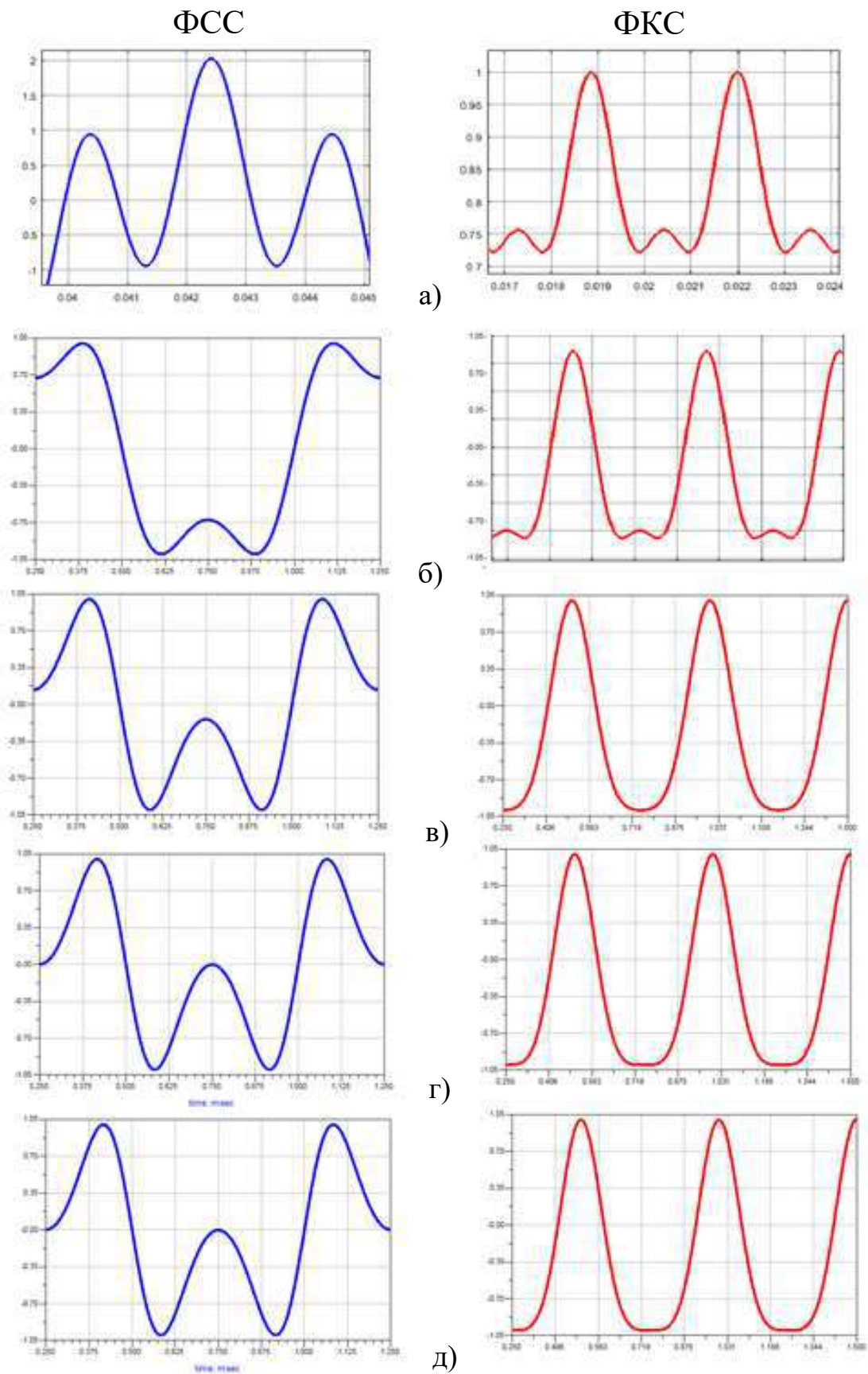


Рисунок 2.3 – Временные диаграммы ФСС и ФКС: а) при $n = 2$; б) при $n = 3$; в) при $n = 4$; г) при $n = 5$; д) идеальные

Приведенные здесь характеристики позволяют по априорно заданной величине погрешности преобразования $|R|$ блоков ФСС и ФКС определить их структурные схемы в соответствии с рисунком 2.2 и амплитуду модулирующего напряжения, которая, как сказано выше, определяет индекс фазовой модуляции m_ϕ .

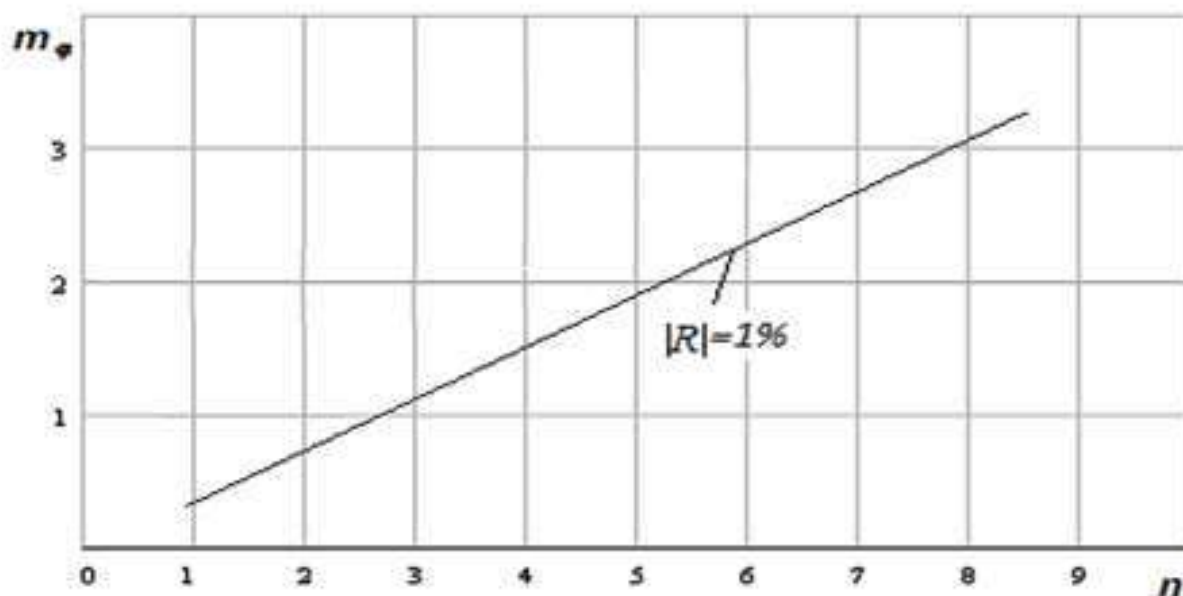


Рисунок 2.4 – Погрешность преобразования ФСС и ФКС

Рассмотрим точность осуществления функциональных преобразований при воздействии модулирующего сигнала с частотой следования символов 16 кБит/с (рис. 2.5 (а)), сформированного с помощью фильтра с амплитудно-частотной характеристикой типа «приподнятого косинуса» (рис. 2.5 (б)), представленной ранее в выражении (1.14). Поскольку амплитуда модулирующего сигнала не превышает 1В, ограничимся 3 членами аппроксимации и воспользуемся структурными схемами построения функциональных преобразователей предложенными на рисунке 2.2 (б).

Основными функциональными элементами, вносящими ошибку при вычислении, являются умножители. Например, умножитель AD633 производства компании Analog Devices имеет среднее значение ошибки $\pm 0.1\%$ при максимальном отклонении $\pm 2\%$. На рисунке 2.5 (в) и рисунке 2.5 (г) синим цветом обозначены сигналы на выходе функциональных преобразователей, построенных

на аналоговой элементной базе при максимальном значении ошибки умножителя, красным цветом обозначен выходной сигнал идеального ФСС (рис. 2.5 (в)) и идеального ФКС (рис. 2.5 (г)).

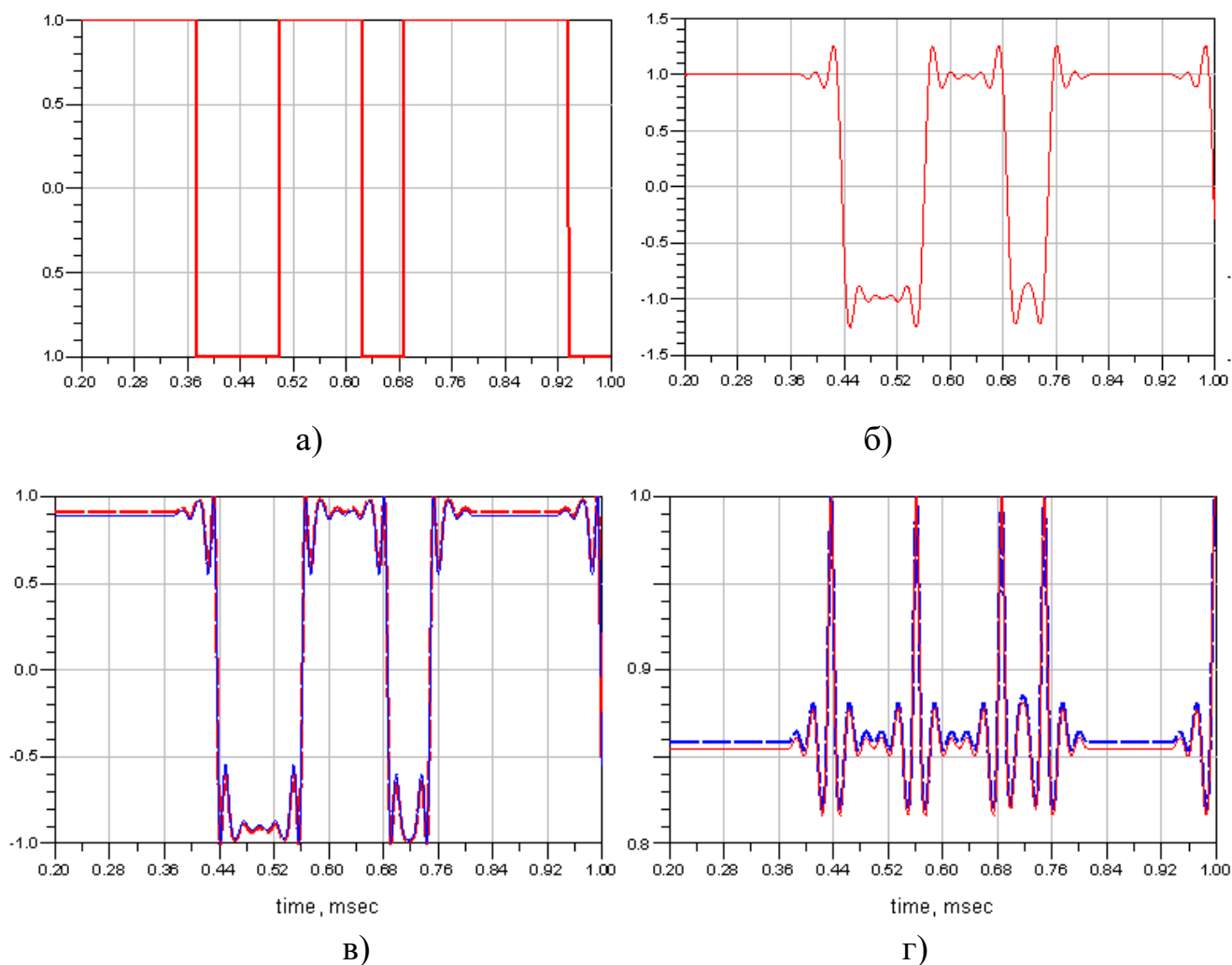


Рисунок 2.5 – Временные диаграммы: а) последовательность символов; б) сигнал на выходе формирующего фильтра; в) сигнал на выходе ФСС; г) сигнал на выходе ФКС

Таким образом, при заданном значении амплитуды входного сигнала и трёх членах аппроксимации функциональные преобразования осуществляются безошибочно.

2.1.2. Спектральный анализ устройств формирования функциональных составляющих

Для спектрального анализа ФФС предположим, что на входе ФСС и ФКС действует модулирующее гармоническое напряжение $e(t) = E \sin \omega t$. Тогда выражение для колебаний на выходах ФСС и ФКС можно представить, соответственно, в виде бесконечных рядов:

$$e_s(t) = \sin(m_\varphi \sin \omega t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m_\varphi) \sin(2k-1)\omega t, \quad (2.9)$$

$$e_c(t) = \cos(m_\varphi \sin \omega t) = J_0(m_\varphi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(m_\varphi) \cos 2k\omega t, \quad (2.10)$$

где $J_k(m_\varphi)$ – функции Бесселя первого рода k -го порядка.

Используя выражения (2.9) и (2.10), проведём спектральный анализ ФСП и ФКП, предварительно положив $m_\varphi = \pi$. Все гармоники, порядковый номер которых больше индекса модуляции ($k > m_\varphi$), можно не учитывать вследствие их малости и целесообразно ограничиться рассмотрением формул (2.9) и (2.10) с конечным числом членов разложения, то есть записать:

$$e_s(t) = \sin(m_\varphi \sin \omega t) = 2J_1(m_\varphi) \sin \omega t + 2J_3(m_\varphi) \sin 3\omega t + \\ 2J_5(m_\varphi) \sin 5\omega t + \dots J_k(m_\varphi) \sin k\omega t \quad (2.11)$$

$$e_c(t) = \cos(m_\varphi \sin \omega t) = J_0(m_\varphi) + 2J_2(m_\varphi) \cos 2\omega t + \\ 2J_4(m_\varphi) \cos 4\omega t + \dots + J_k(m_\varphi) \cos k\omega t. \quad (2.12)$$

Спектральный состав сигналов с тональной модуляцией, изображённых на рисунке 2.3 для различных структур ФСС и ФКС, приведен на рисунке 2.6.

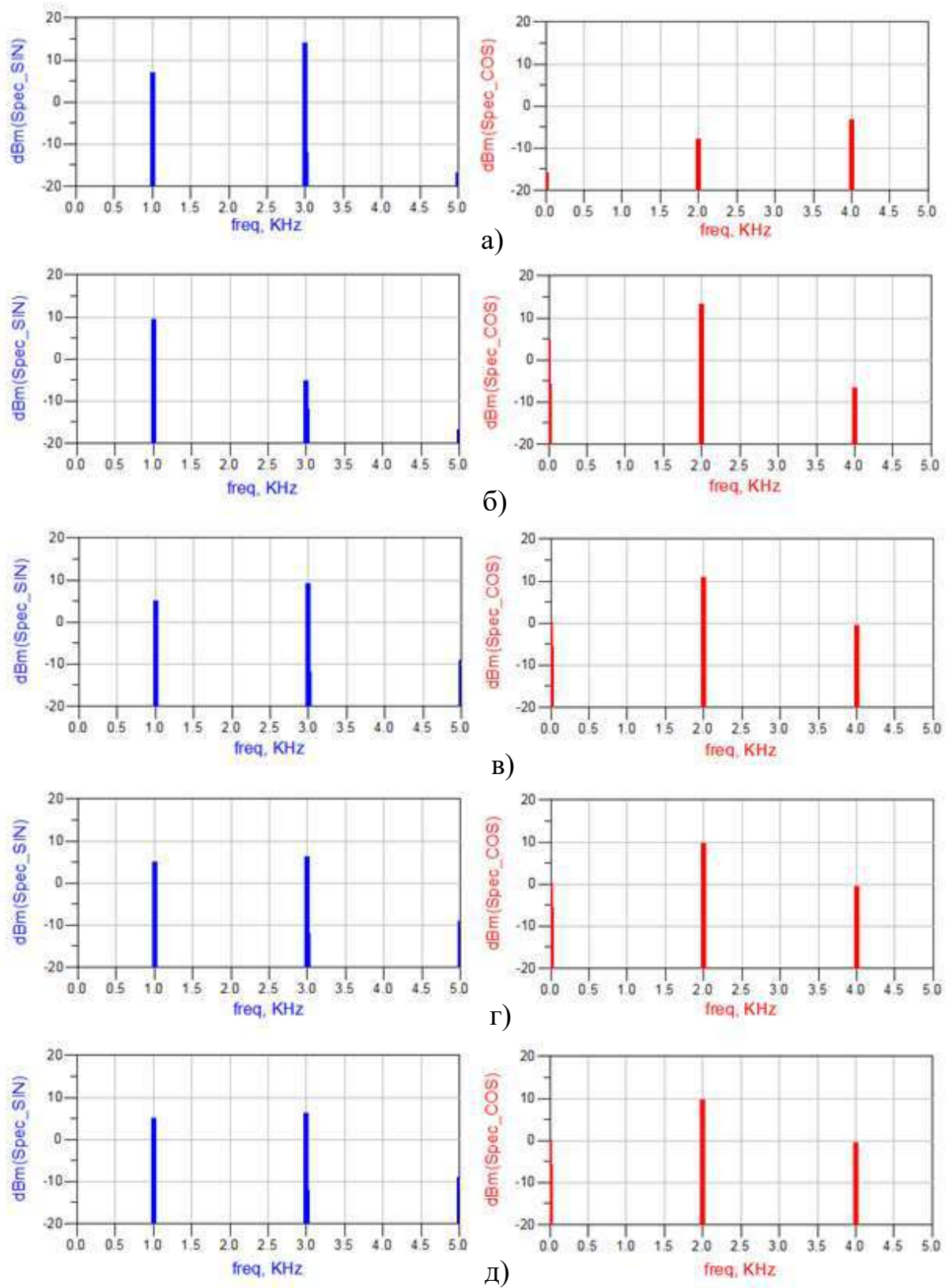


Рисунок 2.6 – Спектры на выходах ФСС и ФКС: а) при $n = 2$; б) при $n = 3$; в) при $n = 4$; г) при $n = 5$; д) спектры на выходах «идеальных» ФСС и ФКС

2.2. Разработка устройств формирования узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов

2.2.1. Фазовые модуляторы на базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов

Рассмотрим процесс формирования ФМ-сигнала на базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов, который позволяет скомпенсировать амплитудно-фазовые искажения при произвольно заданном индексе модуляции m_φ .

Предположим, что источник модулирующего сигнала формирует гармонический сигнал $e(t) = m_\varphi \sin \Omega t$, а с помощью высокочастотного генератора и фазовращателя на $\pi/2$ сформированы квадратурные составляющие, описываемые выражениями (2.13) и (2.14),

$$s_1(t) = S \cos \omega t, \quad (2.13)$$

$$s_2(t) = -S \sin \omega t. \quad (2.14)$$

Тогда ФСС и ФКС формирует сигналы:

$$e_c(t) = E \cos[m_\varphi \sin \Omega t], \quad (2.15)$$

$$e_s(t) = E \sin[m_\varphi \sin \Omega t]. \quad (2.16)$$

Перемножив (2.13) с (2.15), а также (2.14) с (2.16) в балансных модуляторах с коэффициентами $k_{\sigma M} = 1$ и сложив их в линейном сумматоре, имеем:

$$\begin{aligned} u(t) &= SE(\cos \omega t \cos[m_\varphi \sin \Omega t] - \sin \omega t \sin[m_\varphi \sin \Omega t]) \\ &= U \cos(\omega t + [m_\varphi \sin \Omega t]), \end{aligned} \quad (2.17)$$

где $U = SE$ – постоянная амплитуда.

Структурная схема, реализующая этот алгоритм, приведена на рисунке 2.7. На этом рисунке ГВЧ – генератор высокой частоты, ИМС – источник

модулирующего сигнала, ВМ – векторный модулятор, в состав которого входят: БМ1 и БМ2 – высокочастотные перемножители сигналов, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, ЛС – линейный сумматор .

На рисунке 2.8 (а), (б), (в) приведены векторные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы при $S = E = U = 1$, $\omega t = \pm \pi / 2$ соответственно значений $m_\varphi = 0, \pi / 4, 5 / 4\pi$.

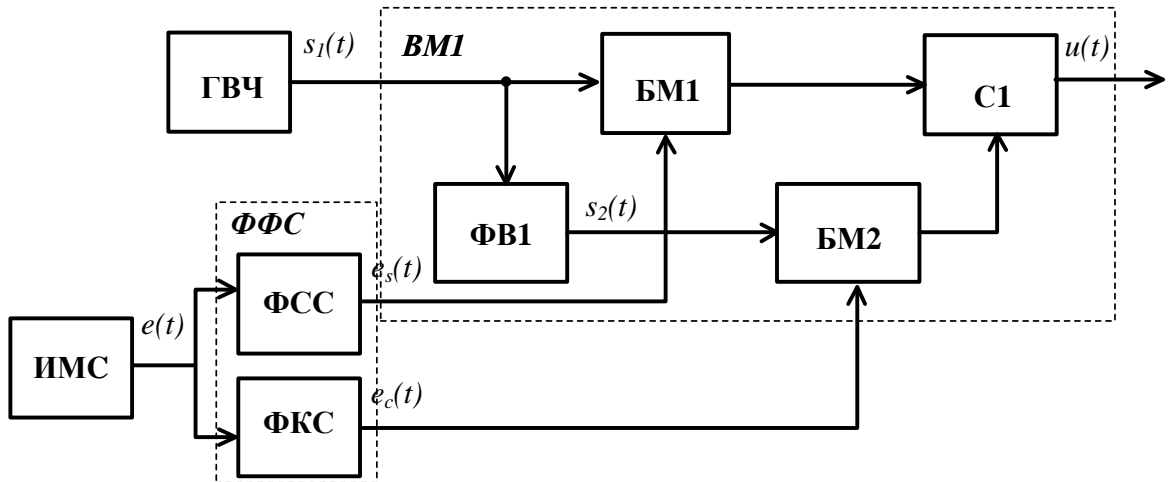


Рисунок 2.7 – Структурная схема, реализующая алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений ФМ сигнала

Из диаграмм наглядно видно, что в этой схеме возможно получение ФМ сигнала с любым заданным индексом модуляции [74,76].

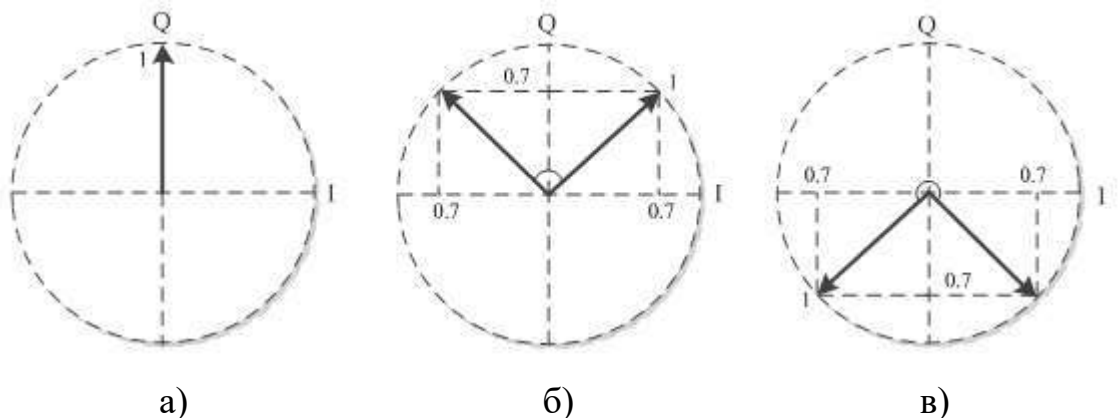


Рисунок 2.8 – Векторные диаграммы формирования ФМ-сигнала: а) при $m_\varphi = 0$;
б) при $m_\varphi = \pi / 4$; при $m_\varphi = 5 / 4\pi$

2.2.2 Спектральный анализ фазового модулятора на базе формирователя функциональных составляющих и балансных модуляторов

Проведем спектральный анализ структурной схемы, представленной на рисунке 2.7, реализующей алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений ФМ сигнала с использованием балансных модуляторов и ФФС при модулирующем гармоническом сигнале $e = E \sin \omega t$:

$$u = U_0 \cos(E \sin \Omega t) \cos \omega t - U_0 \sin(E \sin \Omega t) \sin \omega t. \quad (2.18)$$

Выражение представляет сумму двух квадратурных колебаний частоты ω , из которых каждое модулировано по амплитуде частотой Ω [1]. Рассмотрим спектр узкополосной угловой модуляции, полагая, что $E \ll 1$, имеем

$$\sin[E \sin \Omega t] \approx E \sin \Omega t, \quad \cos[E \sin \Omega t] \approx 1, \quad (2.19)$$

тогда

$$u = U_0 \cos \omega t + \frac{E}{2} U_0 \cos(\omega + \Omega)t - \frac{E}{2} U_0 \cos(\omega - \Omega)t. \quad (2.20)$$

При широкополосной угловой модуляции $E \gg 1$ выражения (2.19) не справедливы. Аналогично уравнениям (2.11) и (2.12) воспользуемся функцией Бесселя для разложения в ряды Фурье периодических функций частоты Ω $\cos(E \sin \Omega t)$ и $\sin(E \sin \Omega t)$:

$$u = U_0 [J_0(E) \cos \omega t + J_1(E) \cos(\omega + \Omega)t - J_1(E) \cos(\omega - \Omega)t + J_2(E) \cos(\omega + 2\Omega)t + J_2(E) \cos(\omega - 2\Omega)t + J_3(E) \cos(\omega + 3\Omega)t + J_3(E) \cos(\omega - 3\Omega)t / \dots]. \quad (2.21)$$

Таким образом, спектр колебания модулированного гармоническим сигналом является дискретным, симметричным относительно ω и содержит бесконечное число боковых частот $\omega \pm n\Omega$ с амплитудами $A_n = U J_n(E)$.

Соотношения между функциями Бесселя различных порядков, а следовательно между амплитудами различных боковых компонент, определяются индексом модуляции E [1].

На рисунке 2.9 представлены выходные спектры сигналов при модулирующем гармоническом напряжении 1 кГц, частоте несущей 100 МГц и изменении индекса фазовой модуляции m_φ от $\pi/16$ до π .

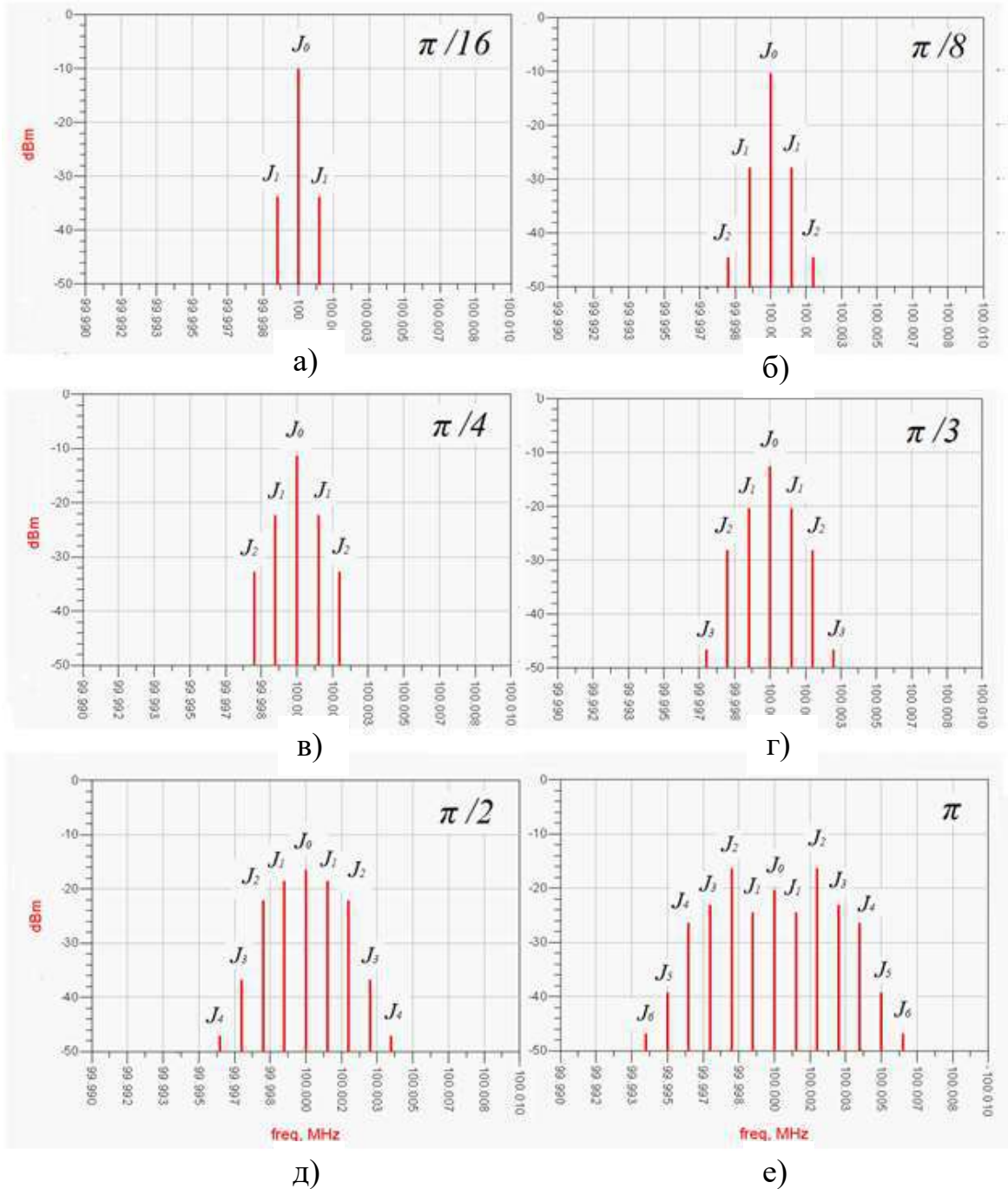


Рисунок 2.9 – Спектры ФМ-сигнала: а) при $m_\varphi = \pi/16$; б) при $m_\varphi = \pi/8$; в) при $m_\varphi = \pi/4$; г) при $m_\varphi = \pi/3$; д) при $m_\varphi = \pi/2$; е) при $m_\varphi = \pi$

Из анализа рисунка 2.9 и коэффициентов функциями Бесселя следует, что увеличение индекса фазовой модуляции $m_\varphi > \pi/4$ влечёт за собой возникновение третьей и последующих гармоник, что, соответственно, влечёт увеличение ширины спектра выходного сигнала

Таким образом, для увеличения спектральной эффективности в дальнейшем исследовании будет использован индекс фазовой модуляции $m_\varphi < \pi/4$, что позволяет ограничиться 3 членами при аппроксимации и построении функциональных преобразователей, задавшись погрешностью $|R| < 1\%$, исходя из данных, приведенных на рисунке 2.4.

2.2.3. Формирователи узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе балансных модуляторов в квадратурных ветвях

Рассмотрим алгоритм формирования узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов с использованием балансных модуляторов в квадратурных ветвях, при заданном индексе модуляции $m_\varphi < \pi/4$.

Сигнал в основной полосе частот представлен синфазной $i(t)$ и квадратурной $q(t)$ последовательностями символов, которые формируются источником модулирующей синфазной составляющей (ИМСС) и источником модулирующей квадратурной составляющей (ИМКС):

$$i(t) = kI(t) \sin \omega t \quad (2.22)$$

$$q(t) = kQ(t) \cos \omega t, \quad (2.23)$$

где $I(t)$ и $Q(t)$ – амплитуды символов, k – регулировочный коэффициент уровня сигнала, определяющий значение m_φ .

Квадратурные составляющие поступают на вход ФФС, которые представляют совокупность ФСС и ФКС. На выходе ФФС будут сформированы

сигналы, представленные на рисунке 2.10 и описываемые выражениями (2.24-2.27):

$$i_c(t) = U \cos[kI(t) \sin \omega t] \quad (2.24)$$

$$i_s(t) = U \sin[kI(t) \sin \omega t] \quad (2.25)$$

$$q_c(t) = U \cos[kQ(t) \cos \omega t] \quad (2.26)$$

$$q_s(t) = U \sin[kQ(t) \cos \omega t] \quad (2.27)$$

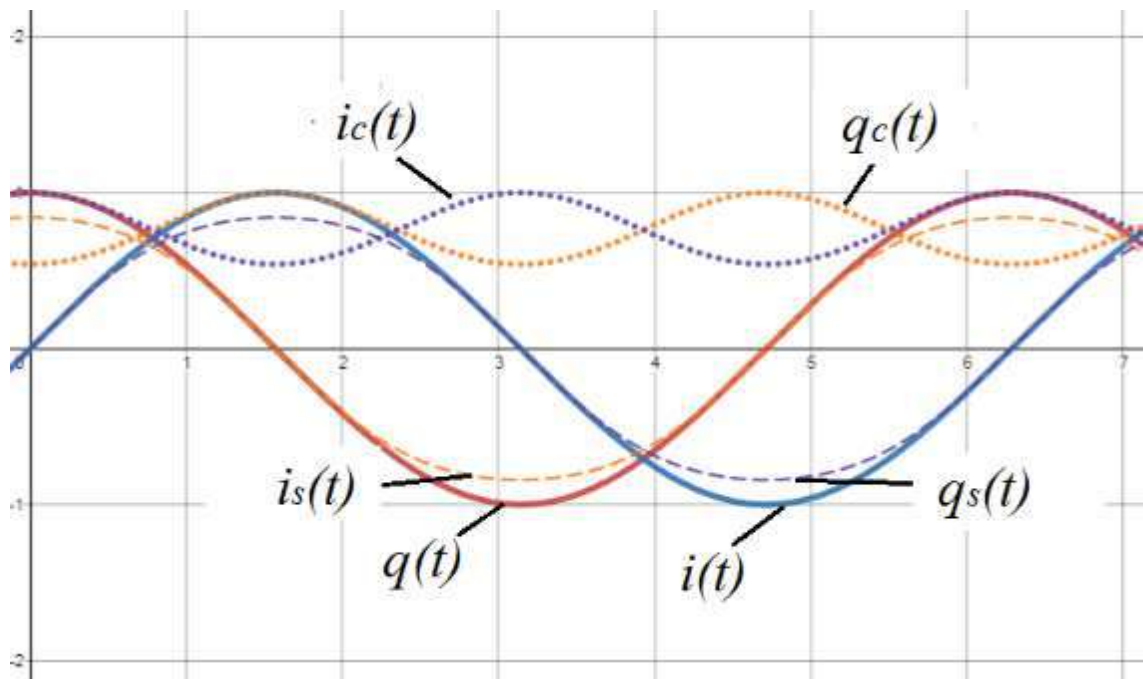


Рисунок 2.10 – Сигналы на входе и выходе ФФС

С помощью высокочастотного генератора (ГВЧ) и фазовращателя на $\pi/2$ (ФВ1) формируются квадратурные составляющие, описываемые выражениями (2.13) и (2.14).

Перемножив косинусные составляющие модулирующего сигнала (2.24) и (2.26) с косинусоидальной несущей (2.13), а также синусные составляющие (2.25) и (2.27) с синусоидальной несущей (2.14) в высокочастотных перемножителях сигналов БМ1 – БМ4 с коэффициентом модуляции равном единице и сложив их в линейных сумматорах ЛС1, ЛС2, имеем [69,103]:

$$u_i(t) = US(\cos[i(t)]\cos \omega t - \sin[i(t)]\sin \omega t) = A \cos(\omega t + [i(t)]) =$$

$$A \cos(\omega t + m_{\varphi i} \sin 2\pi f_s t) \quad (2.28)$$

$$u_q(t) = US(\cos[q(t)]\cos\omega t - \sin[q(t)]\sin\omega t) = A \cos(\omega t + [q(t)]) = A \cos(\omega t + m_{\varphi q} \cos 2\pi f_s t), \quad (2.29)$$

где $A = US$ – постоянная амплитуда, $m_{\varphi i} = kI(t)$, $m_{\varphi q} = kQ(t)$ – индекс фазовой модуляции, который определяется мгновенными значениями амплитуды входного сигнала и регулировочным коэффициентом. Постоянное значение амплитуды сигналов позволяет применить нелинейные высокоэффективные усилители мощности.

Структурная схема, приведенная на рисунке 2.11, позволяет реализовать данный алгоритм при произвольно заданном индексе модуляции и скомпенсировать паразитную амплитудную модуляцию, однако как уже было сказано ранее, при значениях $m_\varphi > \pi/4$ спектральная эффективность формируемого сигнала снижается [75].

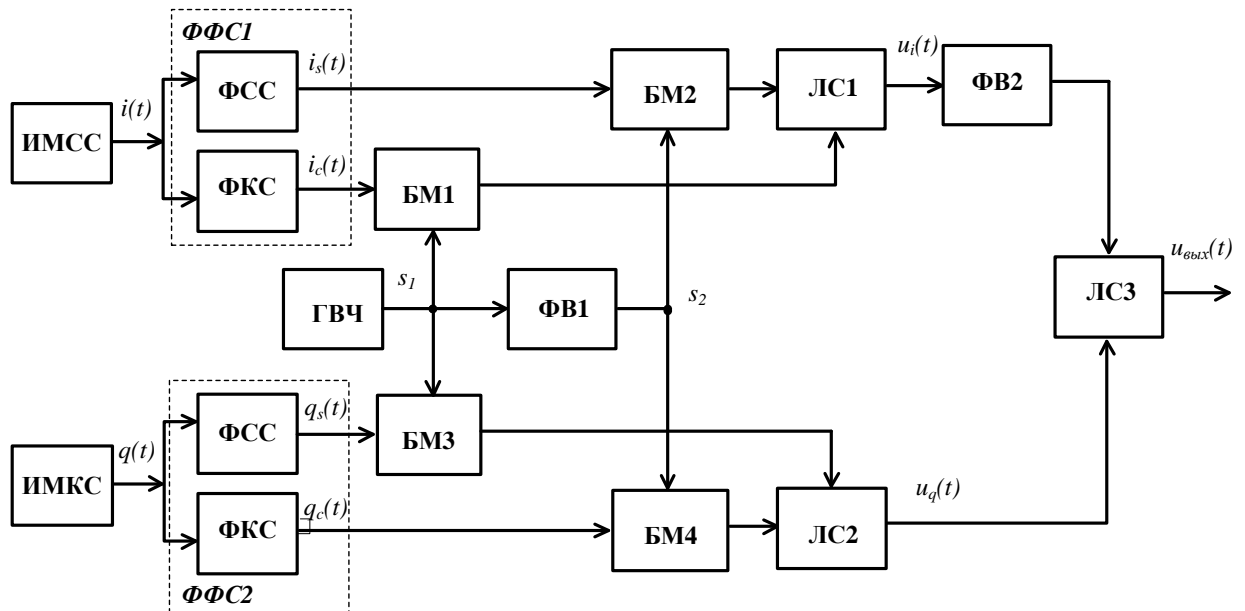


Рисунок 2.11 – Структурная схема формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе балансных модуляторов в квадратурных ветвях

Результирующий сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ будет получен после сложения сигналов $u_i(t)$

и $u_q(t)$ в ЛСЗ, при этом для формирования сигнала правильной формы необходимо их объединение в квадратуре, поэтому ФВ2 осуществляет сдвиг одной из составляющих на $\pi/2$.

Модулированный сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ может быть выражен графически, как показано на рисунке 2.12. Вектор с амплитудой $A(t)$ и углом $\varphi(t)$ является суммой двух ортогональных векторов $u_i(t)$ и $u_q(t)$, если их амплитуда $A=I$, то в векторно-модулированный сигнал можно записать в виде суммы действительных и мнимых компонентов [56,59]:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= \text{Re} \left\{ [u_i(t) + ju_q(t)] e^{j\omega t} \right\} = \text{Re} \left\{ A e^{j[\omega t + i(t)]} + jA e^{j[\omega t + q(t)]} \right\} = \\ &= \text{Re} \left\{ 2A e^{j\omega t} e^{j[i(t) + (q(t) + \pi/2)]} \right\}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

где Re – вещественная часть комплексной величины, $u_i(t)$ и $u_q(t)$ – квадратурные компоненты сигнала $u_{\text{вых}}(t)$, A – комплексная постоянная огибающая [109].

Другой способ представления сигнала с векторной модуляцией состоит в том, чтобы выразить его как сумму двух сигналов с одинаковой амплитудой и произвольной фазой [88]:

$$u_{\text{вых}}(t) = A_{\text{вых}}(t) \cos[\omega t + \varphi_{\text{вых}}(t)] \quad (2.31)$$

$$u_{\text{вых}}(t) = A \cos[\omega t + i(t)] + jA \cos[\omega t + q(t)] = A \cos[\omega t + i(t)] + A \cos[\omega t + q(t) + \frac{\pi}{2}] =$$

$$2A \cos \left[\frac{(q(t) + \pi/2) - i(t)}{2} \right] \cos \left[\omega t + \frac{i(t) + (q(t) + \pi/2)}{2} \right]. \quad (2.32)$$

Метод векторной диаграммы позволяет свести сложение сигналов к сложению векторов. На рисунке 2.12 выражение (2.30) представлено в полярных координатах, где $u_i(t)$ и $u_q(t)$ соответственно ортогональные векторы с постоянной амплитудой A и фазой $i(t)$ и $q(t)$ в результате объединения формируют сигнал с изменяющейся амплитудой $u_{\text{вых}}(t)$ и фазой $\varphi_{\text{вых}}$.

$$A_{\text{блх}}(t) = 2 \cos\{[(q(t) + \pi/2) - i(t)]/2\}. \quad (2.36)$$

Преобразование Фурье результирующего сигнала можно записать как:

$$u_{\text{блх}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{блх}}(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \{\text{Re}[u_{\text{блх}}]\} e^{-j\omega t} dt. \quad (2.37)$$

Поскольку сигнал $u_{\text{блх}}(t)$ узкополосный, то энергия вещественного сигнала $u_{\text{блх}}(t)$ определяется как:

$$\xi = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |2A_{\text{блх}}(t)|^2 dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |2A_{\text{блх}}(t)|^2 \cos[4\omega t + 2\varphi_{\text{блх}}(t)] dt. \quad (2.38)$$

На рисунке 2.13 изображено временное и спектральное представление сигналов $u_i(t)$ и $u_q(t)$ и результирующего сигнала $u_{\text{блх}}(t)$.

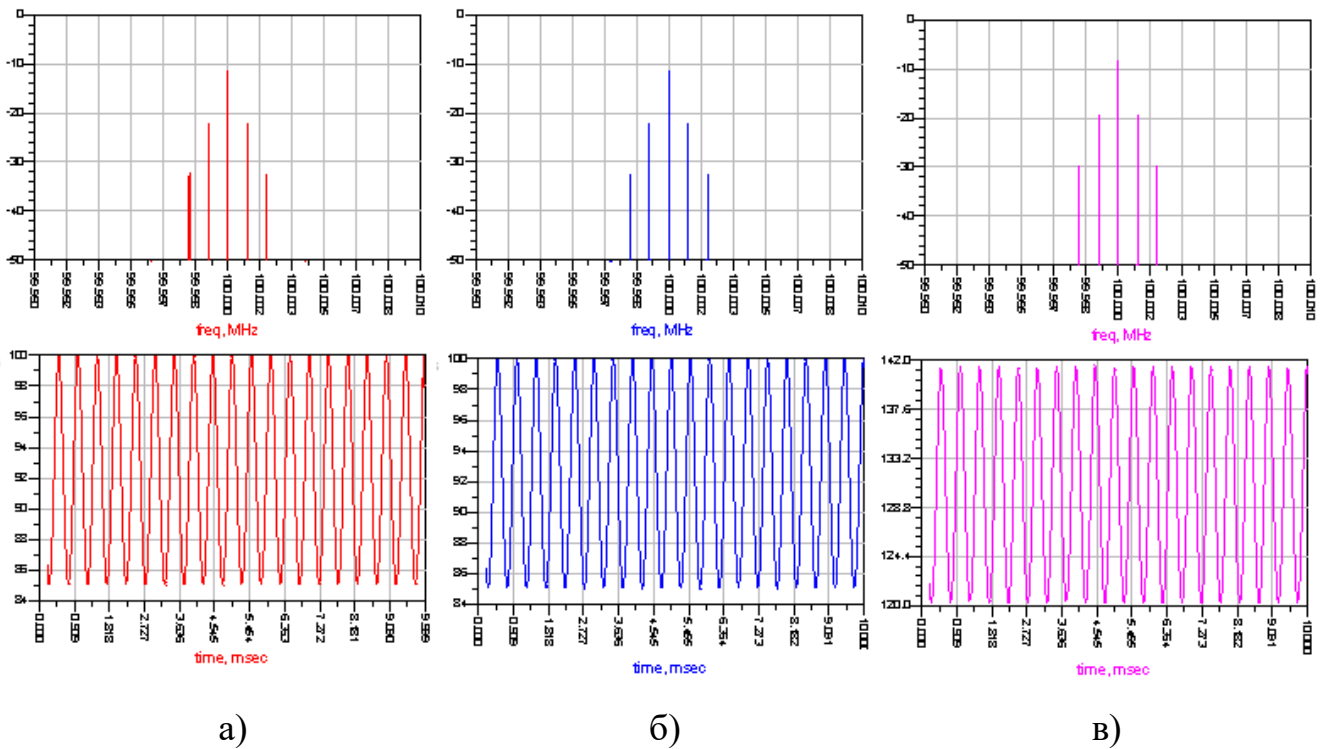


Рисунок 2.13 – Временное и спектральное представление сигналов: а) синфазная составляющая $u_i(t)$; б) квадратурная составляющая $u_q(t)$; в) выходной сигнал $u_{\text{блх}}(t)$

2.2.4. Формирователи узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе векторных модуляторов в квадратурных ветвях

Рассмотрим алгоритм формирования узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов с использованием векторных модуляторов для формирования составляющих с фазовой модуляцией $u_i(t)$ и $u_q(t)$.

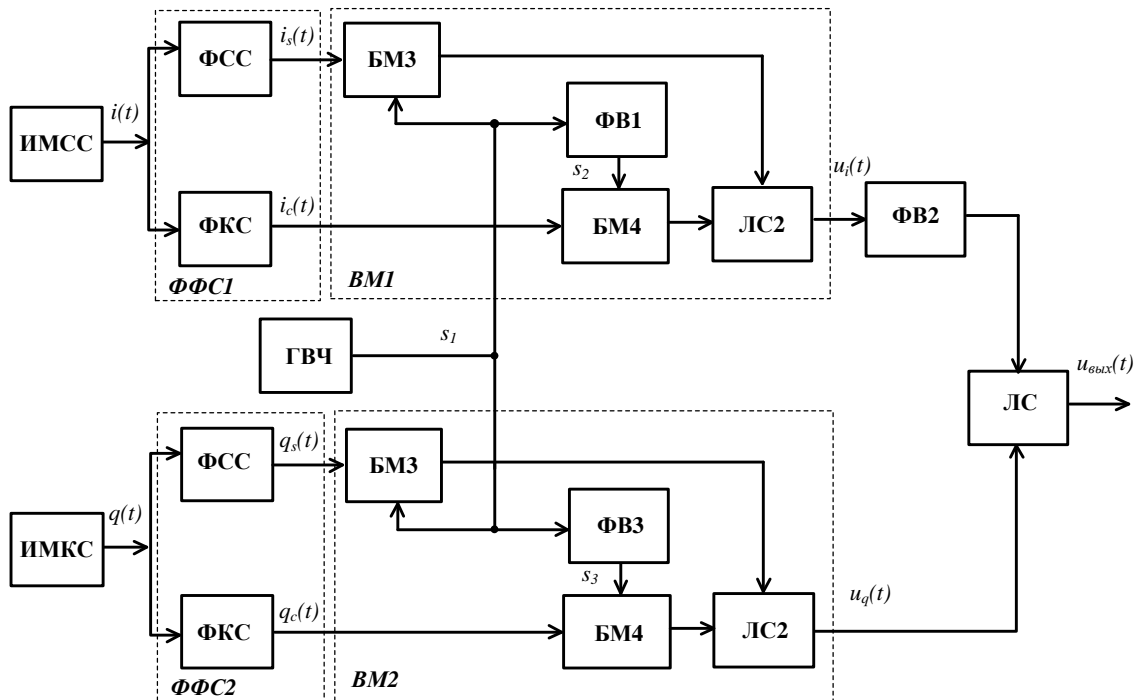


Рисунок 2.14 – Структурная схема формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов на базе векторных модуляторов в квадратурных ветвях

Для этого внесем изменения в схему, представленную на рисунке 2.11. На рисунке 2.14 представлена схема, в которой в отличие от рисунка 2.11 введен еще один фазовращатель на $\pi/2$ (ФВ3) в тракте несущей частоты. Таким образом, от общего высокочастотного источника (2.13) формируются два независимых квадратурных сигнала:

$$s_2(t) = -S \sin \omega t \quad (2.39)$$

$$s_3(t) = -S \sin \omega t . \quad (2.40)$$

Входными сигналами для первого векторного модулятора являются функциональные составляющие синфазного входного сигнала (2.22), а для второго векторного модулятора входными являются функциональные составляющие квадратурного входного сигнала (2.23).

На выходе квадратурных модуляторов формируются фазомодулированные сигналы аналогичные (2.28), (2.29).

Применение уже существующей элементной базы квадратурных модуляторов упрощает процесс технической реализации способа оптимизации структуры спектрально-эффективных радиосигналов.

2.3. Применение квадратурного демодулятора для демодуляции узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов

Для приема сигналов со сложными видами модуляции важен точный приём не только амплитудной, но и фазовой составляющей сигнала [36]. Определим синфазную и квадратурную составляющие выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$:

$$\begin{aligned} I_{\text{вых}}(t) &= A_{\text{вых}}(t) \cdot \cos \varphi_{\text{вых}}(t) = \\ &= 2A \cos \left(\frac{[q(t) + \pi / 2] - i(t)}{2} \right) \cos \left(\frac{[q(t) + \pi / 2] + i(t)}{2} \right), \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} Q_{\text{вых}}(t) &= A_{\text{вых}}(t) \cdot \sin \varphi_{\text{вых}}(t) = \\ &= 2A \cos \left(\frac{[q(t) + \pi / 2] - i(t)}{2} \right) \sin \left(\frac{[q(t) + \pi / 2] + i(t)}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.42)$$

Тогда выражение (2.31) примет вид:

$$u_{\text{вых}}(t) = I_{\text{вых}}(t) \cos[\omega t] + Q_{\text{вых}}(t) \sin[\omega t] \quad (2.43)$$

Для выделения квадратурных составляющих сигнала умножим его на синусоидальную и косинусоидальную функцию несущей:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вблх}}(t) &= (I_{\text{вблх}}(t)\cos[\omega t] + Q_{\text{вблх}}(t)\sin[\omega t])\sin[\omega t] = Q_{\text{вблх}}(t)\sin^2[\omega t] + \frac{1}{2}I_{\text{вблх}}(t)\sin[2\omega t] = \\
 &= \frac{1}{2}Q_{\text{вблх}}(t) - \frac{1}{2}I_{\text{вблх}}(t)\cos[2\omega t] + \frac{1}{2}I_{\text{вблх}}(t)\sin[2\omega t]
 \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вблх}}(t) &= (I_{\text{вблх}}(t)\cos[\omega t] + Q_{\text{вблх}}(t)\sin[\omega t])\cos[\omega t] = \Delta I_{\text{вблх}}(t)\cos^2[\omega t] + \frac{1}{2}Q_{\text{вблх}}(t)\sin[2\omega t] = \\
 &= \frac{1}{2}I_{\text{вблх}}(t) + \frac{1}{2}I_{\text{вблх}}(t)\cos[2\omega t] + \frac{1}{2}Q_{\text{вблх}}(t)\sin[2\omega t].
 \end{aligned} \quad (2.45)$$

В результате прохождения сигнала через цифровые фильтры нижних частот на выходе остаются сигналы синфазной и квадратурной составляющих.

На рисунке 2.15 более подробно представлен процесс формирования выходного сигнала. Демодуляция сформированных узкополосных спектрально-эффективных сигналов может быть осуществлена с помощью квадратурного демодулятора при внесении дополнительных постоянных составляющих смещения сигнала созвездия по синфазной оси – Δx и квадратурной оси – Δy .

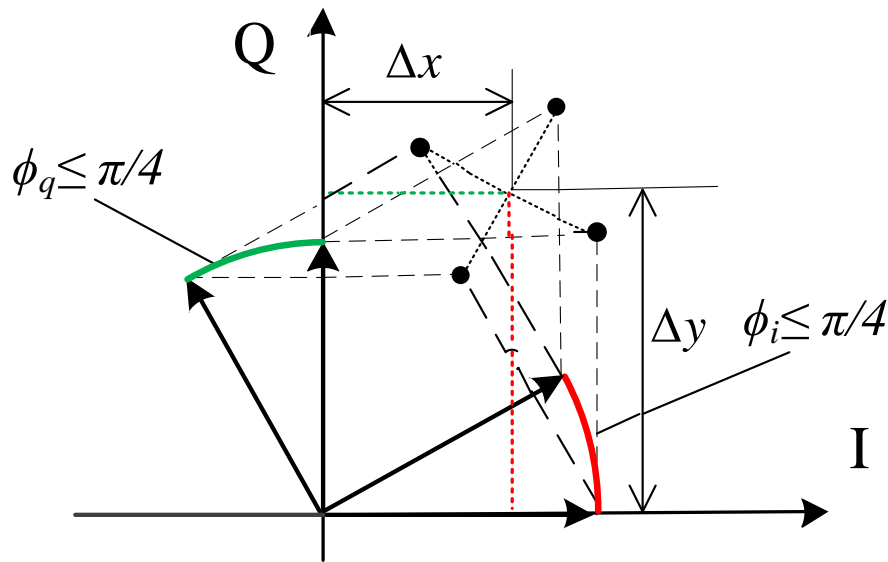


Рисунок 2.15 – Формирование выходного сигнала в полярных координатах

$$\Delta I_{\text{вблх}}(t) = I_{\text{вблх}}(t) + \Delta x, \quad (2.46)$$

$$\Delta Q_{\text{вблх}}(t) = Q_{\text{вблх}}(t) + \Delta y. \quad (2.47)$$

Рассмотрим точность процесса демодуляции сформированных узкополосных спектрально-эффективных сигналов с помощью квадратурного

демодулятора при условии отсутствия воздействия шума и помех в среде передачи сигнала. На рисунке 2.16 (а) представлены входные случайные последовательности символов без возвращения к нулю, а на рисунке 2.16 (б) синфазная и квадратурная составляющие, сформированные фильтром на стороне передатчика с амплитудно-частотной характеристикой типа «приподнятого косинуса» с частотой среза $1/2$ и коэффициентом скругления – $0,35$.

На рисунке 2.17 (а) представлены демодулированные синфазная и квадратурная составляющие, а на рисунке 2.17 (б) после осуществления смещения на нулевое значение синфазно-квадратурной системы координат. Можно наблюдать полное соответствие входных и выходных квадратурных сигналов.

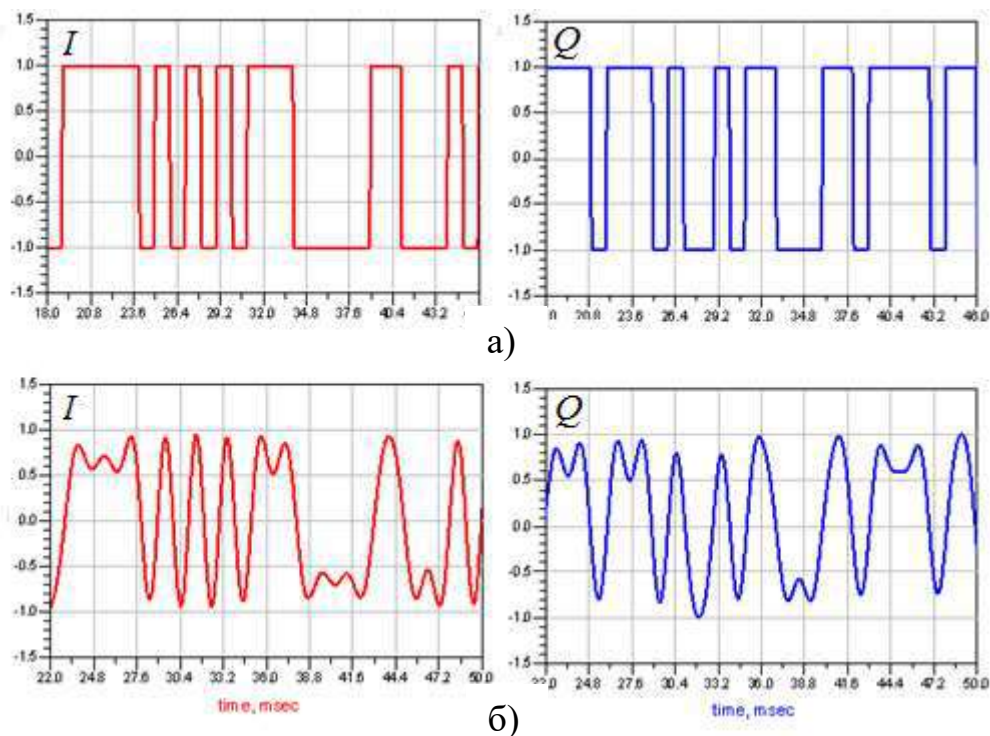


Рисунок 2.16 – Временные диаграммы: а) последовательность символов; б) сигнал на выходе формирующего фильтра

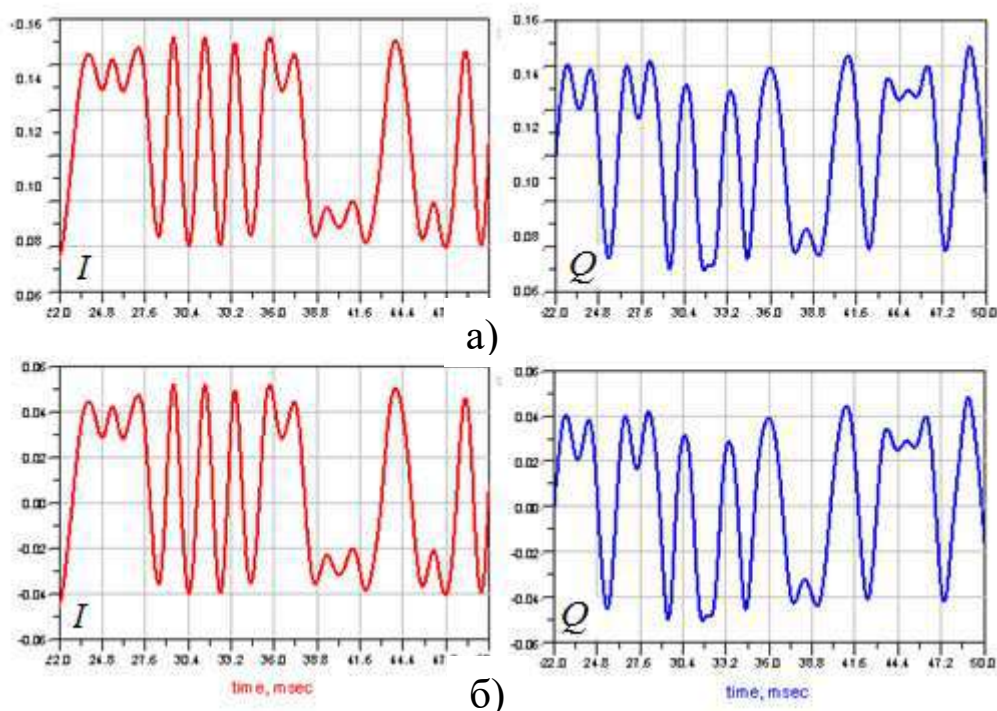


Рисунок 2.17 – Временные диаграммы: а) демодулированные сигналы; б) сигналы после осуществления смещения

Вводы по главе 2

1. Рассмотрены структурные схемы устройств формирования функциональной синусной и функциональной косинусной составляющих модулирующего сигнала на основании представления в виде рядов Тейлора. Осуществлен анализ точности формирования функциональных составляющих и спектральный анализ.

2. Формирователи функциональных составляющих могут быть использованы для синтеза фазомодулированных сигналов и узкополосных спектрально-эффективных сигналов.

3. Для увеличения спектральной эффективности формируемого выходного сигнала следует ограничиться индексом фазовой модуляции $m_\phi < \pi/4$, что позволяет использовать при аппроксимации и построении

формирователей функциональных составляющих три члена разложения, задавшись погрешностью $|R| < 1\%$.

4. Преобразование временных структур квадратурных составляющих модулирующего сигнала, осуществляемое формирователями функциональных составляющих не вносит деструктивного воздействия в генерируемый выходной сигнал. Демодуляция узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, сформированных с применением формирователей функциональных составляющих, может быть безошибочно осуществлена квадратурным демодулятором.

Глава 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО- ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ С КОМПЕНСАЦИЕЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ И АНАЛИЗ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО УСИЛЕНИЯ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

3.1. Исследование влияния ошибки квадратурного модулятора на выходной сигнал

Различные факторы среды, а также недостатки реализации квадратурного модулятора способствуют ухудшению результирующей точности модуляции. Эти эффекты могут быть совместно представлены ошибкой усиления, фазовой ошибкой и утечкой гетеродинного сигнала [113].

Неточности коэффициента передачи балансных модуляторов (ошибка усиления) проявляются в несоответствии усиления между синфазным (I) и квадратурным (Q) каналами. Фазовый дисбаланс (фазовая ошибка) в основном происходит из-за неточности поворота фазы фазовращателя на $\pi/2$. В идеальном квадратурном модуляторе сигнал несущей частоты подается в квадратуре только на высокочастотные входы балансных модуляторов, однако ввиду несовершенства схемных компонентов часть гетеродинного сигнала неизбежно проникает в выходной сигнал. Смещение двух сигналов одинаковой частоты и фазы приводит к смещению по постоянному напряжению, кроме того, смещения постоянного тока в каналах I/Q вызывают эффект, аналогичный утечке гетеродинного сигнала. Для визуализации ухудшения квадратурной ошибки подадим на входы квадратурного модулятора однотоновые сигналы $e_i(t) = E \cos \omega t$ и $e_q(t) = E \sin \omega t$.

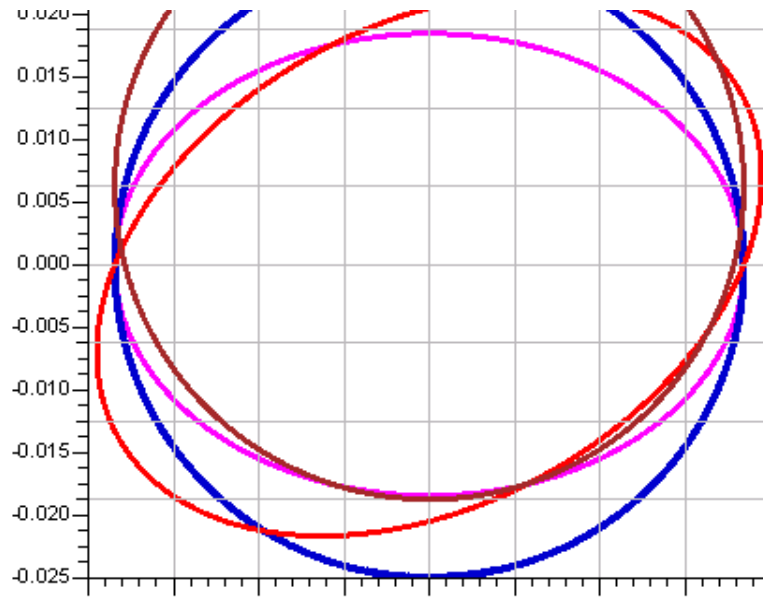


Рисунок 3.1 – Фазовые состояния сигнала на выходе квадратурного модулятора

На рисунке 3.1 представлены фазовые состояния сигнала на выходе квадратурного модулятора. Идеальное значение выходной фазы обозначено синим цветом. В случае ошибки усиления выходная траектория фазы сигнала в комплексной плоскости I/Q становится эллипсообразной, а не идеально круглой. Фазовая ошибка дополнительно поворачивает оси эллипса. Утечка гетеродина проявляется в сдвиге всей траектории на равную величину. Комплексная огибающая модулированного ВЧ-сигнала может быть выражена как [96]:

$$S(t) = \frac{1}{2}[1 + \gamma]A(t) + \frac{1}{2}[1 - \gamma]A^*(t) + p, \quad (3.1)$$

где $A(t)$ – комплексная огибающая в основной полосе частот, а $A^*(t)$ – комплексно сопряженный сигнал [3]. Константа p является комплексным числом, представляющим составляющую утечки гетеродина. Константа γ характеризует ошибку фазы и усиления квадратурного модулятора в Q-канале относительно I-канала:

$$\gamma = (1 + \Delta g)e^{j\Delta\delta}, \quad (3.2)$$

где Δg – ошибка усиления, а $\Delta \delta$ – фазовая ошибка. В случае небольшой квадратурной ошибки (3.1) приближается к виду [96]:

$$S(t) = [1 + \frac{1}{2}(\Delta g + j\Delta \delta)]A(t) - \frac{1}{2}[\Delta g + j\Delta \delta]A^*(t) + p. \quad (3.3)$$

Первое слагаемое – это полезный сигнал с небольшим отклонением амплитуды и фазы. Второе слагаемое – это входной сигнал, смещенный в комплексной плоскости.

3.1.1. Анализ параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов

Более подробно рассмотрим влияние дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте несущей частоты схемы, изображенной на рисунке 2.11. Тогда выражения (2.28), (2.29) примут вид:

$$u_i(t) = US[\cos \omega t \cos i(t) - \sin(\omega t + \theta) \sin i(t)], \quad (3.4)$$

$$u_q(t) = US[\cos \omega t \cos q(t) - \sin(\omega t + \theta) \sin q(t)], \quad (3.5)$$

где S – амплитуда высокочастотного сигнала, θ – дисбаланс фазы фазовращателя в тракте несущей частоты.

Метод векторной диаграммы позволяет свести сложение сигналов к сложению векторов. Представим выражения (3.4) и (3.5) в виде $u(t) = A(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$, тогда

$$A_i(t) = US \sqrt{\cos^2 i(t) + \sin^2 i(t) + 2 \cos i(t) \sin i(t) \cos[\pi/2 + \theta]} = \\ US \sqrt{1 - 2 \cos i(t) \sin i(t) \sin \theta} \quad (3.6)$$

$$A_q(t) = US \sqrt{\cos^2 q(t) + \sin^2 q(t) + 2 \cos q(t) \sin q(t) \cos[\pi/2 + \theta]} =$$

$$US \sqrt{1 - 2 \cos q(t) \sin q(t) \sin \theta} \quad (3.7)$$

$$\varphi_i(t) = \arctg \left(\frac{\sin i(t) \sin[\pi/2 + \theta]}{\cos i(t) + \sin i(t) \cos[\pi/2 + \theta]} \right) =$$

$$\arctg \left(\frac{\sin i(t) \cos[\theta]}{\cos i(t) + \sin i(t) \sin[\theta]} \right) \quad (3.8)$$

$$\varphi_q(t) = \arctg \left(\frac{\sin q(t) \sin[\pi/2 + \theta]}{\cos q(t) + \sin q(t) \cos[\pi/2 + \theta]} \right) =$$

$$\arctg \left(\frac{\sin q(t) \cos[\theta]}{\cos q(t) + \sin q(t) \sin[\theta]} \right). \quad (3.9)$$

Рассмотрев выражения (3.6), (3.7) и (3.8), (3.9), можно сделать вывод, что при формировании квадратурных составляющих высокочастотного колебания, когда $\theta=0$, амплитуды фазомодулированных составляющих $A=US$, фазы $\varphi_i(t) = i(t)$ и $\varphi_q(t) = q(t)$, а формирование фазомодулированных составляющих происходит без амплитудно-фазовых искажений, как это было представлено на рисунке 2.12.

На рисунке 3.2 в полярных координатах представлено изменение выходного сигнального созвездия при дисбалансе фазы фазовращателя $\theta > 0$ в тракте несущей частоты. Можно наблюдать вращение фазовых точек вокруг центра выходного сигнального созвездия и появление паразитной амплитудной модуляции в составляющих векторах с фазовой модуляцией.

Таким образом, неточность поворота фазы фазовращателя на $\pi/2$ в тракте несущей частоты влечет за собой параллельное возникновение паразитной амплитудной модуляции в обоих ветвях формируемых составляющих с фазовой модуляцией $u_i(t)$ и $u_q(t)$, а также одинаковый сдвиг фазы.

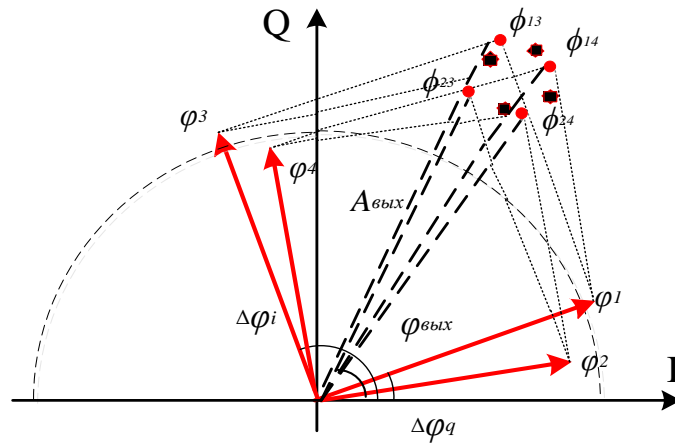


Рисунок 3.2 – Влияние дисбаланса фазы в тракте несущей частоты на формирование выходного сигнала

Рассмотрим влияние дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте формирования квадратурной ФМ составляющей с постоянной огибающей, согласно схемы изображённой на рисунке 2.11.

Выходной сигнал определяется как:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_i(t) + ju_q(t) = A \cos[\omega t + i(t)] + jA \cos[\omega t + q(t) + \theta] = A \cos[\omega t + i(t)] + A \cos[\omega t + q(t) + \theta + \pi/2], \quad (3.10)$$

где θ – дисбаланс фазы фазовращателя в тракте формирования квадратурной ФМ составляющей.

В показательной форме выходной сигнал можно записать как:

$$u_{\text{вых}} = Ae^{j[\omega t + i(t)]} + Ae^{j[\omega t + q(t) + \pi/2 + \theta]}. \quad (3.11)$$

На рисунке 3.3 в полярных координатах можно наблюдать смещение сигнального созвездия на фазовой плоскости.

Рассмотрим влияние неточности коэффициентов передачи балансных модуляторов в квадратурных ветвях (ошибка усиления).

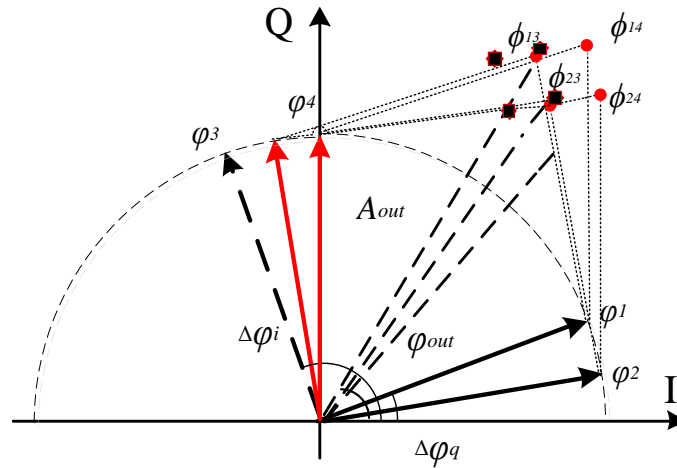


Рисунок 3.3 – Влияние дисбаланса фазы в тракте формирования квадратурной ФМ составляющей на формирование выходного сигнала

$$u_i(t) = USk_{\bar{o}m1} \cos \omega t \cos i(t) - USk_{\bar{o}m2} \sin \omega t \sin i(t) , \quad (3.12)$$

$$u_q(t) = USk_{\bar{o}m3} \cos \omega t \cos q(t) - USk_{\bar{o}m4} \sin \omega t \sin q(t) , \quad (3.13)$$

где $k_{\bar{o}m}$ – коэффициент передачи балансных модуляторов.

Из выражений (3.12) и (3.13) видно, что при $k_{\bar{o}m1} = k_{\bar{o}m2} = k_{\bar{o}m3} = k_{\bar{o}m4} = 1$, $A = US$, $\varphi_i(t) = i(t)$ фазы и $\varphi_q(t) = q(t)$, формирование фазомодулированных составляющих происходит без амплитудно-фазовых искажений. На рисунке 3.4 изображено влияние неточности коэффициента передачи балансного модулятора.

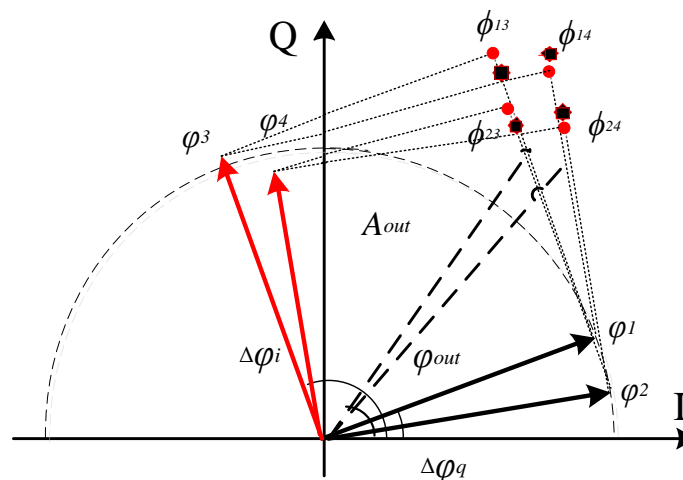


Рисунок 3.4 – Влияние неточности коэффициента передачи балансного модулятора на формирование выходного сигнала

Рассмотрим влияние дисбаланса фазы при применении квадратурных модуляторов согласно схемы изображённой на рисунке 2.14. В результате при формировании составляющих с фазовой модуляцией и постоянной огибающей $u_i(t)$ и $u_q(t)$ фазовый сдвиг на $\pi/2$ в тракте несущей частоты происходит независимо и возникновение дисбаланса фазы в одном из квадратурных модуляторов не влечет искажения и паразитной амплитудной модуляции в параллельном канале.

$$u_{\text{вых}}(t) = A \cos[\omega t + i(t)] + US[\cos \omega t \cos q(t) - \sin(\omega t + \theta) \sin q(t)], \quad (3.14)$$

где θ – дисбаланс фазы фазовращателя квадратурного модулятора, формирующего квадратурную составляющую с фазовой модуляцией.

На рисунке 3.5 в полярных координатах представлено изменение выходного сигнального созвездия при дисбалансе фазы фазовращателя в одном из квадратурных модуляторов. Можно наблюдать появление паразитной амплитудной модуляции в одной из составляющих и искажение выходного ансамбля. При увеличении фазовой ошибки, сигнальное созвездие сходится к прямой линии, что свидетельствует о невозможности выделения информационных последовательностей символов [104].

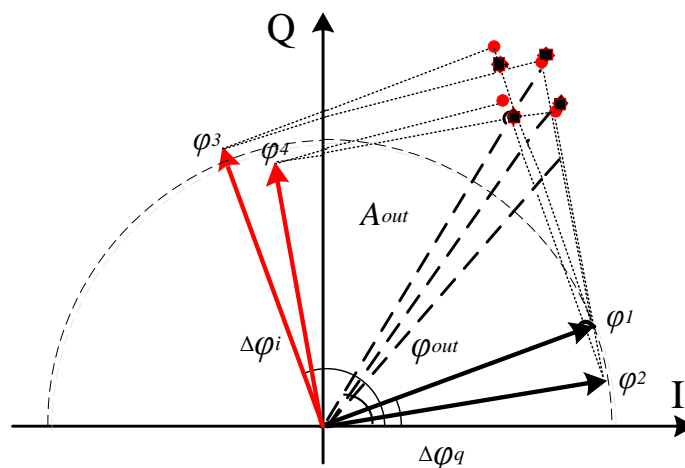


Рисунок 3.5 – Влияние дисбаланса фазы квадратурного модулятора на формирование выходного сигнала

3.1.2 Анализ влияния дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига на $\pi/2$ на форму выходного сигнального созвездия

Рассмотрим влияние дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига на $\pi/2$ в тракте несущей частоты на форму выходного сигнального созвездия.

Для наглядного представления было произведено моделирование в САПР «Advanced Design System» с внесением дисбаланса фазы: 0° – обозначен голубым цветом, 15° – фиолетвым цветом, 30° – синим цветом, и 45° – красным цветом. На рисунке 3.6 (а) представлено влияние дисбаланса фазы в ФВ1 при реализации схемы, согласно рисунку 2.11; на рисунке 3.6 (б) осуществлён дисбаланс фазы в ФВ1 при реализации схемы, согласно рисунку 2.14; на рисунке 3.6 (в) осуществлён дисбаланс фазы в ФВ1 и ФВ3 при реализации схемы, согласно рисунку 2.14, а на рисунке 3.6 (г) дисбаланс ФВ1 и ФВ3 осуществлён в противофазе. Наличие одинакового дисбаланса фазы в квадратурных модуляторах не позволяет в полной мере скомпенсировать искажение выходного сигнального созвездия, а противофазный дисбаланс вносит ещё большие искажения.

На рисунке 3.6 (д) представлено влияние дисбаланса фазы ФВ2 в тракте формирования квадратурной ФМ составляющей на форму выходного сигнального созвездия.

Можно прийти к выводу, что при превышении определенного значения фазового дисбаланса восстановить форму сигнальной последовательности станет невозможно, поэтому существует необходимость автокомпенсации ошибки фазы.

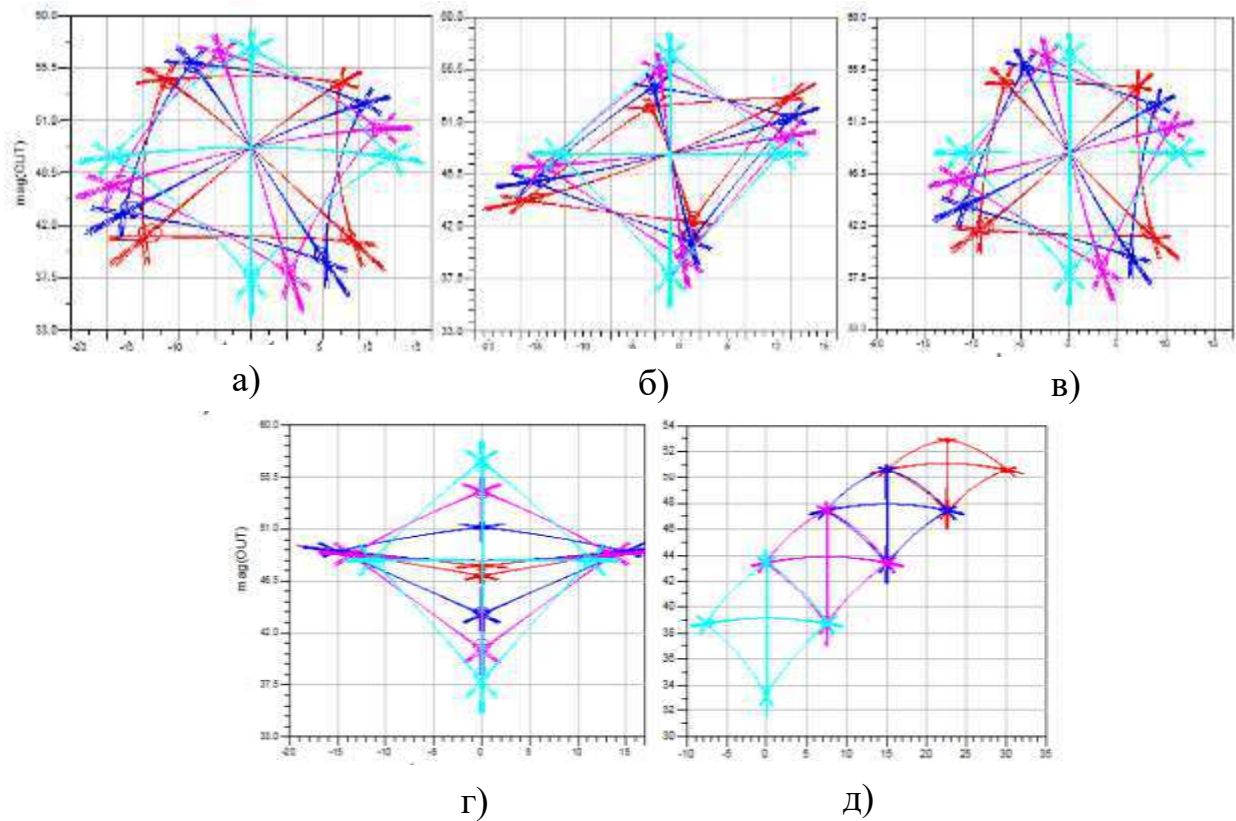


Рисунок 3.6 – Выходное сигнальное созвездие: а) дисбаланса фазы при реализации схемы, согласно рисунку 2.11; б) дисбаланс фазы в первом квадратурном модуляторе при реализации схемы, согласно рисунку 2.14; в) дисбаланс фазы в двух квадратурных модуляторах; г) противофазный дисбаланс квадратурных модуляторов; д) дисбаланс фазы в тракте формирования квадратурной ФМ составляющей

3.1.3. Компенсация амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов

Рассмотрим возможность автокомпенсации ошибки фазы и усиления, возникающей в квадратурных модуляторах при реализации схемы, представленной на рисунке 2.14. Предложенный метод позволяет устранить искажения, возникающие в балансных смесителях и фазовращателе за счет быстроизменяющиеся помех, приходящих с выхода высокочастотного генератора

или с выхода усилителя мощности по цепи обратной связи, а также медленных отклонений фазы и амплитуды сигнала.

На рисунке 3.7 представлена структурная схема формирователя радиосигналов на базе векторного модулятора, в котором реализован метод компенсации амплитудно-фазовых искажений, где АТ – аттенюатор, АМД – амплитудный детектор, АО – амплитудный ограничитель, ВМ1 – ВМ3 – векторные модуляторы, ЛВ1 – ЛВ4 – линейные вычитатели, ЛС1 – ЛС4 – линейные сумматоры. Совокупность АМД, АО, ВМ2, ВМ3, ФВ2, ФФС, ЛВ1 – ЛВ4, ЛС1 и ЛС2 составляют формирователь функциональных составляющих синтезирующий компенсационные сигналы (ФФССКС).

На выходах ГВЧ и ФВ1 генерируются квадратурные ВЧ сигналы аналогичные выражениям (2.13) и (2.14):

$$u_1 = U \cos \omega t, \quad (3.15)$$

$$u_2 = -U \sin \omega t, \quad (3.16)$$

а модулирующий гармонический сигнал представляет собой

$$e = E \cos(\Omega t + \phi). \quad (3.17)$$

ФСС и ФКС осуществляют соответствующие синусные и косинусные преобразования модулирующего напряжения (3.17). При этом на выходах ФКС и ФСС напряжения, соответственно, имеют вид:

$$e_c = E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)], \quad (3.18)$$

$$e_s = E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)], \quad (3.19)$$

где $E = m_\phi$ – индекс полезной угловой модуляции.

Перемножив (3.15) и (3.18), а также (3.16) и (3.19) производится, линейное сложение в С1. В результате, на выходе, при отсутствии дестабилизирующих факторов, формируется неискажённый сигнал с фазовой модуляцией:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= kU \cos \omega t \times E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] - kU \sin \omega t \times E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] = \\ &= U_{\text{вых}} \cos[\omega t + m_\phi \cos(\Omega t + \phi)], \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $U_{\text{вых}} = kUE$ – постоянная амплитуда.

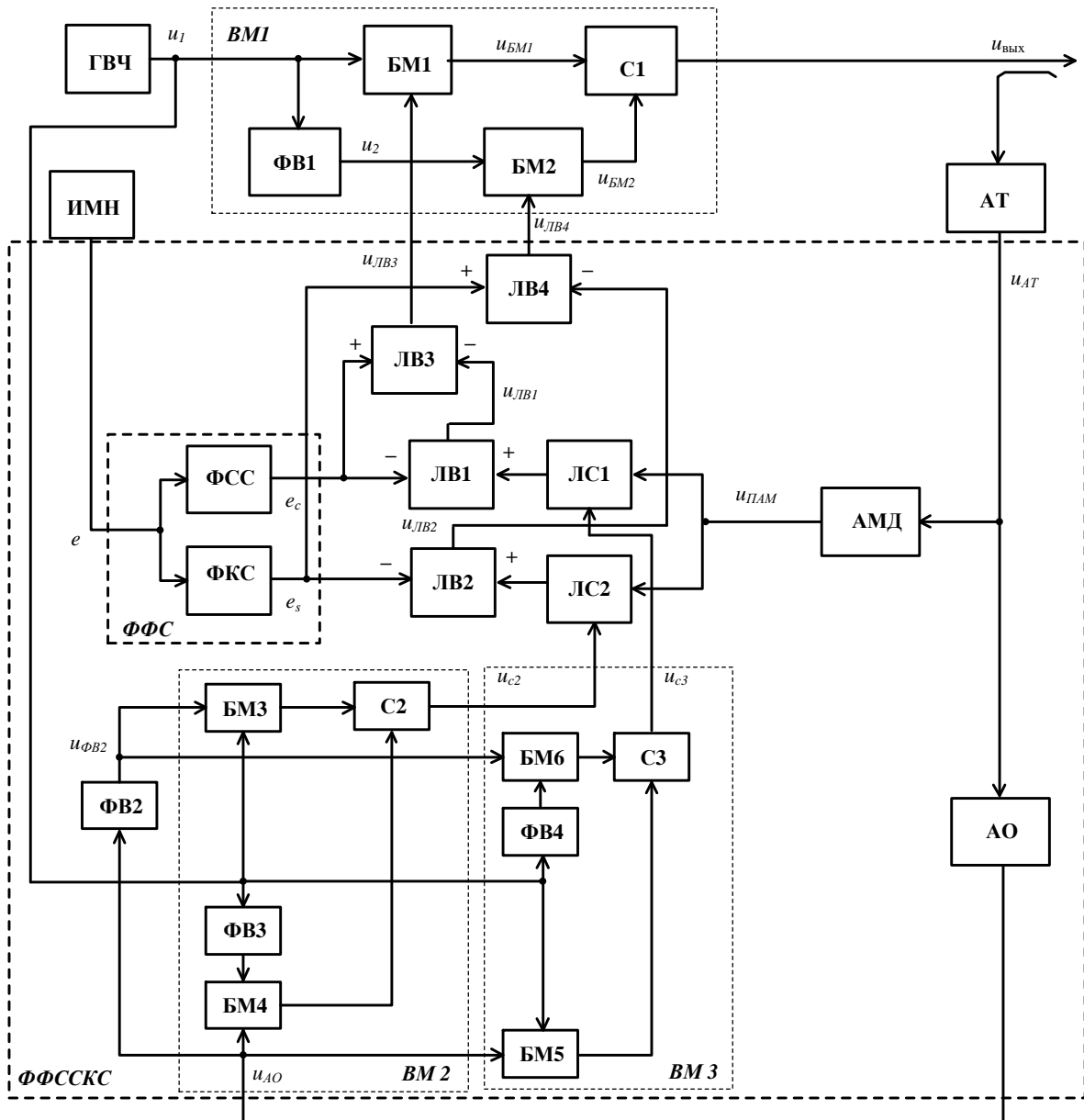


Рисунок 3.7 – Структурная схема формирователя радиосигналов на базе векторного модулятора с компенсацией амплитудно-фазовых искажений

При появлении в выходном ФМ сигнале амплитудно-фазовой нестабильности, проявляющейся в виде напряжений $u_{нам}$ и $\Delta\phi$ и, характеризующих, соответственно, паразитную амплитудную модуляцию (ПАМ) и паразитную фазовую модуляцию (ПФМ), начинают обрабатывать цепи обратных связей по следующим алгоритмам.

ФМ сигнал на выходе модулятора, в котором присутствуют ПАМ и ПФМ, можно записать в следующем виде:

$$u'_{с1} = u_{нам} \cos \left[\omega t + m_{\phi} \cos(\Omega t + \phi + \theta) \right], \quad (3.21)$$

где $u_{нам} = U_{C1}(1+U_{нам})$ – напряжение ПАМ, θ – напряжение ПФМ.

На выходе АТ мощность сигнала (3.21) понижается до значения, обеспечивающего нормальные режимы работы АМД и ВМ, которые предназначены для выделения напряжений, соответственно, $u_{нам}$ и θ .

В результате квадратурных перемножений и линейных суммирований колебаний (3.20) и (3.21) на выходах сумматоров С2 и С3 будут выделяться, соответственно, синусная и косинусная составляющие модулирующего напряжения, содержащие компоненты ПФМ:

$$u_{C2} = E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + \theta_s, \quad (3.22)$$

$$u_{C3} = E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + \theta_c, \quad (3.23)$$

где θ_c и θ_s – косинусная и синусная составляющие ПФМ.

Далее с напряжениями (3.22), (3.23) и $u_{нам}$ последовательно производят следующие линейные преобразования:

$$u_{ЛВ1} = -E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + \theta_c + u_{нам} = \theta_c + u_{нам}, \quad (3.24)$$

$$u_{ЛВ2} = -E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] + \theta_s + u_{нам} = \theta_s + u_{нам}, \quad (3.25)$$

$$u_{ЛВ3} = E \cos[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] - (\theta_c + u_{нам}), \quad (3.26)$$

$$u_{ЛВ4} = E \sin[m_\phi \cos(\Omega t + \phi)] - (\theta_s + u_{нам}). \quad (3.27)$$

В результате выражения (3.26) и (3.27) описывают законы изменения управляющих напряжений, представляющие собой алгебраические суммы полезных синусной и косинусной составляющих модулирующего напряжения и паразитных синусной и косинусной составляющих дестабилизирующего напряжения, при этом слагаемые, описывающие ПФМ и ПАМ для достижения эффекта их полной компенсации подаются на входы БМ1 и БМ2 в противофазе. Из изложенных алгоритмов и структурной схемы на рисунке 3.7 следует, что происходит автокомпенсация ПАМ и осуществляется формирование неискажённого ФМ сигнала. На рисунке 3.8 (а) представлены выходные спектры сигналов, на рисунке 3.8 (б) комплексные огибающие сигналов при модулирующем гармоническом напряжении 1 кГц, частоте несущей 100 МГц,

индексе фазовой модуляции $m_\varphi = \pi/4$ и фазовом дисбалансе 5° . Синим цветом обозначены сигналы на выходе модулятора, красным на выходе модулятора с применением синтезированных компенсационных сигналов.

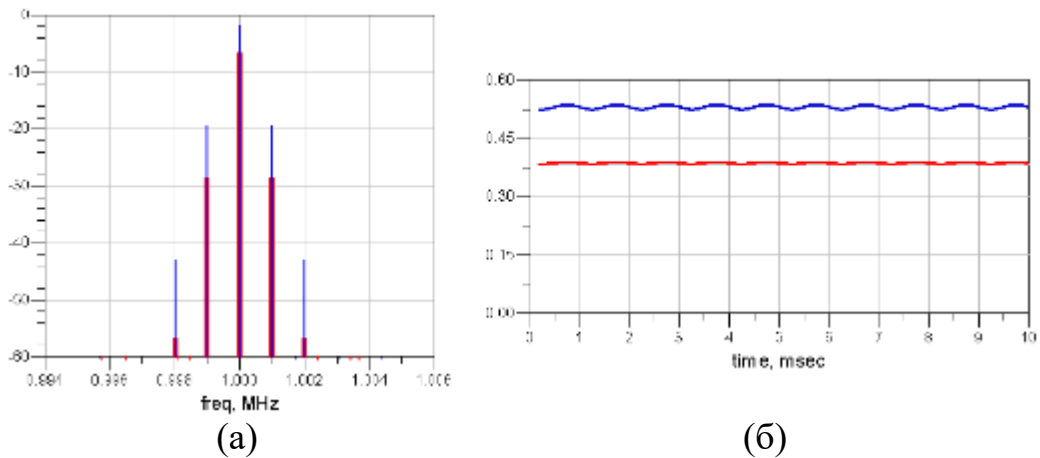


Рисунок 3.8 – Сигналы на выходе формирователя радиосигналов на базе векторного модулятора и формирователя с использованием синтезированных компенсационных сигналов: а) спектр; б) комплексная огибающая

Использование данного метода позволяет эффективно бороться с амплитудно-фазовыми искажениями, имеющими одновременно различные причины возникновения и скорости проявлений.

На рисунке 3.9 представлена структурная схема применения синтеза компенсационных сигналов для схемы на рисунке 2.14.

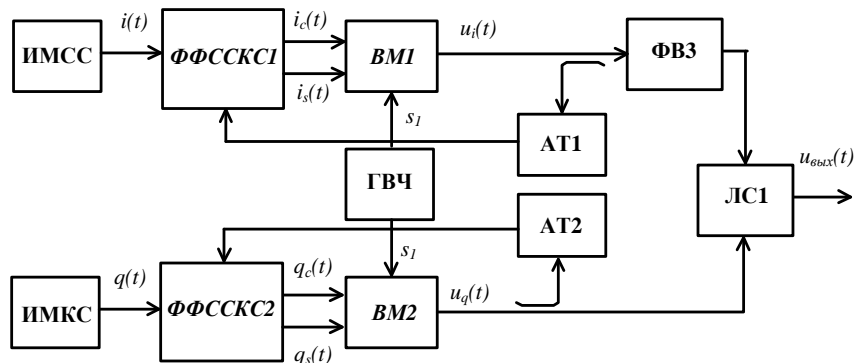


Рисунок 3.9 – Структурная схема применения синтеза компенсационных сигналов для формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов на базе векторных модуляторов в квадратурных ветвях

3.1.4. Исследование параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и компенсации амплитудно-фазовой неустойчивости в квадратурном формирователе

Осуществим оценку эффективности синтеза компенсационных сигналов.

В качестве спектрально эффективного вида модуляции выберем сигнал *QPSK*, со скоростью $f_b = 32 \text{ кБит/с}$. *QPSK* имеет четыре различных фазовых состояния, которые формируются схемой преобразования последовательных битов в символы. Данные фазовые состояния сохраняются в течение сигнального интервала T_s , который равен длительности двух битов $T_s = 2T_b$. Сформированные последовательности с символьной скоростью в два раза меньшей скорости входного битового потока поступают на фильтры с характеристикой «корень квадратный из приподнятого косинуса» с коэффициентом скругления $\alpha = 0.5$, что позволяет минимизировать межсимвольные искажения и увеличить спектральную эффективность [63]. В результате на выходе фильтра получаем синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие сигнала, которые поступают на формирователи функциональных составляющих. Рассмотрим три метода формирования фазомодулированных составляющих с постоянной огибающей. В первом методе с применением умножителей, сумматоров и одного фазовращателя на $\pi/2$ (рис. 2.11), во втором – с применением квадратурных модуляторов (рис. 2.14), в третьем – с применением синтеза компенсационных сигналов (рис. 3.9), при частоте несущего колебания $f_c = 100 \text{ МГц}$.

Для анализа влияния дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига на $\pi/2$ при значении индекса фазовой модуляции $m_\phi = \pi/4$ было произведено моделирование в САПР «Advanced Design System». На рисунке 3.10 в увеличенном масштабе представлены огибающие квадратурных ФМ сигналов $u_i(t)$ и $u_q(t)$

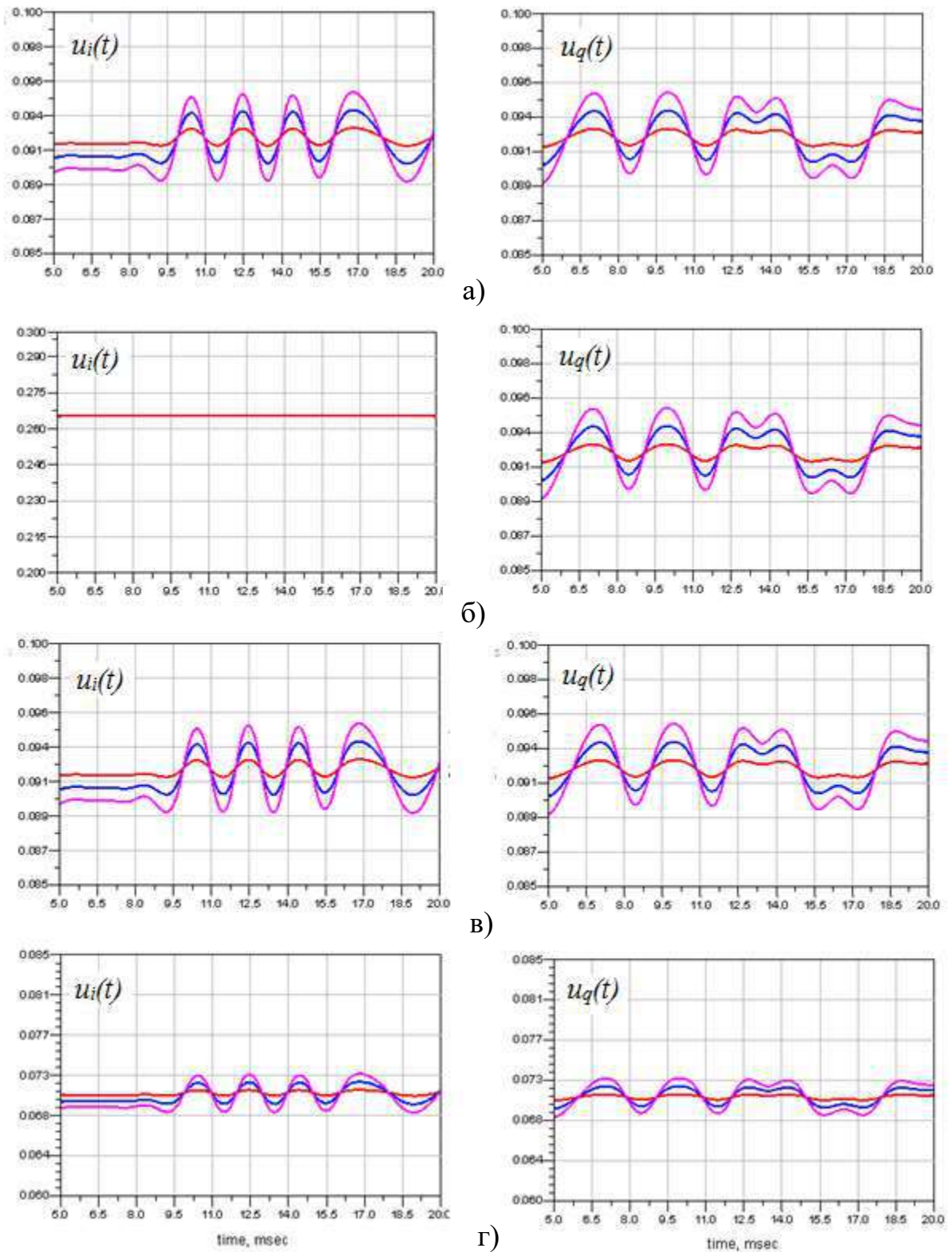


Рисунок 3.10 – Огибающая ФМ составляющих: а) сдвиг фазы фазовращателя при реализации схемы (рис. 2.11); б) сдвиг фазы в одном фазовращателе при реализации схемы (рис.2.14); в) сдвиге фазы в двух фазовращателях при реализации схемы (рис.2.14); г) сдвиге фазы в двух фазовращателях при реализации схемы (рис.3.9)

На рисунке 3.10 (а) представлено изменение огибающей фазомодулированных составляющих при сдвиге фазы фазовращателя на $\pi/2$ в тракте несущей частоты на 3^0 – обозначено красным цветом, 5^0 – обозначено синим цветом и 7^0 – обозначено фиолетовым цветом при реализации метода оптимизации структуры спектрально-эффективных радиосигналов с векторной модуляцией по схеме, изображенной на рисунке 2.11.

На рисунке 3.10 (а) можно наблюдать одновременное проявление паразитной амплитудной модуляции в фазомодулированных составляющих. При реализации метода оптимизации структуры спектрально-эффективных радиосигналов с векторной модуляцией по схеме, изображенной на рисунке 2.14, был осуществлен сдвиг фазы на 3^0 , 5^0 и 7^0 в первом квадратурном модуляторе (рис. 3.10 (б)), а затем идентичный сдвиг осуществлен во втором квадратурном модуляторе (рис. 3.10 (в)). Таким образом, возникновение фазового дисбаланса в одном из квадратурных модуляторов не влечет за собой возникновение паразитной амплитудной модуляции в параллельном канале. На рисунке 3.10 (г) представлены огибающие квадратурных ФМ составляющих $u_i(t)$ и $u_q(t)$ при сдвиге фазы фазовращателя на $\pi/2$ в тракте несущей частоты с применением синтеза компенсационных сигналов. Можно наблюдать снижение уровня ПАМ.

Зависимость нормированной амплитуды $U_n=A/S$ и нормированной фазы $\varphi_n(t) = (\varphi_1 - \varphi_2) / 2$, где φ_1 и φ_2 – фазовые состояния выходного сигнала, фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от дисбаланса фазы θ при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте несущей частоты при различных значениях уровня модулирующего напряжения и соответственно индексе фазовой модуляции представлены в таблице 3.1. Значения для фазомодулированной составляющей $u_q(t)$ идентичны.

Таблица 3.1 – Зависимость нормированной амплитуды фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте несущей частоты

Дисбаланс фазовращателя, град	Индекс фазовой модуляции	Нормированная амплитуда	Нормированная фаза	Применение синтеза компенсационных сигналов		Снижение ПАМ, %	Снижение ПФМ, %
				Нормированная амплитуда	Нормированная фаза		
0	$\pi/4$	1	0	1	0	-	-
	$\pi/6$	1	0	1	0	-	-
	$\pi/8$	1	0	1	0	-	-
	$\pi/10$	1	0	1	0	-	-
1	$\pi/4$	1,03	0,5	1,01	0	66,6	50
	$\pi/6$	1,025	0,5	1,01	0	60	50
	$\pi/8$	1	0,5	1	0	-	50
	$\pi/10$	1	1	1	0	-	100
3	$\pi/4$	1,038	2	1,02	1	47,3	50
	$\pi/6$	1,037	1,5	1,019	0,7	48,6	53,3
	$\pi/8$	1,01	1	1,005	0,75	50	25
	$\pi/10$	1,01	1	1,005	0,5	50	50
5	$\pi/4$	1,057	2,75	1,032	1	43,85	63,6
	$\pi/6$	1,048	3,5	1,027	1	43,75	71,4
	$\pi/8$	1,026	4,25	1,015	1	42,3	76,4
	$\pi/10$	1,01	4,75	1,006	0,5	40	89,4
10	$\pi/4$	1,09	5,25	1,053	2	41,1	61,9
	$\pi/6$	1,064	6,7	1,037	1,5	42,2	77,6
	$\pi/8$	1,035	8,25	1,02	1,2	42,8	85,5
	$\pi/10$	1,024	9	1,014	0,6	41,6	93,3
15	$\pi/4$	1,121	6,5	1,07	3	42,1	53,8
	$\pi/6$	1,098	11	1,057	2,8	41,8	74,5
	$\pi/8$	1,06	13,5	1,035	1,5	41,6	88,8
	$\pi/10$	1,037	14	1,021	0,7	43,2	95
20	$\pi/4$	1,168	8	1,096	5	42,8	37,5
	$\pi/6$	1,136	13	1,078	3,5	42,6	73
	$\pi/8$	1,083	17,5	1,047	2	43,3	88,5
	$\pi/10$	1,051	19	1,029	0,75	43,1	96
25	$\pi/4$	1,212	12	1,117	8	44,8	33,3
	$\pi/6$	1,178	17	1,098	5	44,9	70,5
	$\pi/8$	1,105	22	1,058	2,5	44,7	88,6
	$\pi/10$	1,065	24	1,036	1,5	44,6	93,72
30	$\pi/4$	1,273	15,5	1,143	12	47,6	22
	$\pi/6$	1,222	21	1,116	7	47,7	66,6
	$\pi/8$	1,126	26,25	1,066	3	47,6	88,5

Продолжение таблицы 3.1

	$\pi/10$	1,085	28	1,044	2	48,2	92,8
35	$\pi/4$	1,336	18	1,159	14	52,6	22,2
	$\pi/6$	1,27	24	1,123	9	54,4	62,5
	$\pi/8$	1,147	31	1,077	3,5	47,6	88,7
	$\pi/10$	1,09	33,7	1,045	2,5	50	92,5
40	$\pi/4$	1,396	21	1,189	16	52,27	23
	$\pi/6$	1,3	28	1,13	11	56,6	60
	$\pi/8$	1,188	37	1,083	4	55,8	89,1
	$\pi/10$	1,1	38,5	1,046	2,7	54	92,2
45	$\pi/4$	1,45	24	1,198	17,5	56,67	27
	$\pi/6$	1,34	31	1,14	12	58,8	61,2
	$\pi/8$	1,228	39	1,095	5	58,3	87,1
	$\pi/10$	1,111	42,75	1,05	2,75	54,9	93,5

На рисунках 3.11 и 3.12 представлены графики, обобщающие значения нормированной амплитуды и нормированной фазы, приведенные в таблице 3.1. Значения уровня ПАМ и ПФМ были измерены при набеге фазы фазовращателя на $\pi/2$ в тракте несущей частоты от 0^0 до 45^0 и обозначены сплошными линиями. Значения были рассчитаны при уровне модулирующего напряжения, соответствующего индексу фазовой модуляции $\pi/10$ – обозначено фиолетовым цветом, $\pi/8$ – обозначено синим цветом, $\pi/6$ – обозначено зелёным цветом, $\pi/4$ – обозначено красным цветом. Можно наблюдать, что при нулевом дисбалансе фазы ПАМ не возникает при любом заданном индексе фазовой модуляции – обозначено черным цветом. Пунктирными линиями на рисунке 3.11 и 3.12 представлены значения уровня ПАМ и ПФМ, полученные в результате применения синтеза компенсационных сигналов. Увеличение индекса фазовой модуляции при наличии дисбаланса фазы фазовращателя ведет к росту ПАМ, а также снижается влияние фазового дисбаланса на фазу выходного сигнала. Эффективность применения синтеза компенсационных сигналов увеличивается при снижении индекса фазовой модуляции. Значение, на которое был снижен нормированный уровень ПАМ и ПФМ, приведено в таблице 3.1.

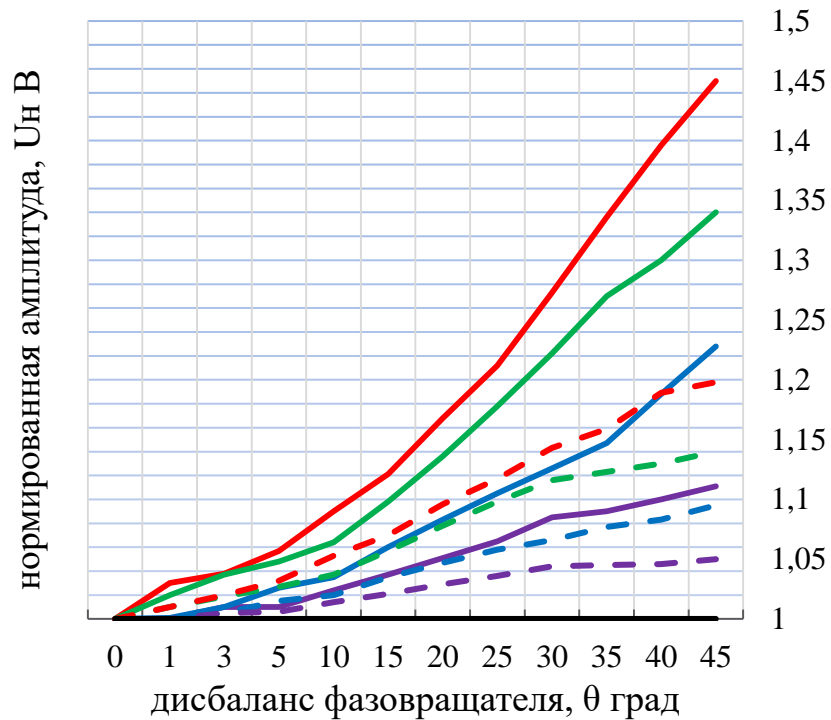


Рис. 3.11. Зависимость нормированной амплитуды фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте несущей частоты

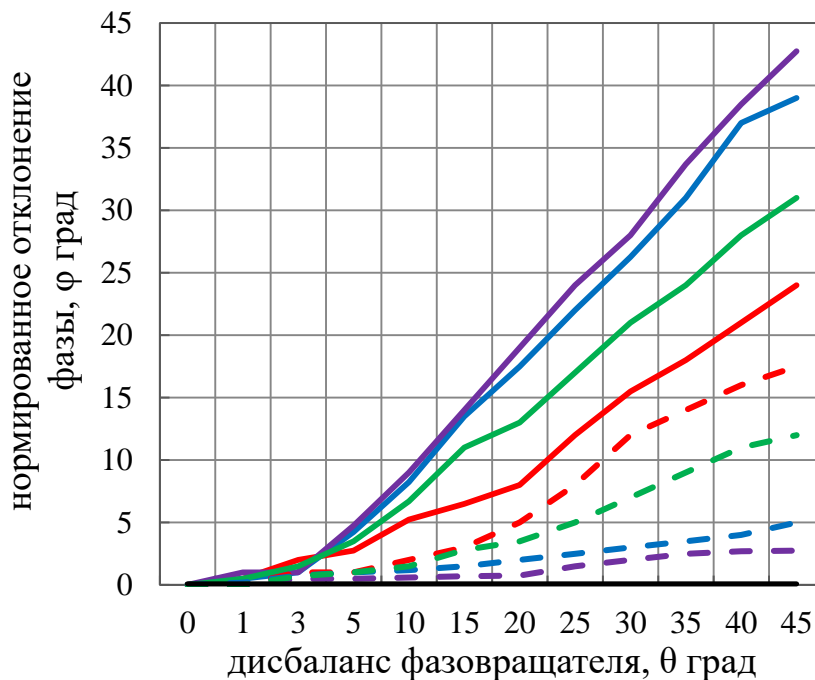


Рисунок 3.12 – Зависимость нормированной фазы фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от дисбаланса фазы при осуществлении фазового сдвига $\pi/2$ в тракте несущей частоты

Зависимость нормированной амплитуды и фазы фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции $K_{бм}$ при различных значениях уровня модулирующего напряжения представлены в таблице 3.2. Значения для фазомодулированной составляющей $u_q(t)$ идентичны.

Таблица 3.2– Зависимость нормированной амплитуды фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции

Дисбаланс фазовращателя, θ град	Индекс фазовой модуляции	Нормированная амплитуда	Нормированная фаза	Применение синтеза компенсационных сигналов		Снижение ПАМ, %	Снижение ПФМ, %
				Нормированная амплитуда	Нормированная фаза		
$K_{бм1}=K_{бм2}=1$ $K_{бм1}=K_{бм2}=0,9$ $K_{бм1}=K_{бм2}=0,8$ $K_{бм1}=K_{бм2}=0,7$	$\pi/4$	1	0	-	-	-	-
	$\pi/6$	1	0	-	-	-	-
	$\pi/8$	1	0	-	-	-	-
	$\pi/10$	1	0	-	-	-	-
$K_{бм1}=0,9$	$\pi/4$	0,73	4	0,86	3,5	17,8	12,5
	$\pi/6$	0,73	3	0,866	2,5	18,6	16,6
	$\pi/8$	0,73	2	0,849	1,5	16,3	25
	$\pi/10$	0,73	1	0,835	0,5	14,3	50
$K_{бм1}=0,8$	$\pi/4$	0,433	8	0,562	7,5	29,7	6,25
	$\pi/6$	0,435	6	0,565	5,5	29,8	8,3
	$\pi/8$	0,47	4	0,6	3,6	27,6	10
	$\pi/10$	0,43	2	0,545	1,5	26,7	25
$K_{бм1}=0,7$	$\pi/4$	0,113	15	0,24	14	11,2	6,6
	$\pi/6$	0,115	11	0,28	10	14,3	9
	$\pi/8$	0,13	7	0,3	6	13	14
	$\pi/10$	0,11	4	0,245	3,5	12,2	12,5
$K_{бм2}=0,9$	$\pi/4$	0,85	-4	0,935	-3,5	10	12,5
	$\pi/6$	0,875	-3	0,94	-2,5	7,4	16,6
	$\pi/8$	0,87	-1	0,94	-0,5	8	50
	$\pi/10$	0,86	-0,5	0,93	-0,5	8,1	-
$K_{бм2}=0,8$	$\pi/4$	0,75	-8	0,82	-7,5	9,3	6,25
	$\pi/6$	0,78	-6	0,84	-5,5	8,9	8,3
	$\pi/8$	0,756	-3	0,84	-2,5	11,1	16,6
	$\pi/10$	0,78	-2	0,85	-1,5	8,9	25
$K_{бм2}=0,7$	$\pi/4$	0,645	-11	0,735	-10	8,3	9
	$\pi/6$	0,72	-10	0,78	-9	13	10
	$\pi/8$	0,67	-5	0,76	-4	13	20
	$\pi/10$	0,69	-4	0,76	-3,5	10	12,5

На рисунке 3.13 представлена зависимость нормированной амплитуды U_n фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции $K_{\bar{\sigma}_m}$ от 1 до 0,7. Цветовые обозначения соответствуют обозначениям, приведенным на рисунке 3.11. Из анализа графика можно сделать вывод, что изменения $K_{\bar{\sigma}_{m1}}$ – балансного модулятора, осуществляющего умножение косинусных составляющих, в большей степени влияют на уровень ПАМ, чем изменения $K_{\bar{\sigma}_{m2}}$ – балансного модулятора, осуществляющего умножение синусных составляющих. При коэффициенте балансной модуляции $K_{\bar{\sigma}_m}=1$, а также при $K_{\bar{\sigma}_{m1}}=K_{\bar{\sigma}_{m2}}$ возникновения ПАМ не происходит.

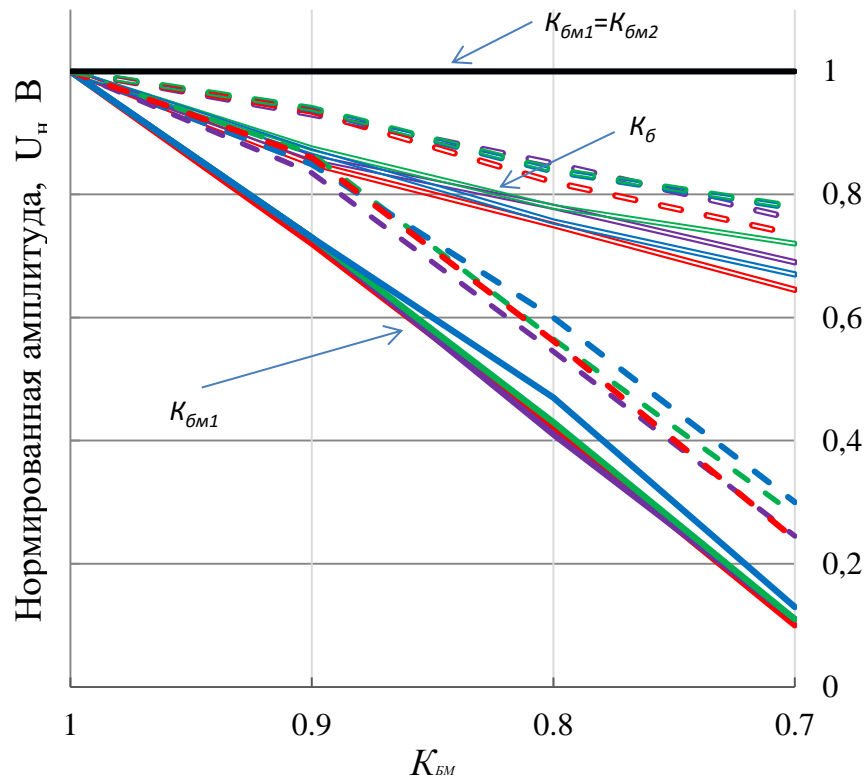


Рисунок 3.13 – Зависимость нормированной амплитуды фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции

На рисунке 3.14 представлена зависимость нормированной фазы φ_n фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции $K_{\bar{\sigma}_m}$ от 1 до 0,7. Из анализа графика можно сделать вывод, что изменения

$K_{\delta m1}$ приводят к набегу фазы, изменения $K_{\delta m2}$ – к запаздыванию фазы выходного сигнала, а при $K_{\delta m1}=K_{\delta m2}$ возникновения ПФМ не происходит.

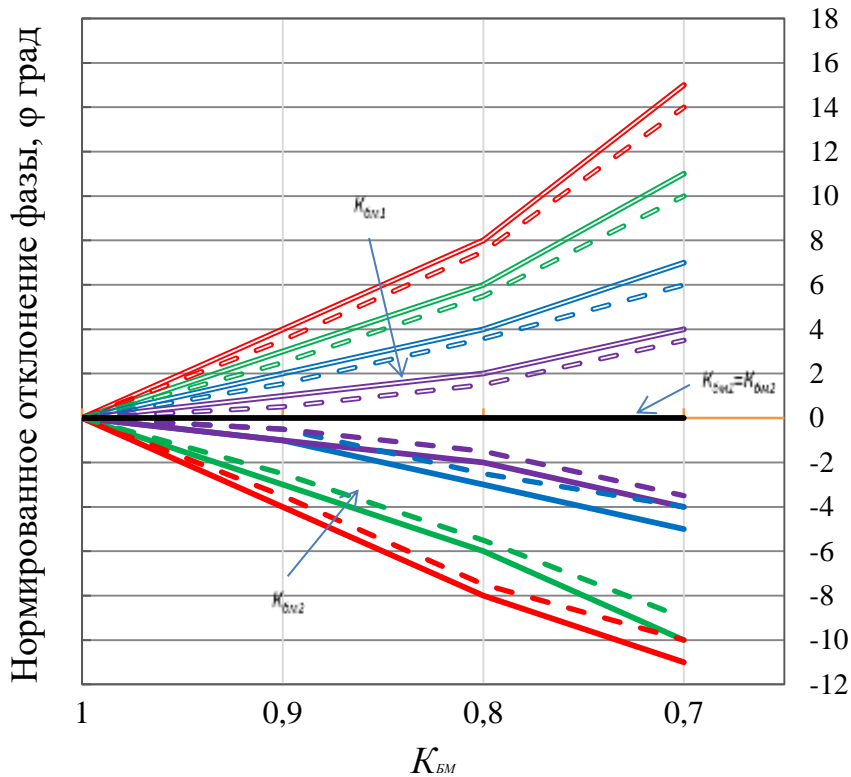


Рисунок 3.14 – Зависимость нормированной фазы фазомодулированной составляющей $u_i(t)$ от изменения коэффициента балансной модуляции

3.2. Исследование влияния нелинейности усилителей и дисбаланса трактов усиления на выходной сигнал

При моделировании сложных СВЧ-устройств или системном проектировании, как правило, используются функциональные (поведенческие) модели [28]. В зарубежной и отечественной литературе выделяют модель без «эффекта памяти» и модели с «эффектом памяти» [7,78,102]. Как следует из названия, модель без «эффекта памяти» предполагает, что на усилитель мощности не оказывают влияния прошлые события и, следовательно, текущий выходной

сигнал является функцией только текущего входного сигнала. Можно выделить электрический «эффект памяти», вызванный инерционностью элементов схемы, таких как индуктивность, ёмкость и другие частотнозависимые импедансы, а также тепловой «эффект памяти», возникающий при прогревании усилителя в результате прохождения мощных сигналов, что изменяет электрические характеристики транзистора. В связи с тем, что нагрев происходит постепенно – предыдущие значения сигнала воздействуют на текущие (наблюдается аналогия с частотно-зависимыми цепями). В литературе указывается, что электрический эффект памяти стоит учитывать лишь при полосе сигнала более 5 МГц, а тепловой при полосе менее 500 кГц [78], в то же время модели без «эффекта памяти» могут использоваться для моделирования усилителей узкополосных сигналов, т. е. сигналов, несущая частота которых во много раз больше полосы информационного сигнала [28].

Поскольку в стандартах цифровой радиосвязи сетей связи специального назначения применяются узкополосные сигналы и, в отличие от сетей мобильной связи, длительность передаваемых сообщений во много раз меньше времени ожидания приема сообщения, что снижает вероятность изменения электрических характеристик усилителя, можно воспользоваться моделью без «эффекта памяти». Сигнал на выходе нелинейного усилителя тогда может быть записан как:

$$S(t) = f[A(t)]\cos(\omega t + \varphi(t) + g[A(t)]), \quad (3.28)$$

где $f[A(t)]$ – изменение коэффициента усиления (AM/AM), а $g[A(t)]$ – амплитудно-фазовая конверсия (AM/PM).

Таким образом, постоянное значение амплитуды сигналов $u_i(t)$ и $u_q(t)$ позволяет осуществить их линейное усиление в нелинейных усилителях мощности:

$$u'_i(t) = f[A]\cos[\omega t + i(t) + g[A]], \quad (3.29)$$

$$u'_q(t) = -f[A]\sin[\omega t + q(t) + g[A]]. \quad (3.30)$$

Результирующий сигнал $u_{\text{вых}}(t)$ после сложения усиленных сигналов фазовой модуляции $u'_i(t)$ и $u'_q(t)$:

$$u_{\text{out}}(t) = f[A]\cos[\omega t + i(t) + g[A]] - f[A]\sin[\omega t + q(t) + g[A]]. \quad (3.31)$$

Обозначим $\Delta i(t) = i(t) + g[A]$ и $\Delta q(t) = q(t) + g[A]$.

Тогда:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= f[A]\cos[\omega t + \Delta i(t)] + f[A]\cos[\omega t + (\Delta q(t) + \pi / 2)] = \\ &= 2f[A]\cos\left(\frac{(\Delta q(t) + \pi / 2) - \Delta i(t)}{2}\right)\cos\left(\omega t + \left\{\frac{\Delta i(t) + (\Delta q(t) + \pi / 2)}{2}\right\}\right). \end{aligned} \quad (3.32)$$

Дефазирование усилителя мощности, в отличие от других способов линеаризации, обеспечивает линейное усиление с помощью пары согласованных нелинейных усилителей мощности, поэтому условие согласования оказывается особенно важным. Среди факторов, способствующих ухудшению линейности системы с дефазированием, основным является несоответствие между двумя радиочастотными трактами усиления. Как правило, требования для большинства практических реализаций составляют приблизительно $0,1-0,5$ дБ при согласовании усиления и $0,4-2^\circ$ при согласовании фаз. Кроме того, характеристики усилителей мощности изменяются в следствие теплового дрейфа или старения компонентов, следовательно, условие согласования должно выполняться независимо от условий окружающей среды. Этого практически невозможно достичь в большинстве практических ситуаций, что стало основной причиной, мешающей широкому распространению способов дефазирования.

Из выражения (1.33) следует, что отклонения квадратурного сигнала смещения $e(t)$ между трактами усиления ведет к ухудшению параметров линейности. В отличие от известных ранее способов дефазирования в предложенных способах линейного усиления сигналов в нелинейных усилителях мощности отсутствует выраженная взаимосвязь между двумя радиочастотными трактами усиления. Параметры сформированных ФМ сигналов определяются только значением квадратурного для $u_q(t)$ или синфазного для $u_i(t)$ входного сигнала. Тем не менее существует остаточное влияние несоответствия трактов усиления на форму выходного сигнального созвездия, а именно диспропорция отношения квадратурных составляющих между собой.

Если коэффициент усиления и фазовый сдвиг в трактах усилителей мощности равны G и ψ , а коэффициент усиления и фазовый дисбаланс одного

усилителя относительно другого $\Delta G/G \ll 1$ и $\psi \ll 1$ соответственно, то выходной сигнал:

$$u_{\text{вых}}(t) = \text{Re} \left\{ \left[GAe^{j[\omega t + \Delta i(t) + \psi]} + jG \left(1 + \frac{\Delta G}{G} \right) Ae^{j[\omega t + \Delta q(t) + \psi + \Delta \psi]} \right] e^{j\omega t} \right\} \quad (3.33)$$

Из выражения (3.33) следует, что демодулированные квадратурные составляющие будут отличаться друг от друга на величину $\Delta G/G$ и ψ , что в свою очередь влияет на форму выходного сигнального созвездия.

Применение дефазирования позволяет использовать нелинейные усилители, что ведёт к более высокой эффективности. Тем не менее существует определенное ограничение, накладываемое на конечную эффективность, связанное с эффективностью суммирования мощности на выходах усилителей. Сумматор мощности без потерь, используемый на выходе усилителя, вызывает значительное взаимодействие между его входами, что приводит к искажениям и снижению эффективности. В качестве альтернативы можно использовать сумматоры мощности, которые обеспечивают изоляцию между входными портами; в таких системах может сохраняться линейность усилителя, но сумматоры работают с потерями мощности.

3.2.1. Применение квадратурной обратной связи для устранения ошибок, вносимых в результате нелинейного усиления и несоответствия трактов усиления

Рассмотрим применение квадратурной обратной связи для устранения ошибок, вносимых в результате нелинейного усиления и несоответствия трактов усиления, согласно структурной схеме, представленной на рисунке 3.15.

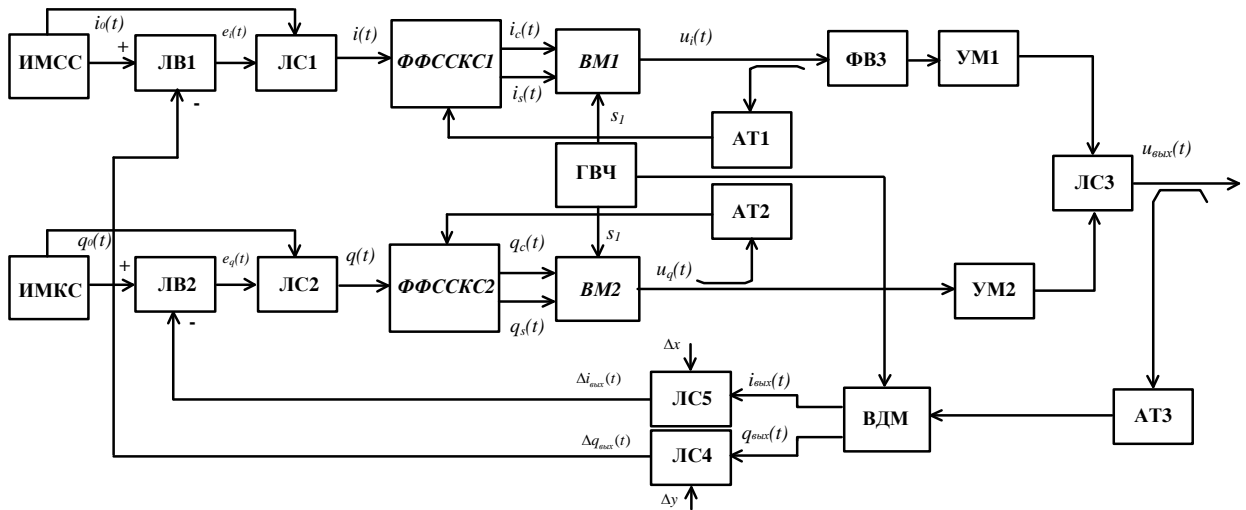


Рисунок 3.15 – Структурная схема формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи

Сформированный выходной сигнал поступает в направленный ответвитель сигнала, где происходит отвод части мощности выходного сигнала, аттенюатор (АТ3) понижает её до значения, обеспечивающего нормальный режим работы векторного демодулятора (ВДМ), который осуществляет выделение квадратурных составляющих.

Обозначим исходную синфазную компоненту входного сигнала $i_0(t)$, выходной сигнал с учетом задержки в тракте обратной связи $-i_{\text{бвх}}(t-\tau)$, коэффициент усиления усилителей G_i и G_q , а преобразование выходного сигнала в тракте обратной связи с понижением частоты можно рассматривать как линейное затухание с коэффициентом передачи $-1/\beta$ [105].

Формируемые синфазная и квадратурная составляющие сигнала обратной связи с учетом (2.44) и (2.45) примут вид:

$$i_{\text{бвх}} \approx \frac{G_i \{ \Delta I_{\text{бвх}}(t-\tau) \}}{1 + G_i \beta}, \quad (3.34)$$

$$q_{\text{бвх}} \approx \frac{G_q \{ \Delta Q_{\text{бвх}}(t-\tau) \}}{1 + G_q \beta}, \quad (3.35)$$

а в согласно (2.46) и (2.47):

$$\Delta i_{\text{ввх}}(t) = i_{\text{ввх}}(t) + \Delta x, \quad (3.36)$$

$$\Delta q_{\text{ввх}}(t) = q_{\text{ввх}}(t) + \Delta y. \quad (3.37)$$

В результате сравнения текущих значений входных квадратурных сигналов и квадратурных сигналов обратной связи в ЛВ1 и ЛВ2 формируются сигналы ошибки $e_q(t)$ и $e_i(t)$, которые необходимо добавить к исходным сигналам с помощью ЛС1 и ЛС2 для получения предсказанных символьных последовательностей:

$$e_i(t) = i_0(t) - \Delta i_{\text{ввх}}(t) \quad (3.38)$$

$$e_q(t) = q_0(t) - \Delta q_{\text{ввх}}(t) \quad (3.39)$$

$$q(t) = q_0(t) + e_q(t) \quad (3.40)$$

$$i(t) = i_0(t) + e_i(t). \quad (3.41)$$

3.2.2. Анализ точности реализации квадратурной обратной связи

Для проверки точности осуществления квадратурной обратной связи сформируем проверочный сигнал, используя функцию арктангенса в соответствии со схемой, представленной на рисунке 3.16.

Входные проверочные сигналы определяются как:

$$\zeta_0(t) = \text{arctg} \left\{ \frac{q(t)}{i(t)} \right\} = \text{arctg} \left\{ \frac{A(t) \sin \varphi(t)}{A(t) \cos \varphi(t)} \right\} = \text{arctg} \{ \text{tg} [\varphi(t)] \}, \quad (3.42)$$

выходные проверочные сигналы определяются как:

$$\zeta_{\text{ввх}}(t) = \text{arctg} \left\{ \frac{q_{\text{ввх}}(t) + \Delta y}{i_{\text{ввх}}(t) + \Delta x} \right\} = \text{arctg} \left\{ \frac{A(t)_{\text{ввх}} \sin \varphi_{\text{ввх}}(t)}{A(t)_{\text{ввх}} \cos \varphi_{\text{ввх}}(t)} \right\} = \text{arctg} \{ \text{tg} [\varphi_{\text{ввх}}(t)] \}. \quad (3.42)$$

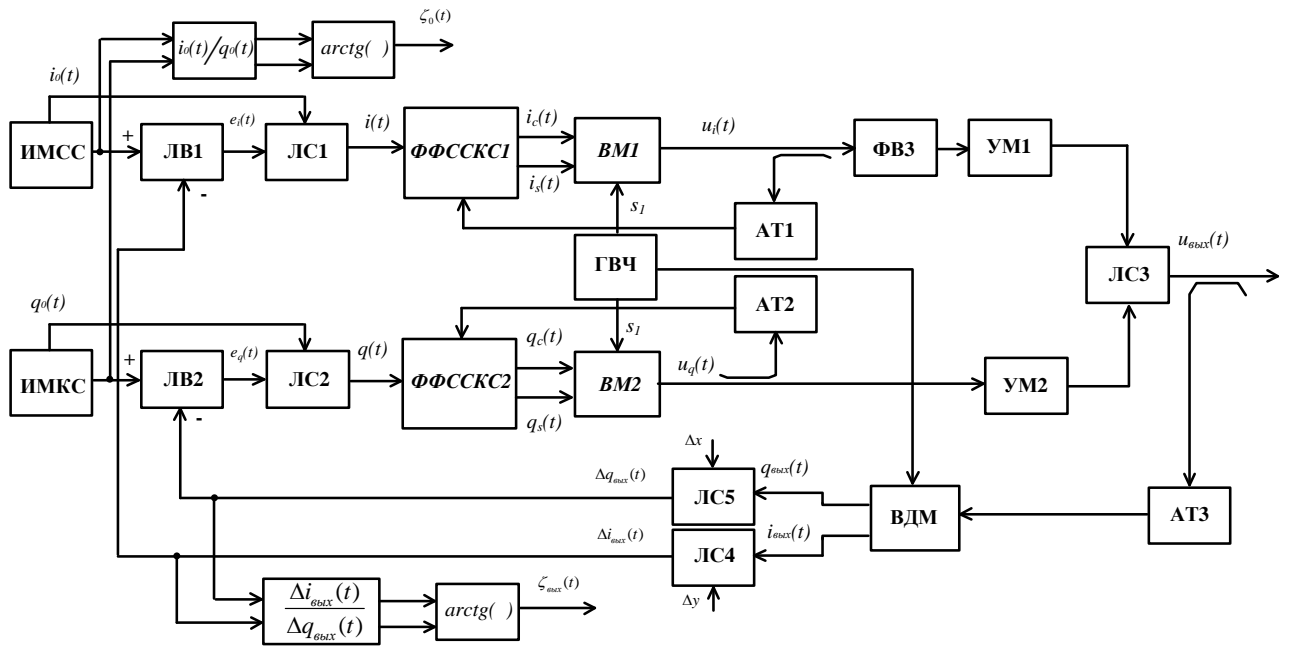


Рисунок 3.16 – Схема проверки точности осуществления квадратурной обратной связи с использованием функции арктангенса

Проанализируем точность осуществления квадратурной обратной связи модулирующего сигнала с частотой следования символов 16 кБит/с, сформированного с помощью фильтра с амплитудно-частотной характеристикой типа «приподнятого косинуса», представленной ранее в выражении (1.14). На рисунке 3.17 (а) красным цветом обозначены синфазный $i_0(t)$ и квадратурный $q_0(t)$ входные сигналы, синим цветом обозначены синфазный $i_{\text{вблх}}(t)$ и квадратурный $q_{\text{вблх}}(t)$ сигналы обратной связи, на рисунке 3.17 (б) представлены сигналы обратной связи $\Delta i_{\text{вблх}}(t)$ и $\Delta q_{\text{вблх}}(t)$, сформированные после смещения квадратурных составляющих к нулю, на рисунке 3.17 (в) представлены синфазный $e_i(t)$ и квадратурный $e_q(t)$ сигналы ошибки. На рисунке 3.17 (г) красным цветом обозначен входной проверочный сигнал $\zeta_0(t)$, синим цветом проверочный сигнал $\zeta(t)$.

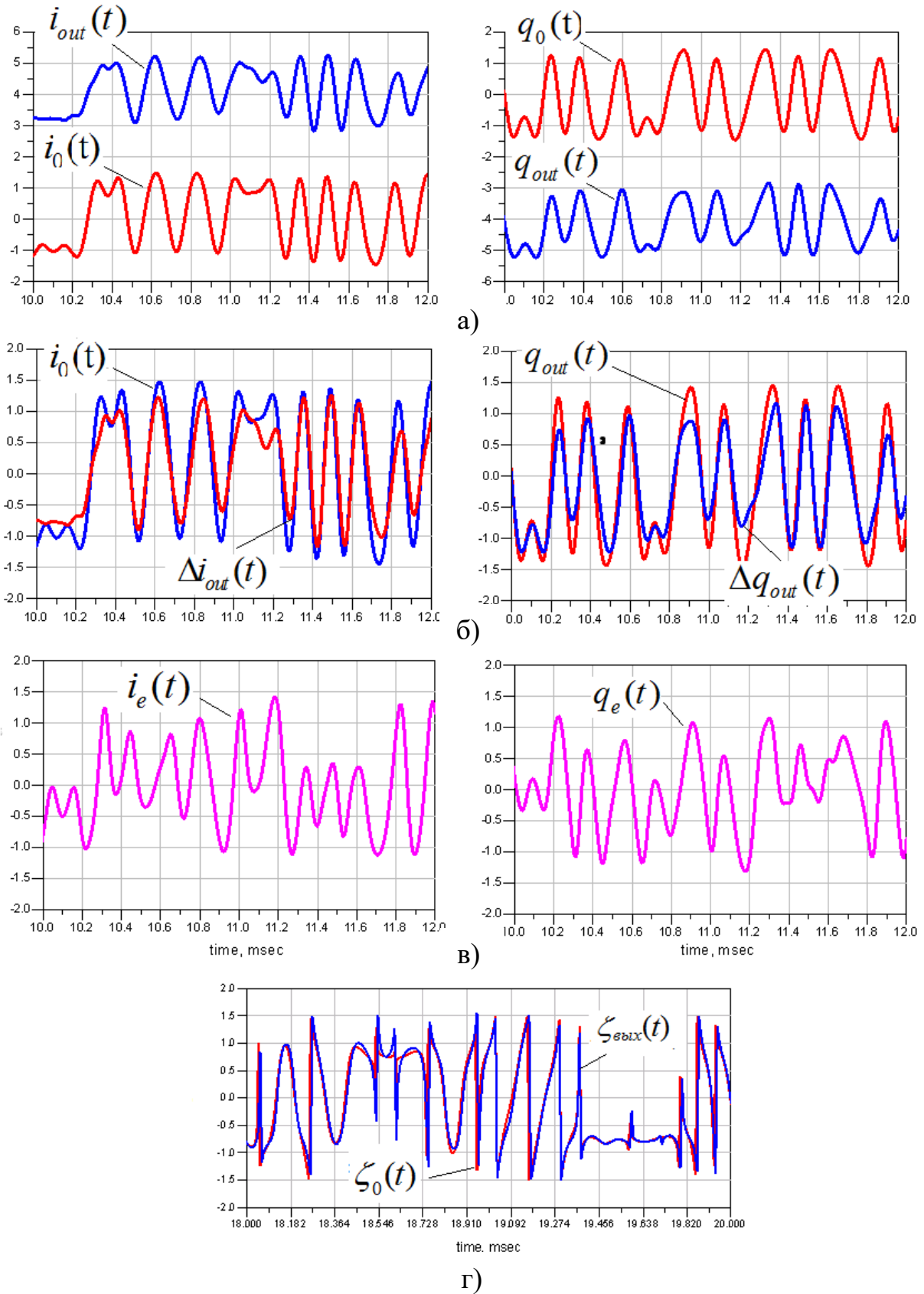


Рисунок 3.17 – Временные диаграммы: а) входные сигналы и сигналы обратной связи; б) входные сигналы и сигналы обратной связи после смещения квадратурных составляющих; в) сигналы ошибки; г) проверочные сигналы

Выводы по главе 3

1. Осуществлён анализ параметрической чувствительности формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и анализ влияния фазового дисбаланса на формирование выходного сигнала.

2. Предложен метод компенсации амплитудно-фазовой неустойчивости в квадратурном формирователе радиосигналов и проведена оценка его эффективности.

3. Увеличением индекса фазовой модуляции снижается влияние фазового дисбаланса на фазу выходного сигнала, но ведет к росту ПАМ в ФМ составляющих сигнала, а также ведет к снижению эффективности применения компенсации амплитудно-фазовой неустойчивости в квадратурном формирователе радиосигналов.

4. Исследовано применение квадратурной обратной связи для устранения ошибок, вносимых в результате нелинейного усиления и несоответствия трактов усиления.

Глава 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ УЗКОПОЛОСНЫХ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО УСИЛЕНИЯ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

В предыдущих главах были рассмотрены методы формирования ФМ сигналов с постоянной огибающей для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности. Для подтверждения достоверности разработанных алгоритмов компенсации амплитудно-фазовых искажений с использованием ФФС проведём экспериментальное исследование и осуществим реализацию на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), а также рассмотрим применение предложенных методов для осуществления нелинейного усиления спектрально-эффективных сигналов, циркулирующих в сетях радиосвязи специального назначения.

4.1. Техническая реализация и экспериментальное исследование формирователя функциональных составляющих, при индексе модуляции

$$m_{\varphi}=\pi/4$$

ПЛИС – это цифровое логическое устройство, используемое для создания конфигурируемых цифровых электронных схем. Для программирования используется программатор и интегрированная среда разработки (например, Quartus для изделий компании Intel или Vivado для изделий компании Xilinx), позволяющие задать желаемую структуру цифрового устройства. Само программирование прошивки выполняется в виде принципиальной электрической

схемы или на специальных языках описания и верификации аппаратуры, таких как Verilog, SystemVerilog, VHDL, AHDL [4, 99].

Результаты спектрального анализа сигналов, синтезированных с применением ФФС, показал, что при значениях индекса фазовой модуляции более $\pi/4$, происходит значительное снижение спектральной эффективности выходного сигнала. Таким образом, исходя из данных, приведенных на рисунке 2.4, при аппроксимации ФФС можно ограничиться 3 членами разложения.

При решении задачи построения ФФС в виде рядов Тейлора, в соответствии с (2.1, 2.4), целесообразно использование формата представления чисел с плавающей точкой вместо формата с фиксированной точкой, обладающего такими недостатками, как ограничение диапазона представления и потеря точности при делении двух больших чисел [38]. В то же время проектирование алгоритмов и арифметических устройств для обработки операндов в формате с плавающей точкой при реализации операций сложения, умножения и деления осложняется необходимостью задействования большего объема вычислительных ресурсов, что соответственно повышает требование к аппаратной части [58].

Поэтому для реализации ФФС был выбран табличный способ построения отличающийся простотой реализации. 64-битные табличные значения косинуса и синуса были вычислены для 3 членов разложения с шагом квантования, обеспечивающим формирования 1024 значений для каждой из таблиц. Таким образом, ПЗУ ПЛИС задействуется 262144 ячейки памяти, где хранятся 64-битные значения выходного синусного и косинусного сигнала при значении входного аналогового сигнала от 0 В до 1 В и 1024 уровнях квантования.

На рисунке 4.1 изображена условная схема ФФС с учетом сигналов обратной связи, реализуемая на ПЛИС [47].

Алгоритм обработки сигналов реализован на языке описания аппаратуры – VHDL. В приложении А представлен листинг реализации алгоритма компенсации амплитудно-фазовых искажений с использованием ФФС на базе ПЛИС. Синтезированный проект верифицирован в среде имитационного

моделирования работы ПЛИС ModelSim - Intel FPGA Starter Edition. Для этого были сформированы входные тестовые сигналы и сигналы обратной связи.

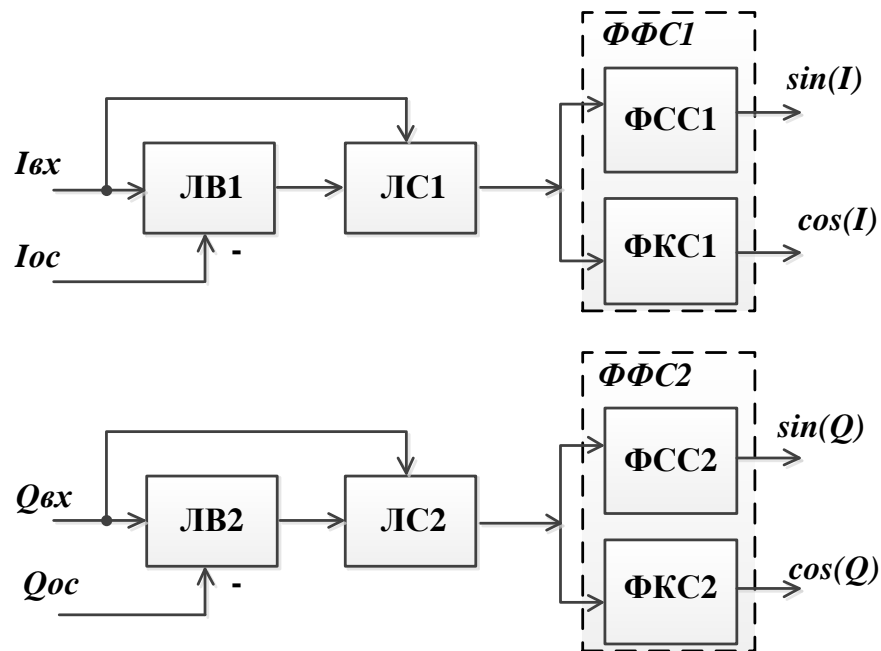


Рисунок 4.1 – Структурная схема ФФС с учетом сигналов обратной связи, реализуемая на ПЛИС

На рисунке 4.2 (а) представлены входные тестовые сигналы синфазной составляющей (I_{ex}), тестовые сигналы обратной связи синфазной составляющей (I_{oc}) и выходные функциональные составляющие сигнала ($\sin(I)$, $\cos(I)$), при этом тестовые сигналы обратной связи смещены по фазе относительно входных тестовых сигналов на 10 тактов, на рисунке 4.2 (б) на 100 тактов и рис. 4.2 (в) на 500 тактов соответственно. На рисунке 4.2 (г) представлены сигналы при соотношении амплитуд входного сигнала и сигнала обратной связи 1:1/2.

Для программирования реализованного алгоритма использована среда САПР Intel Quartus Prime Version 18.1.1 Standard Edition, которая позволяет загружать скомпилированную прошивку в микросхему посредством программатора – USB-Blaster и вести внутрисхемную отладку проекта.

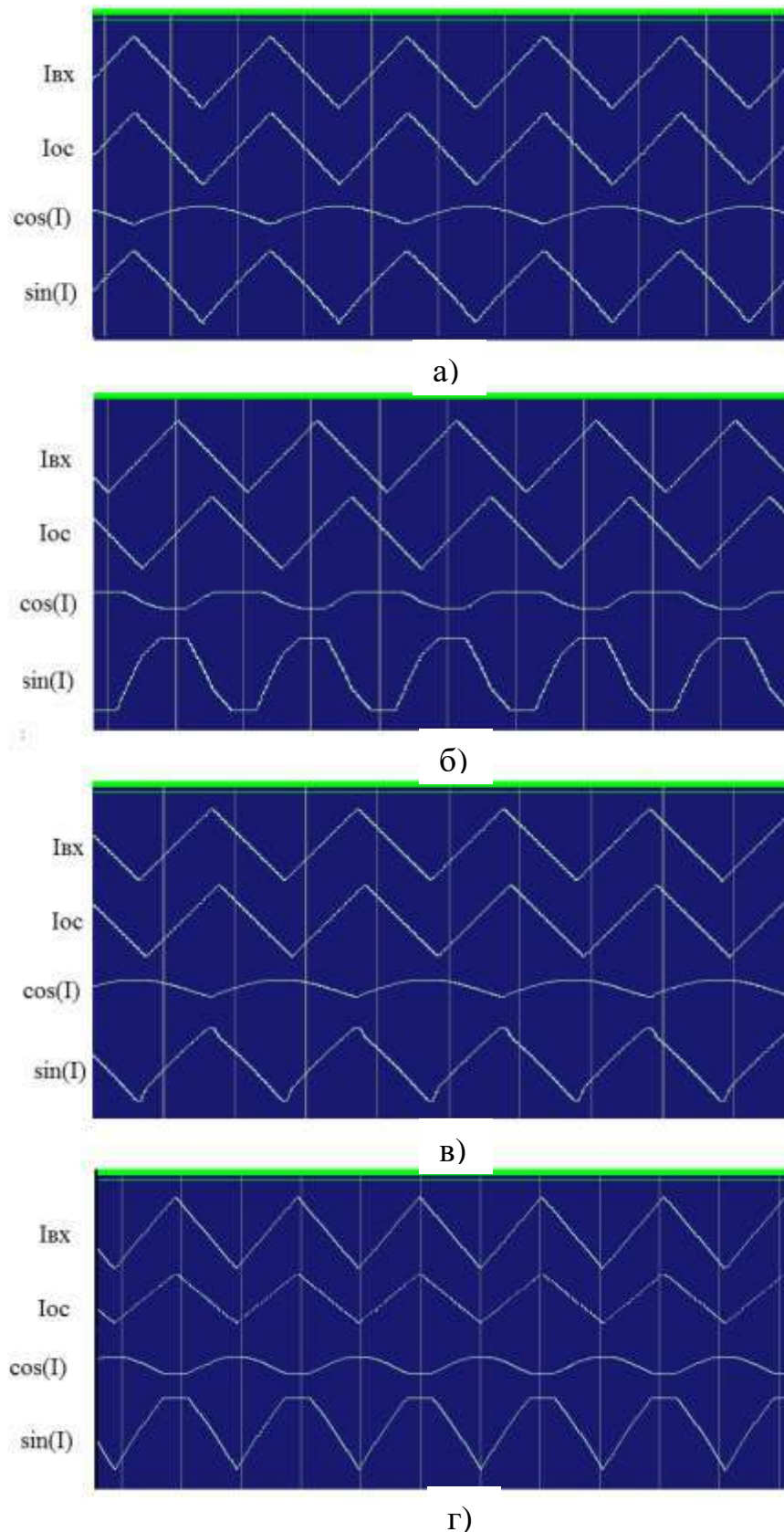


Рисунок 4.2 – Тестовые сигналы синфазной составляющей: а) смещение по фазе на 10 тактов; б) на 100 тактов; в) на 500 тактов; г) соотношение амплитуд входного сигнала и сигнала обратной связи 1:1/2.

Для подтверждения правильности функционирования данного проекта создан проверочный стенд (рис. 4.3), в котором использована отладочная плата *Gateway 1x40_4x10G* и ПЛИС *Arria VGZ AGZME3E2H29C3*.



Рисунок 4.3 – Проверочный стенд алгоритма работы ПЛИС

В приложении Б приведена структурная схема резисторно-транзисторной логики и реализация на логических элементах.

На рисунке 4.4 представлен входной тестовый сигнал синфазной составляющей, сигнал обратной связи и выходные сигналы ПЛИС при скорости входного потока *1611,3 Мбит/с*.

При реализации проекта были задействованы следующие ресурсы ПЛИС:

- адаптивные логические модули: 136;
- комбинации ALUTs: 228;
- специализированные логические регистры: 68;
- биты блочной памяти: 262144;
- блоки памяти M20K: 14.

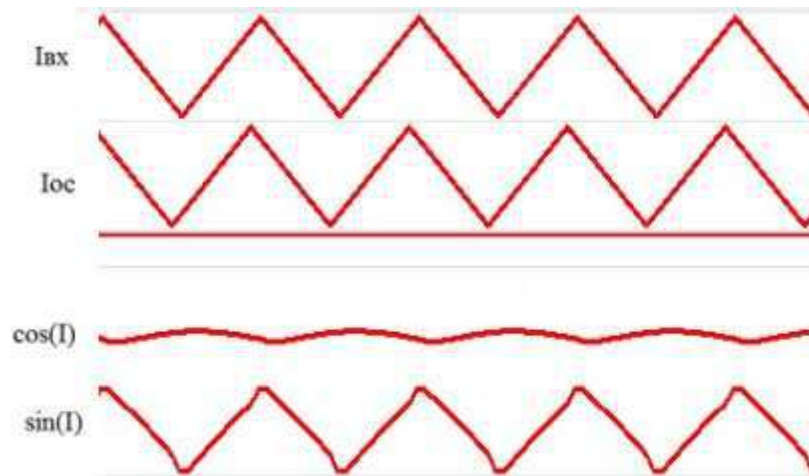


Рисунок 4.4 – Сигналы синфазной составляющей на входе и выходе ПЛИС

Исходя из анализа задействованного ресурса для реализации данного проекта могут быть использованы менее технологичные и дорогостоящие ПЛИС, основанные на применении программируемых коммутируемых матричных блоков (ПКМБ). ПКМБ представляет собой ПЛИС, состоящий из нескольких макроячеек, расположенных на одном кристалле и объединенных коммутационной матрицей [122]. К этому классу относятся ПЛИС семейства *MAX II* производства компании *ALTERA (Intel)*, представленная на рисунке 4.5.



Рисунок 4.5 – ПЛИС *MAX II ALTERA (Intel)*

MAX II является энергонезависимой и поддерживает режим внутрисхемного программирования с помощью интерфейса JTAG. При сравнении с устройствами предыдущих поколений – потребление энергии ПЛИС семейства *MAX II* было снижено в 10 раз, а архитектура включает массив программируемой логики, пользовательскую Flash-память, встроенный линейный регулятор напряжения и RC-генератор, что позволяет снизить общую стоимость разрабатываемой системы.

Таблица 4.1 – Характеристики ПЛИС семейства *MAX II*

MAX II (напряжения питания ядра 3.3 В, 2.5 В, 1.8 В)				
Параметры	ЕРМ1270	ЕРМ2210	ЕРМ1270	ЕРМ2210
Кол-во логических элементов	240	570	1270	2210
Кол-во эквивалентных макроячеек	192	440	980	1700
Объем Flash-памяти пользователя (кбит)	8			
Максимальная задержка распространения сигнала от входа до выхода (нс)	4.7 (MAX II/G) 7.5 (MAX II Z)	5.4 (MAX II/G) 9.0 (MAX II Z)	6.2	7
Поддерживаемые уровни напряжения ввода-вывода (В)	1.5, 1.8, 2.5, 3.3	1.5, 1.8, 2.5, 3.3	1.5, 1.8, 2.5, 3.3, 5.0	1.5, 1.8, 2.5, 3.3, 5.0
Кол-во банков ввода-вывода	2	2	4	4
Кол-во цепей разрешения выходов (OE)	80	160	212	272
Поддержка стандартов ввода-вывода LVTTTL/LVCMOS	Есть			
Поддержка стандарта ввода-вывода PCI 32-бит, 66-МГц	Нет	Нет	Есть	Есть

4.2. Оценка и выбор элементной базы для осуществления моделирования формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и их применения для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности

В цифровых стандартах радиосвязи *APCO 25* и *TETRA* применяются во многом похожие сигналы (*CQPSK* и $\pi/4$ -*DQPSK*), отличающиеся скоростью передачи информационного потока данных ($9,6$ кБит/с и $28,8$ кБит/с) и соответственно шириной полосы частот ($6,25$ МГц и 25 МГц), поэтому рассмотрим вид модуляции – $\pi/4$ -*DQPSK* на частоте несущей 450 МГц. Входное и выходное сопротивление элементов – 50 Ом. Температура – 25°C . Моделирование в САПР «Advanced Design System» [29,62] проведено с максимальными отклонениями параметров, согласно техническим характеристикам выбранных элементов.

Условная схема моделирования влияния нелинейности усилителя сигнала приведена на рисунке 4.6 Источник потока данных (ИПД) формирует сигнал БВН с длительностью бита $T_b = 3,472$ мкс, что соответствует скорости передачи $28,8$ кБит/с или четыре информационных канала по $7,2$ кБит/с на одной физической частоте 25 кГц. Последовательно-параллельный преобразователь (ППП) формирует символы, которые будут иметь вдвое большую продолжительность $T_s = 2T_b$, после чего относительный фазовый кодер (ОФК) осуществляет дифференциальное фазовое кодирование и символы передаются в виде изменений фазы. Преобразованные символьные последовательности поступают на фильтры с амплитудно-частотной характеристикой типа «приподнятого косинуса» с коэффициентом скругления $\alpha = 0.35$ и частотой среза $1/2T_s$. В результате на выходе фильтров получаем синфазную $i(t)$ и квадратурную $q(t)$ составляющие сигнала, которые поступают на вход квадратурного модулятора [27]. Данные операции реализует микропроцессор *CMX980* компании *CML Microcircuits*.

Краткие характеристики *CMX980*:

- Напряжение питания, В: $-0,3 - 7$;
- Допустимое рассеивание мощности при $T_{окр.} = 25^\circ\text{C}$, мВт: 2200 ;

- Количество каналов, 2;
- Тип модуляции, $\pi/4$ -DQPSK;
- Частота дискретизации КИХ-фильтра, Гц: 64;
- Частота обновления выхода ЦАП, Гц: 64;
- Фазовая ошибка между I и Q, град: 0,5;
- Амплитудная ошибка между I и Q, дБ: 0,25;
- Мощность в соседнем канале при отстройке частоты 25 кГц, дБ: -70.

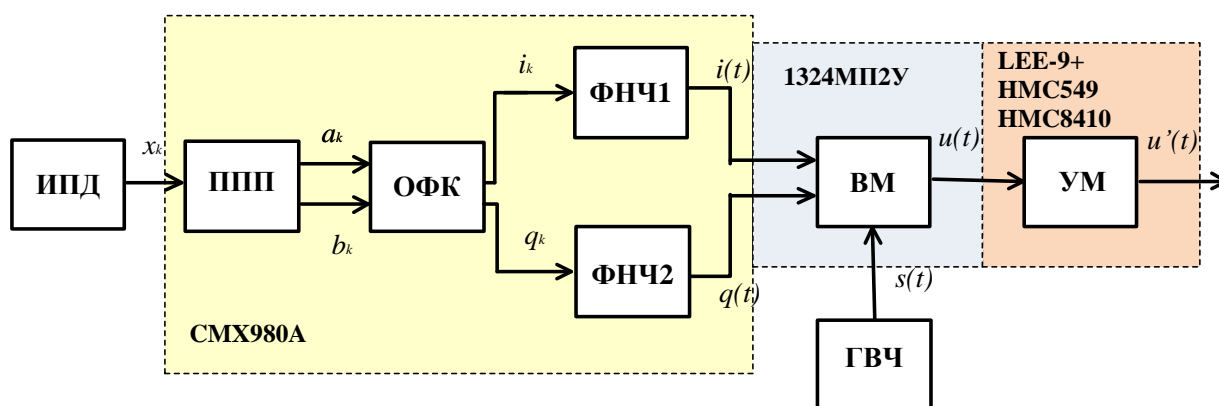


Рисунок 4.6 – Схема моделирования нелинейного усилителя

Поскольку сети радиосвязи специального назначения работают в основном в ОВЧ и УВЧ диапазоне, то в качестве квадратурного модулятора была рассмотрена монолитная интегральная схема (МИС) с использованием кремниевого биполярного процесса $1324МП2У/У1/АТ$ от АО «НПП «Пульсар». Это широкополосный квадратурный модулятор, который позволяет осуществлять модуляцию дифференциального I/Q сигнала с подавлением нежелательной боковой полосы в диапазоне частот $0,07 - 2,6$ ГГц. Подавление боковой полосы обеспечивается встроенным полифазным фильтром. Для работы квадратурного модулятора требуется однополярное напряжение питания $+5$ В и постоянное напряжение смещения $+0,7$ В на I/Q входах. Согласование по входу гетеродина и выходу РЧ с линией осуществляется с волновым сопротивлением 50 Ом. По СВЧ-выводам и выводам питания предусмотрены цепи защиты от воздействия электростатического разряда.

Краткие характеристики МИС $1324МП2У/У1/АТ$:

- Диапазон рабочих частот, ГГц 0,07 – 2,6;
- Диапазон рабочих частот модулирующих сигналов, МГц 70;
- Входное напряжение, В 0,3 – 1,1;
- Входная мощность гетеродина, дБм -14 – 0;
- Выходная мощность, дБм -5 – -2,7;
- Фазовая ошибка, град 0,5 – 0,9;
- Амплитудная ошибка, дБ 0,1 – 0,2.

Выходной ВЧ сигнал поступает на усилитель мощности. В качестве усилительных элементов были рассмотрены усилитель *LEE-9+* компании *Mini-Circuits*, *HMC549* и *HMC8410* компании *Analog Devices*. Транзисторы изготовлены на арсенидгалиевой (GaAs) подложке по технологии с высокой подвижностью электронов (pHEMT) и обладают сверхмалым коэффициентом шума, широкой полосой рабочих частот, не требуют дополнительных согласующих цепей на всем диапазоне частот. Обладают низкой побочной индуктивностью и отлично отводят тепло. Имеет низкий потребляемый ток – благодаря этому применение данных усилителей идеально для устройств с ограниченным запасом энергии (носимые и мобильные системы), а также в случае, когда необходимо максимально снизить тепловыделение. Краткие характеристики усилителей приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Характеристики исследованных усилителей

Наименование	Диапазон рабочих частот, ГГц	Усиление, дБ	IP1, дБм	IP3, дБм	Коэффициент шума, дБ	Напряжение питания, В
HMC549	0,04-0,96	5	12.5	27	3.5	5
LEE-9+	0-2	8,5	14.1	27,6	5.1	4
HMC8410	0,01-3	18	20.5	33	1.4	5

Схема моделирования преобразования формы огибающей сигнала для линейного усиления в нелинейных усилителях мощности приведена на рисунке 4.7. Структурная схемы была представлена на рисунке 2.14. Модель экспериментальной установки использует элементную базу, приведенную ранее. Фазовращатель на $\pi/2$ и сумматор мощности могут быть реализованы квадратурным гибридным сумматором компании *Mini-Circuits*. Гибридный

сумматор представляет микрополосковую/полосковую конструкцию на МИС с применением технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики. Для диапазона УВЧ был рассмотрен *QCN-5D+*.

Краткие характеристики *QCN-5D+*:

- Диапазон рабочих частот, МГц 330 - 580;
- Вносимые потери, дБ 3.35;
- Изоляция, дБ 22;
- КСВ 1.2;
- Фазовый дисбаланс, 2.5 – 4 град;
- Амплитудная ошибка, дБ 0,2 – 0,5.

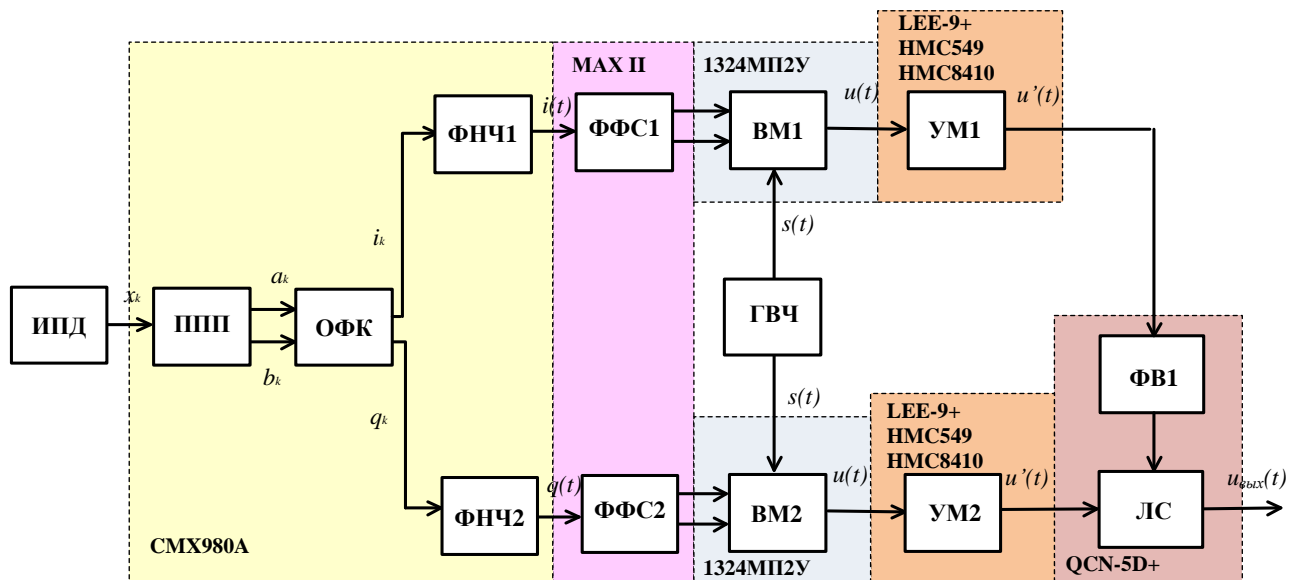


Рисунок 4.7 – Схема моделирования формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности

Как уже говорилось ранее, ФФС могут быть реализованы на ПЛИС семейства *MAX II* компании *ALTERA (Intel)*. Краткие характеристики *PM240T100C5N* в 100-выводном корпусе *TQFP*:

- Максимальная задержка между выводами, нс 4.7;
- Внешнее питание ядра, В 3.3, 2.5;
- Количество блоков логических массивов, 240;

- Количество макроячеек, 192;
- Количество входов/выходов, 80;
- Диапазон рабочей температуры перехода, °С 0-85;
- Ток в режиме ожидания, мкА 25;
- Максимальная тактовая частота для 16-битного счетчика, МГц 201.1;
- Поддержка горячей установки.

Схема моделирования формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи приведена на рисунке 4.8. Структурная схема была представлена на рис. 3.15.

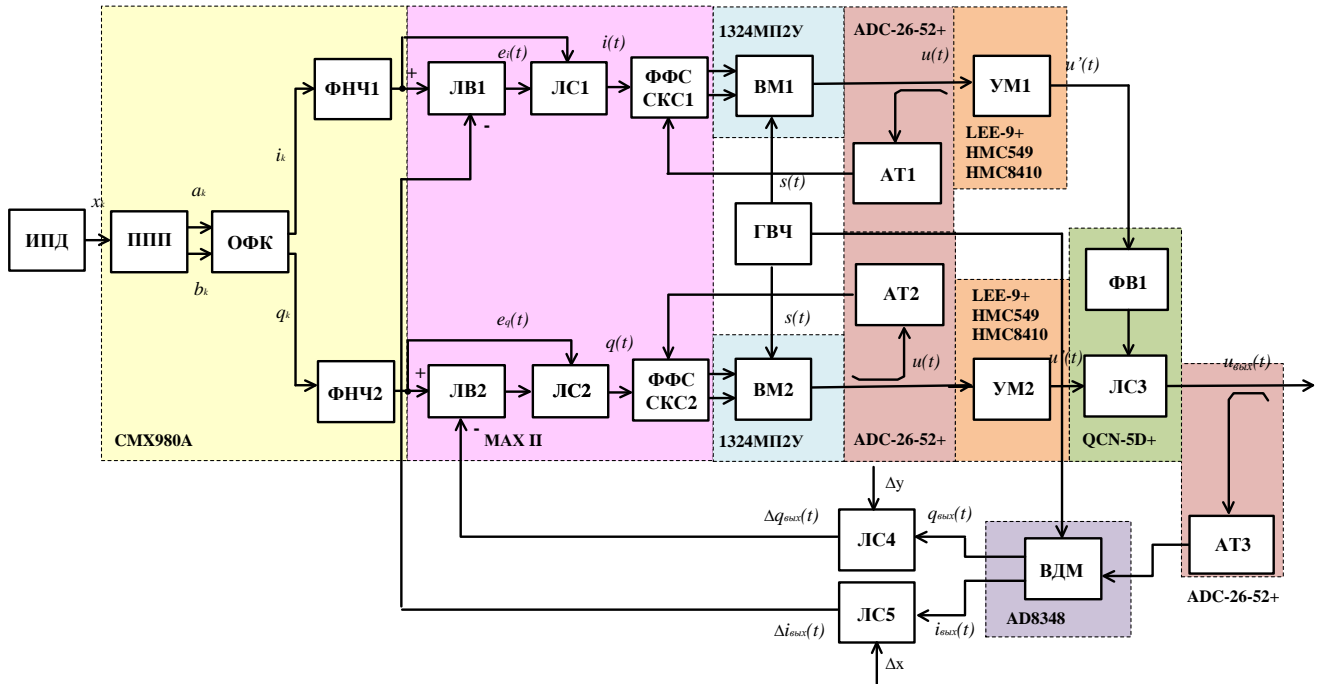


Рисунок 4.8 – Схема моделирования формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи

Модель экспериментальной установки использует элементную базу, приведенную ранее. В качестве направленного ответвителя и аттенюатора был рассмотрен элемент *ADC-26-52+* от *Mini-Circuits*.

Краткие характеристики *ADC-26-52+* :

- Диапазон рабочих частот, МГц 10 – 500;
- Ослабление дополнительного канала, дБ 26 ± 0.9 ;
- Ослабление основного канала, дБ 0.2-0.3;
- Направленность ответвителя, дБ 25-16;
- Входная мощность, Вт 2-5;
- Коэффициент стоячей волны 1.1.

В качестве квадратурного демодулятора была рассмотрена МИС *AD8348* от *Analog Devices*. Это широкополосный квадратурный демодулятор промежуточной частоты с интегрированными усилителями основной полосы частот и регулируемым усилителем несущей. Усилители основной полосы частот предназначены для непосредственного взаимодействия с двухканальными АЦП, такими как *AD9201*, *AD9283* и *AD9218*, для оцифровки и постобработки. Усилитель ПЧ обеспечивает регулировку усиления на 44 дБ. МИС обеспечивает линейную характеристику усиления и температурную компенсацию. При необходимости схема усиления может быть отключена.

Краткие характеристики МИС *AD8348*:

- Диапазон рабочих частот, ГГц 0,05 – 1;
- Диапазон частоты демодуляции, МГц 75;
- Регулировка усиления ПЧ, дБ 44;
- Входная мощность гетеродина, дБм -12 – 0;
- Выходная мощность, дБм -5 – -2,7;
- Фазовая ошибка, град 0,5;
- Амплитудная ошибка, дБ 0,25.

4.3. Анализ временных и спектральных параметров формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов и их применения для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности

Проведём анализ результатов моделирования влияния нелинейности усилителя [48,68] согласно условной схеме, приведенной на рисунке 4.6. На рисунке 4.9 (а) представлена комплексная огибающая $A_{ex}(t)$ сигнала $\pi/4$ -DQPSK и комплексные огибающие сигналов на выходе рассмотренных усилителей. На рисунке 4.9 (б) представлены амплитудные характеристики усилителей – зависимость огибающей амплитуды выходного сигнала от огибающей амплитуды входного сигнала.

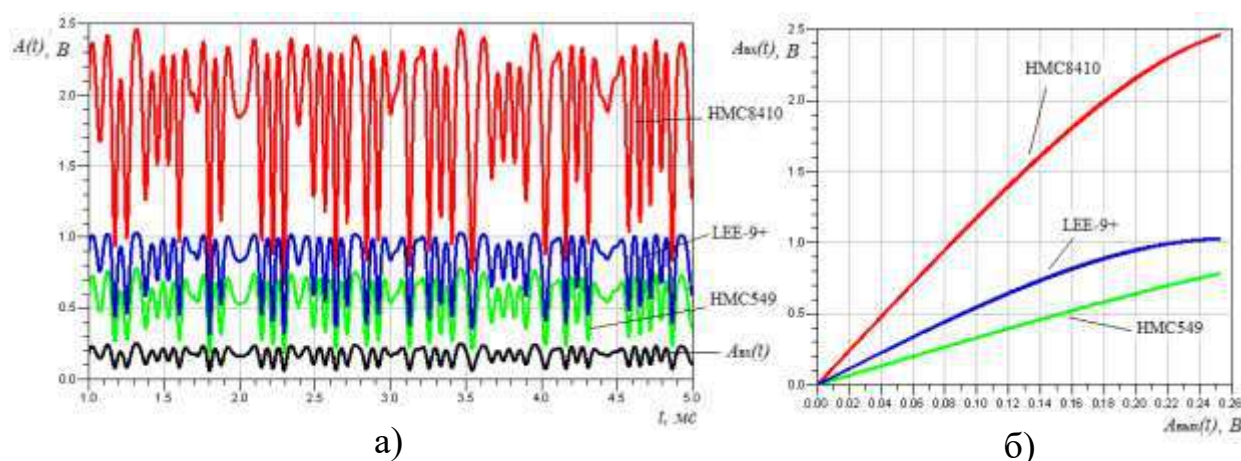


Рисунок 4.9 – Моделирование схемы (рис.4.6): а) комплексные огибающие сигналов; б) амплитудные характеристики усилителей

$PAPR$ позволяет оценить устойчивость сигнала к нелинейным искажениям. Для входного сигнала значение $PAPR$ составило – 3,19.

Значение $PAPR$ для сигналов на выходе усилителей: $LEE-9+$ – 1,69, $HMC549$ – 2,92, $HMC8410$ – 2,24. Большое значение $PAPR$ свидетельствует о большом количестве пиков амплитуды у входного сигнала, а снижение $PAPR$ на выходе усилителей о влиянии амплитудного ограничения.

Динамику огибающей сигнала позволяет оценить $CCDF$. Кривая $CCDF$ показывает вероятность того, что мгновенная мощность сигнала будет выше

средней мощности сигнала на определенное количество дБ. На оси x рисунка 4.10, 0 дБ соответствует уровню средней мощности сигнала, а ось y показывает вероятность превышения соответствующего уровня мощности. Можно видеть, что для $LEE-9+$ мгновенная мощность сигнала превышает среднюю мощность сигнала (0 дБ) в 60% случаев и является наибольшим значением.

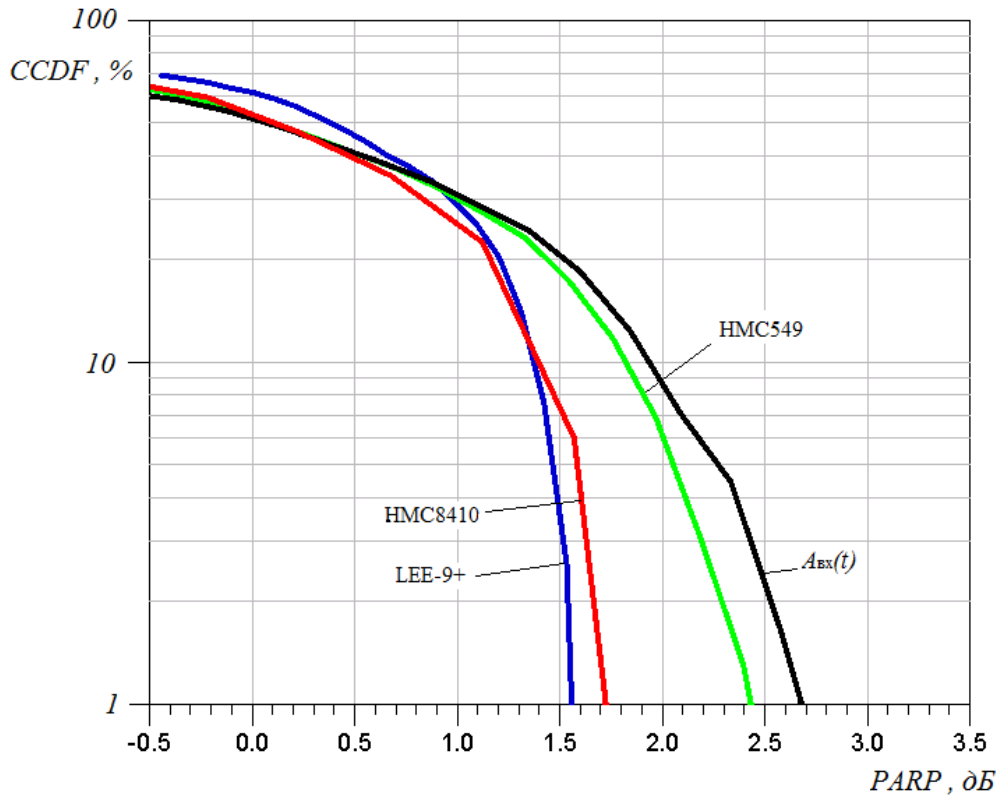


Рисунок 4.10 – $CCDF$ сигналов на выходе усилителей при моделировании схемы (рис.4.6)

Различие параметров нелинейности усилителей определяется коэффициентом усиления и значениями точек $IP1$, $IP3$. Таким образом, при заданных значениях входного сигнала наибольшей линейностью обладает HMC549. ограничение амплитуды выходного сигнала в свою очередь приводит к возникновению ИМИ. Спектры сигналов на выходе усилителя представлены на рисунке 4.11. Пунктирной линией обозначена спектральная маска сигналов стандарта *TETRA*.

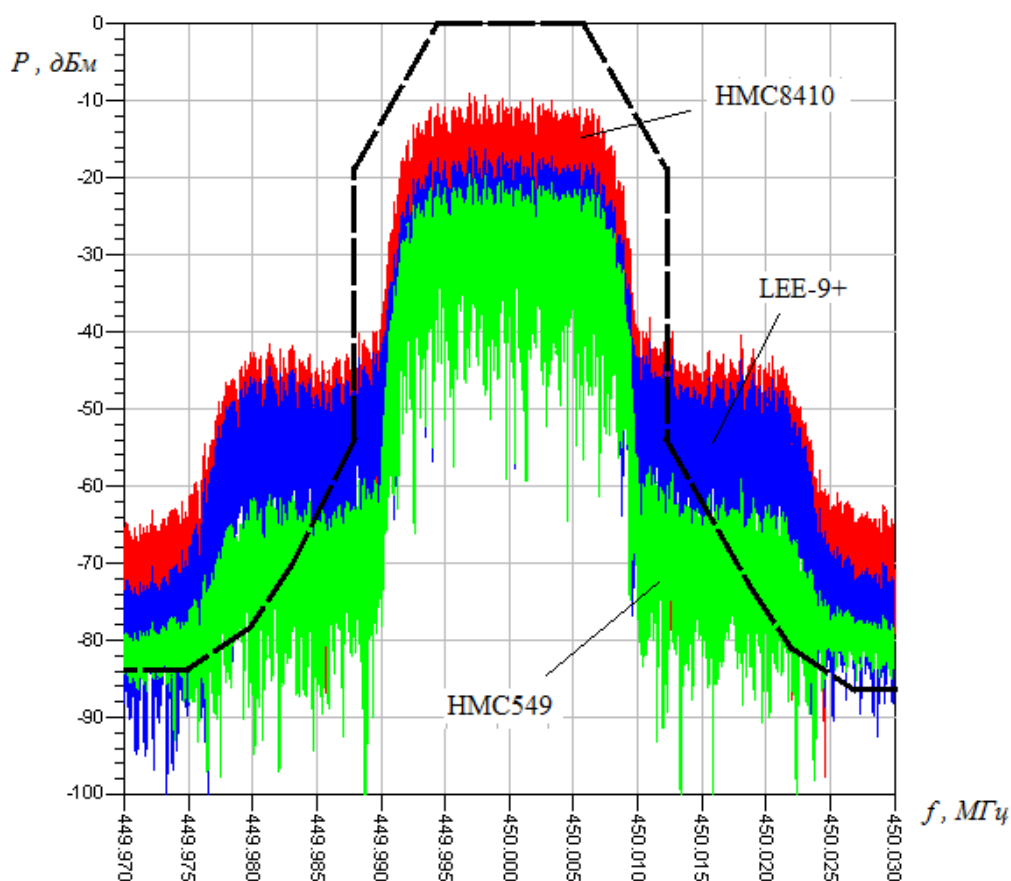


Рисунок 4.11 – Спектры выходных сигналов (рис. 4.6)

В таблице 4.3 приведены заданные стандартом TETRA уровни внеполосных излучений, которые определяются как мощность излучения в соседних каналах и значения, полученные в результате моделирования.

Таблица 4.3 – Мощность излучения в соседних каналах

Частота отстройки, кГц	Относительный уровень излучений заданный стандартом TETRA, дБм	Относительный уровень излучений полученный в результате моделирования, дБм		
		HMC549	LEE-9+	HMC8410
12,5	-60	-60	-45	-41
25	-60	-74	-58	-57
50	-70	-84	-80	-74
75	-70	-115	-110	-100

В результате анализа экспериментальных данных на выходе усилителя, полученных с помощью компьютерного моделирования, можно прийти к выводу о несоответствии выходного сигнала требованиям электромагнитной совместимости на границе с соседним каналом, что свидетельствует о

значительном влиянии именно продуктов ИМИ третьего порядка.

Более точная оценка уровня излучений получена при измерении АСРР и AltАСРР для ширины соседнего и альтернативного канала 25 кГц. В таблице 4.4 представлены значения уровня излучения в полосе частот рабочего канала, соседнего канала и альтернативного канала, а так же значения АСРР и AltАСРР.

Таблица 4.4 – Значения АСРР и AltАСРР

Наименование	Излучения в полосе частот рабочего канала, дБм	Излучения в полосе частот соседнего канала, дБм	Излучения в полосе частот альтернативного канала, дБм	АСРР	AltАСРР
НМС549	5,17	-37,97	-50,1	43,1	55,3
LEE-9+	8,64	-22,3	-47	30,9	55,7
НМС8410	15,74	-19,17	-39,78	34,9	55,5

Поскольку в основной лепесток излучаемого спектра должен концентрировать 99,5 % излучения, в таблице 4.5 приведены значения внеканального излучения.

Таблица 4.5 – Значения внеканального излучения

Наименование	Излучения выше рабочего канала, %	Излучения ниже рабочего канала, %	Излучения в рабочем канале, %	Пиковая мощность, дБм	Общая мощность, дБм
НМС549	0,006	0,005	99,989	-19,59	5,17
LEE-9+	0,083	0,08	99,837	-19,03	8,65
НМС8410	0,034	0,033	99,933	-16,15	15,74

Проведём анализ результатов моделирования формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности согласно условной схеме, приведенной на рисунке 4.7. На рисунке 4.12 (а) представлена комплексная огибающая синфазного ФМ сигнала $A_i(t)$ и комплексные огибающие сигналов на выходе рассмотренных усилителей, пунктирными линиями показаны комплексные огибающие сигнала $\pi/4$ -DQPSK до и после нелинейного усиления. На рисунке 4.12 (б) представлены амплитудные характеристики.

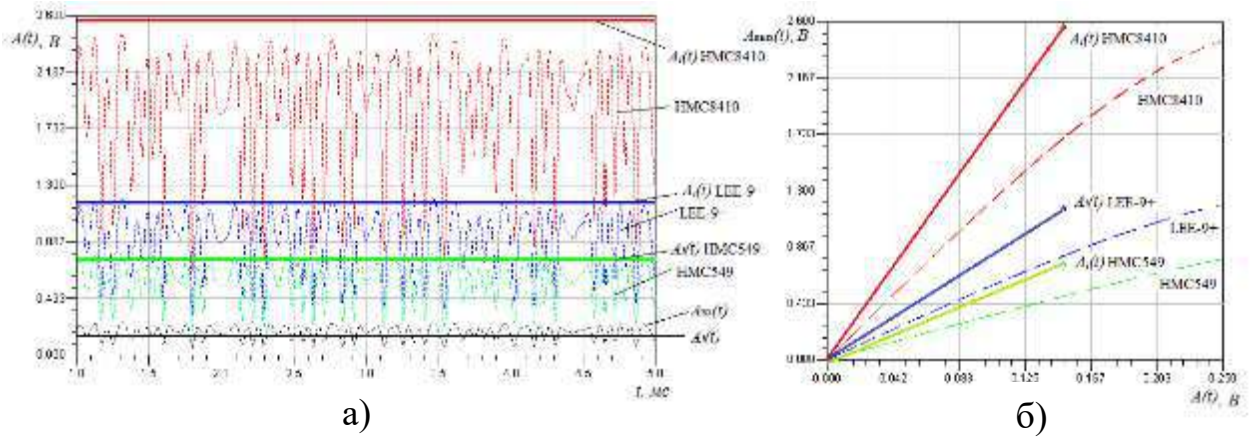


Рисунок 4.12 – Моделирование схемы (рис. 4.7): а) комплексные огибающие сигналов; б) амплитудные характеристики усилителей

Значение $PAPR$ для сигналов на выходе усилителей: $LEE-9+$ – $6,2 \cdot 10^{-5}$, $HMC549$ – $6,6 \cdot 10^{-5}$, $HMC8410$ – $5 \cdot 10^{-5}$ дБ, а мгновенная мощность сигнала соответствует средней мощности сигнала. Для результирующих выходных сигналов значение $PAPR$ составило 2,45 дБ (рис. 4.13).

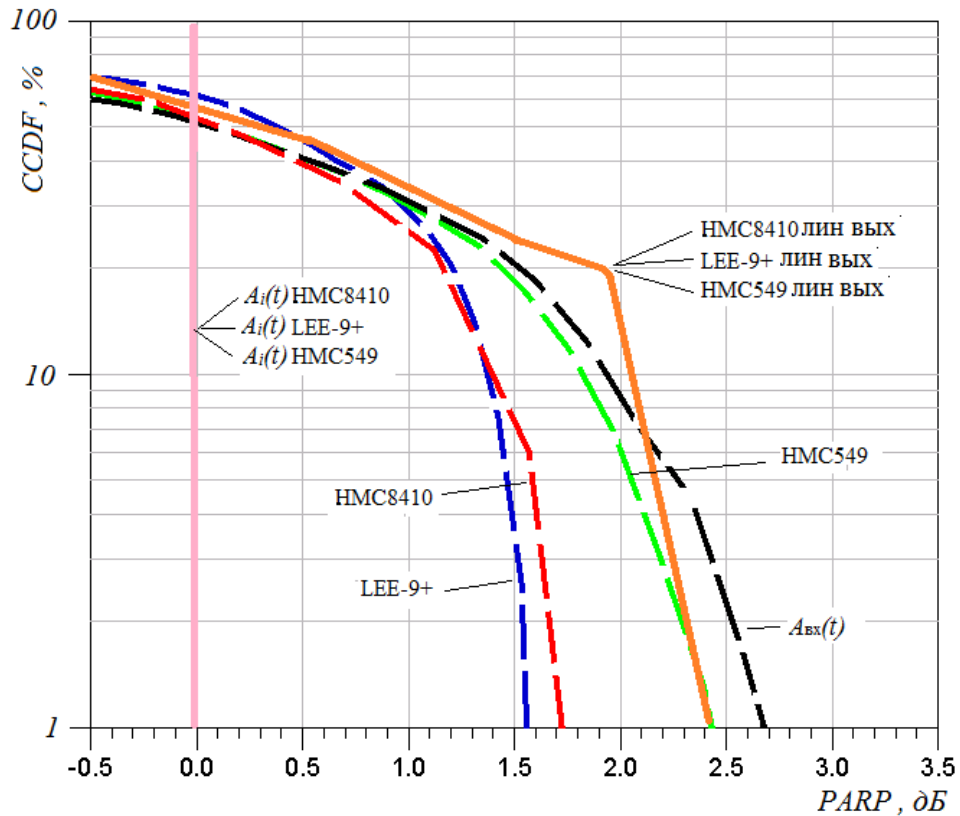


Рисунок 4.13 – $CCDF$ сигналов на выходе усилителей при моделировании схемы (рис. 4.6)

В таблицах 4.6, 4.7, 4.8 представлены значения уровня излучения результирующего выходного сигнала.

Таблица 4.6 – Мощность излучения в соседних каналах

Частота отстройки, кГц	Относительный уровень излучений заданный стандартом TETRA, дБм	Относительный уровень излучений полученный в результате моделирования, дБм		
		HMC549	LEE-9+	HMC8410
12,5	-60	-60	-55	-50
25	-60	-87	-82	-77
50	-70	-93	-90	-83
75	-70	-95	-91	-84

Таблица 4.7 – Значения ACPR и AltACPR

Наименование	Излучения в полосе частот рабочего канала, дБм	Излучения в полосе частот соседнего канала, дБм	Излучения в полосе частот альтернативного канала, дБм	ACPR	AltACPR
HMC549	6,38	-38,82	-59,93	45,2	66,32
LEE-9+	10,97	-34,33	-55,4	45,2	66,32
HMC8410	17,4	-27,84	-48,95	45,2	66,32

Таблица 4.8 – Значения внеканального излучения

Наименование	Излучения выше рабочего канала, %	Излучения ниже рабочего канала, %	Излучения в рабочем канале, %	Пиковая мощность, дБм	Общая мощность, дБм
HMC549	0,003	0,003	99,994	-14	6,4
LEE-9+	0,003	0,003	99,994	-4	10,7
HMC8410	0,003	0,003	99,994	2,8	17,4

Спектры результирующего выходного сигнала представлены на рисунке 4.14.

Проведём анализ результатов моделирования формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи согласно условной схеме, приведенной на рисунке 4.8.

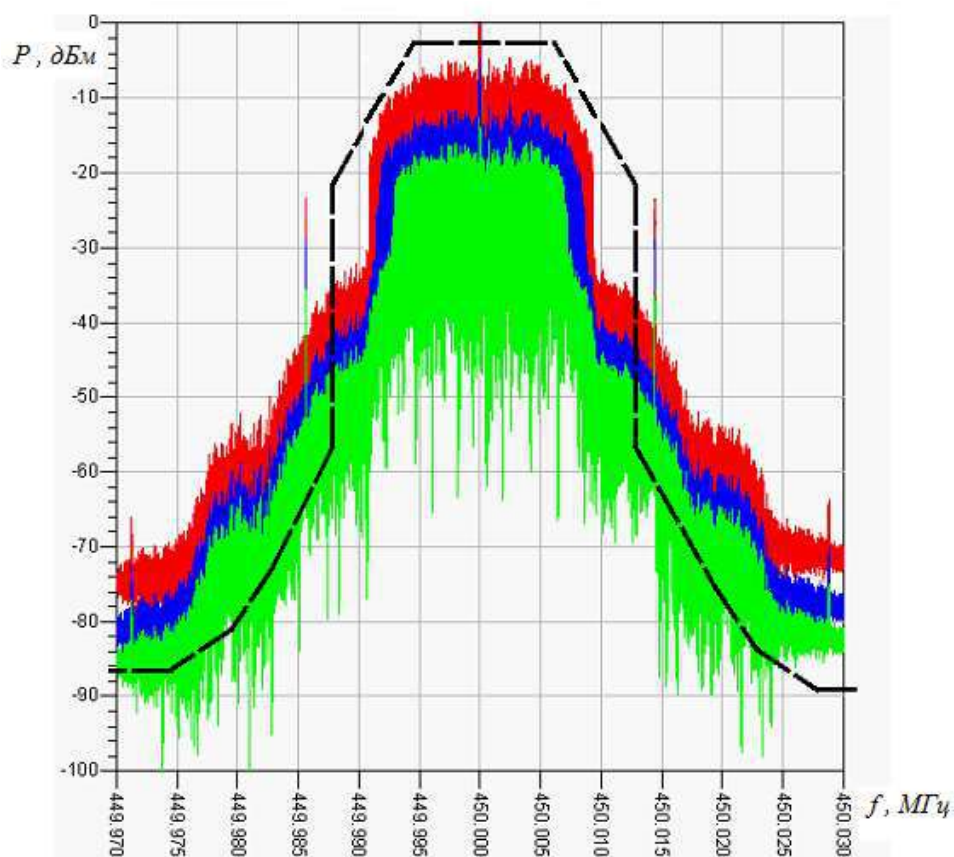


Рисунок 4.14 – Спектры выходных сигналов (рис. 4.7)

В таблицах 4.9, 4.10, 4.11 представлены значения уровня излучения результирующего выходного сигнала.

Таблица 4.9 – Мощность излучения в соседних каналах

Частота отстройки, кГц	Относительный уровень излучений заданный стандартом TETRA, дБм	Относительный уровень излучений полученный в результате моделирования, дБм		
		HMC549	LEE-9+	HMC8410
12,5	-60	-66	-63	-60
25	-60	-94	-90	-85
50	-70	-97	-94	-89
75	-70	-99	-95	-90

Таблица 4.10 – Значения ACPR и AltACPR

Наименование	Излучения в полосе частот рабочего канала, дБм	Излучения в полосе частот соседнего канала, дБм	Излучения в полосе частот альтернативного канала, дБм	ACPR	AltACPR
HMC549	9	-41,66	-61,1	50,68	70,1
LEE-9+	12	-41,7	-58,84	53,79	70,93
HMC8410	18,6	-33,7	-51,97	52,34	70,6

Таблица 4.11 – Значения внеканального излучения

Наименование	Излучения выше рабочего канала, %	Излучения ниже рабочего канала, %	Излучения в рабочем канале, %	Пиковая мощность, дБм	Общая мощность, дБм
HMC549	0,00086	0,00089	99,99825	-13	6,4
LEE-9+	0,0005	0,0005	99,999	-3,5	10,7
HMC8410	0,00059	0,00062	99,99879	3	17,4

Спектры результирующих выходных сигналов представлены на рисунке 4.15.

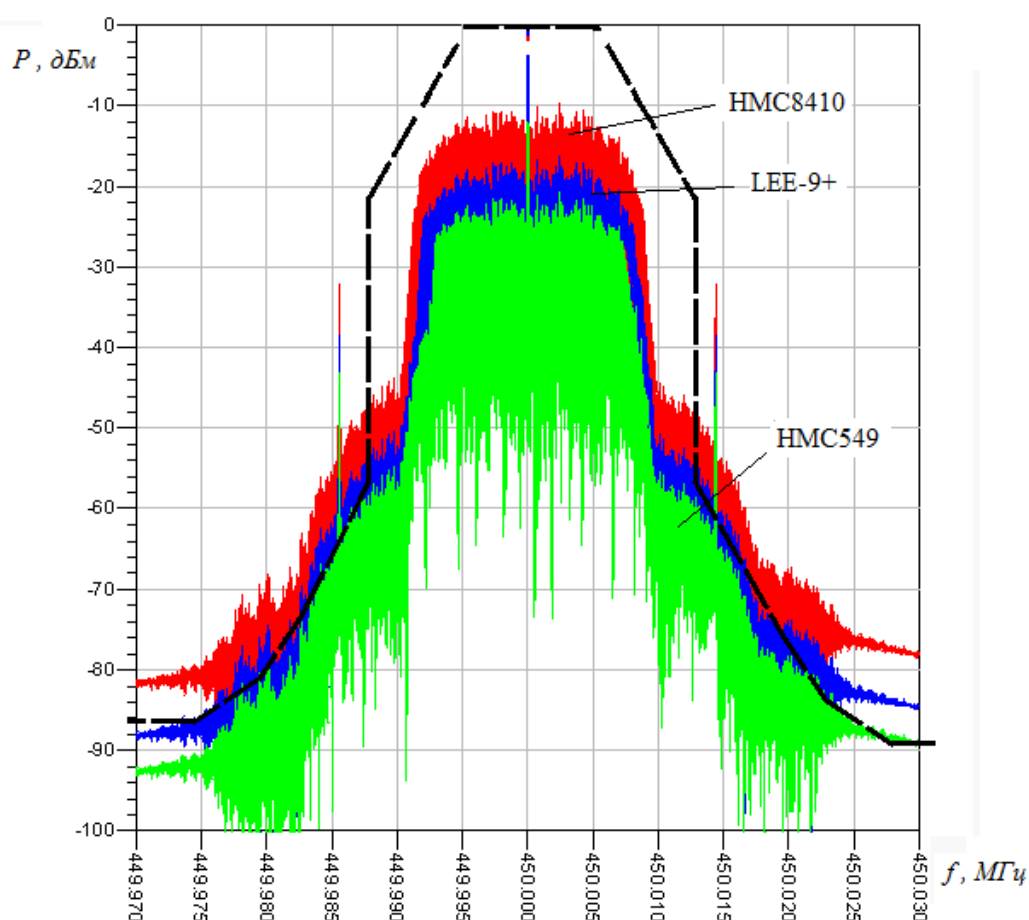


Рисунок 4.15 – Спектры выходных сигналов (рис. 4.8)

На рисунке 4.16 представлены графики значений излучения, полученные в результате моделирования. Можно наблюдать, что наибольшее снижение излучения происходит на удалении 25 кГц от несущей частоты.

На рисунке 4.17 в процентном соотношении представлено, на сколько была

повышена эффективность излучения в основном канале и снижена мощность излучения в соседнем и альтернативном канале за счёт применения формирователей спектрально-эффективных радиосигналов и компенсации амплитудно-фазовых искажений квадратурной обратной связью.

На рисунке 4.18 в процентном соотношении представлено, на сколько было улучшено значение $ACPR$ и $AltACPR$.

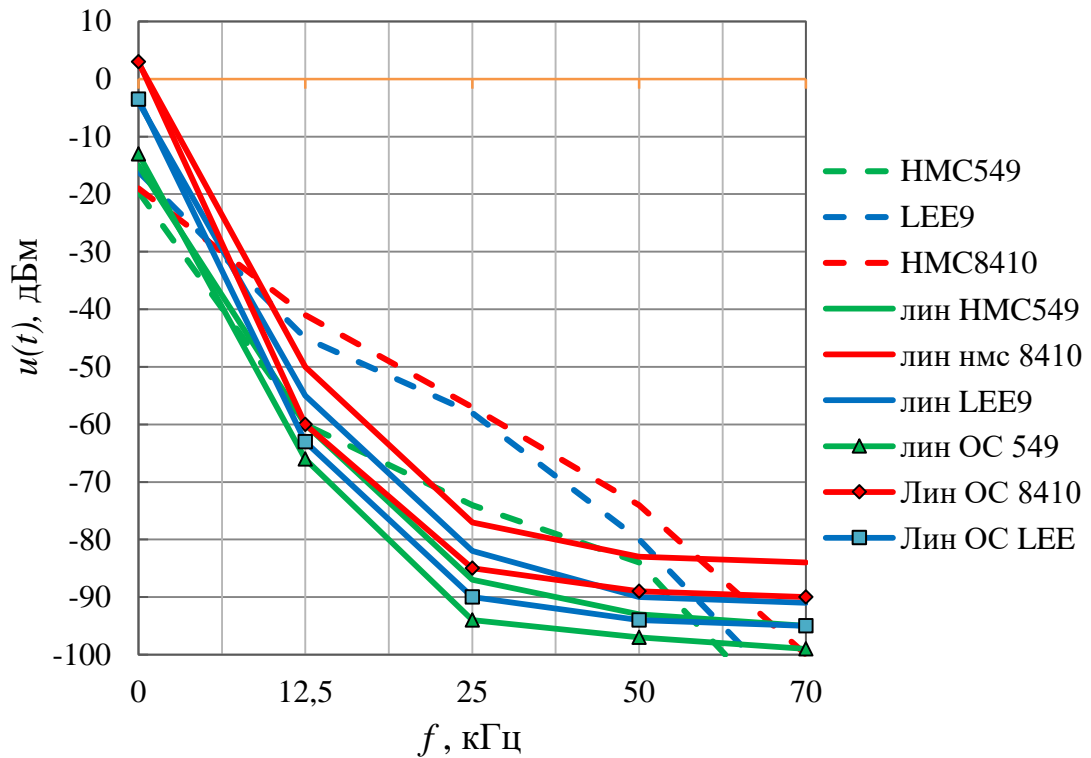


Рисунок 4.16 – Графики значений излучения

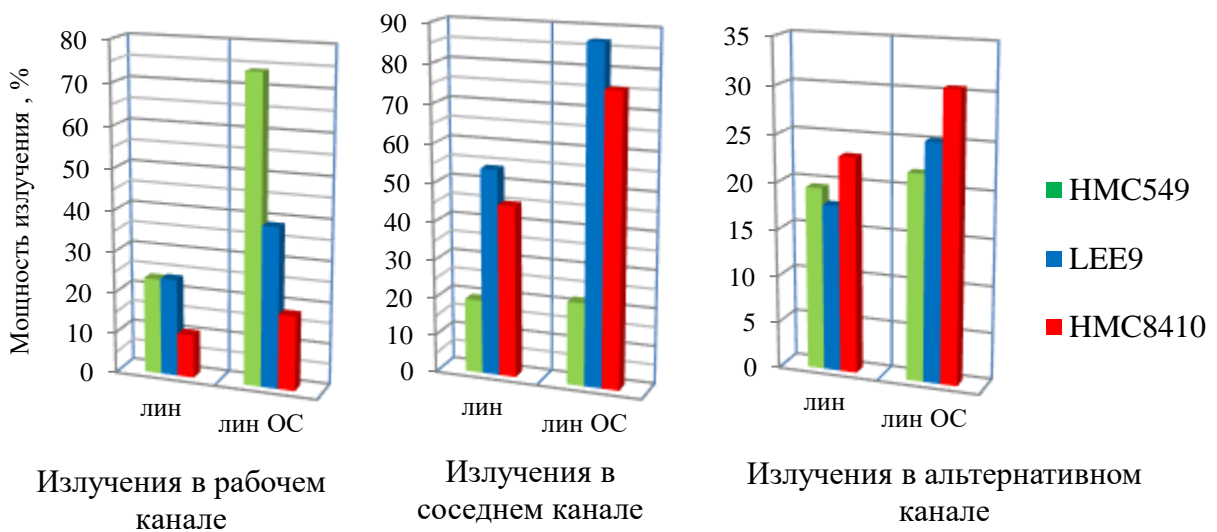


Рисунок 4.17 – Повышение эффективности излучения

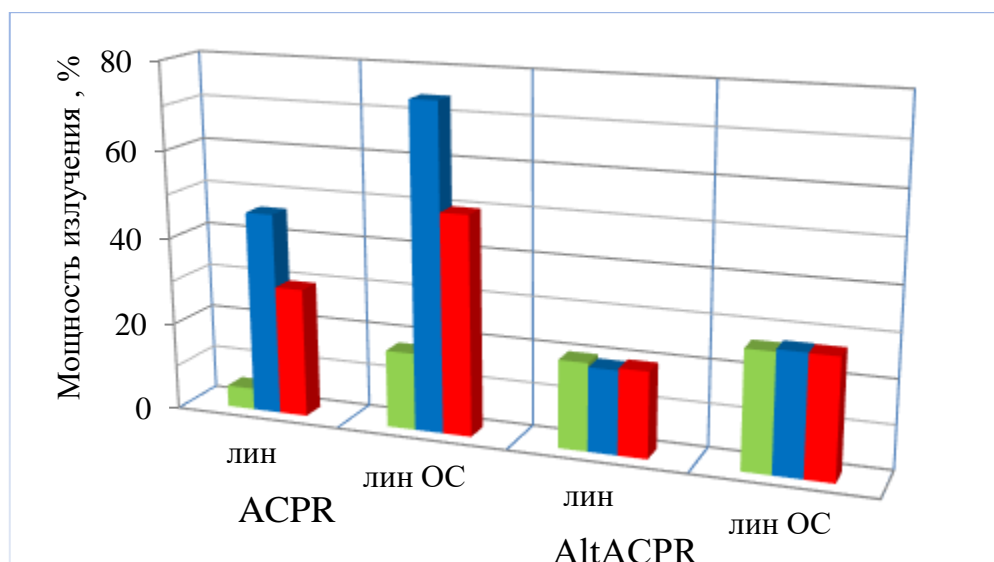


Рисунок 4.18 – Повышение эффективности *ACPR* и *AltACPR*

Для сравнения полученных результатов с исследованиями по линейаризации сигналов стандарта *TETRA* с применением квадратурной обратной связи [98] дополнительно были проведены моделирования на частоте несущей 800 МГц , 850 МГц , 900 МГц и значении точки 1 dBm компрессии – 34.3 dBm . На рисунке 4.19 в процентном соотношении представлено, на сколько было улучшено значение *ACPR* при сравнении с результатом линейаризации квадратурной обратной связью, которая может быть реализована микросхемой *CMX998*.

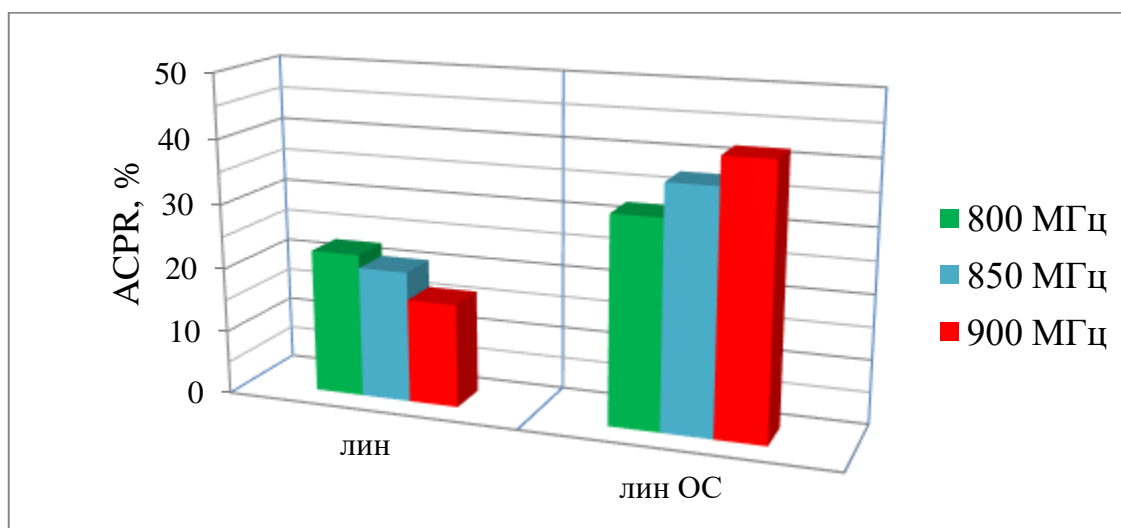


Рисунок 4.19 – Сравнения полученных результатов с применением квадратурной обратной

4.4. Оценка энергетической эффективности формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов и их применения для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности

Поскольку форма выходного сигнального созвездия, сформированного с применением формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, будет принципиально отличаться от теоретического сигнального созвездия, сформированного в основной полосе частот, – оценка точности передаваемого сигнала с помощью *EVM* осложняется. Наилучшей мерой качества цифровых радиосигналов является частота ошибок в битах (*BER*) или частота ошибки на символ (*SER*) [46]. Оценка энергетической эффективности осуществлена по методу Монте-Карло. Это численный метод решения при помощи моделирования случайных величин с целью вычисления характеристик и их распределений [21,60]. Дополнительно было осуществлено моделирование сигнала $\pi/4$ -*DQPSK* со скоростью следования символов $f_s = 1$ Мбит/с, согласно структурной схеме, представленной на рис. 4.20. Вероятность символьной ошибки измерялась в канале с аддитивным белым гауссовским шумом при изменении спектральной плотности мощности белого шума в канале и соответствующем изменении отношения сигнал/ шум (E_b/N_0) от 0 до 20, где E_b – энергия, необходимая для передачи одного бита информации, N_0 – спектральная плотность мощности белого шума в канале. Если мощность передатчика равна $P_{\text{вых}}$, то величина энергии, приходящаяся на один бит информации, равна $E_b = P_{\text{вых}} T_b$, где T_b – длительность бита или $E_b = 10 \lg(P_{\text{вых}}(T_s/2))$.

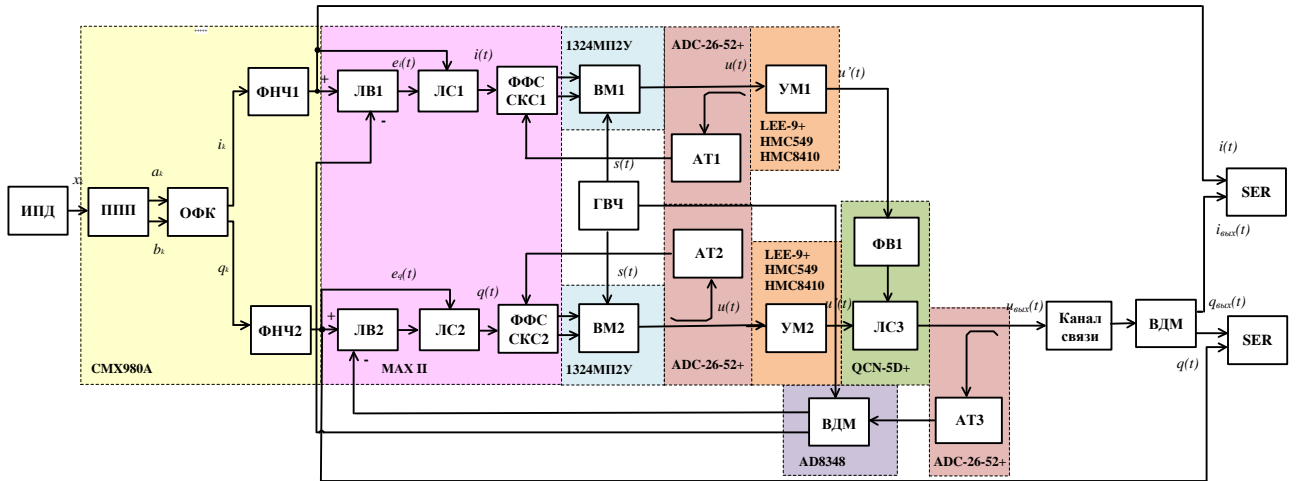


Рисунок 4.20 – Схема моделирования для вычисления BER

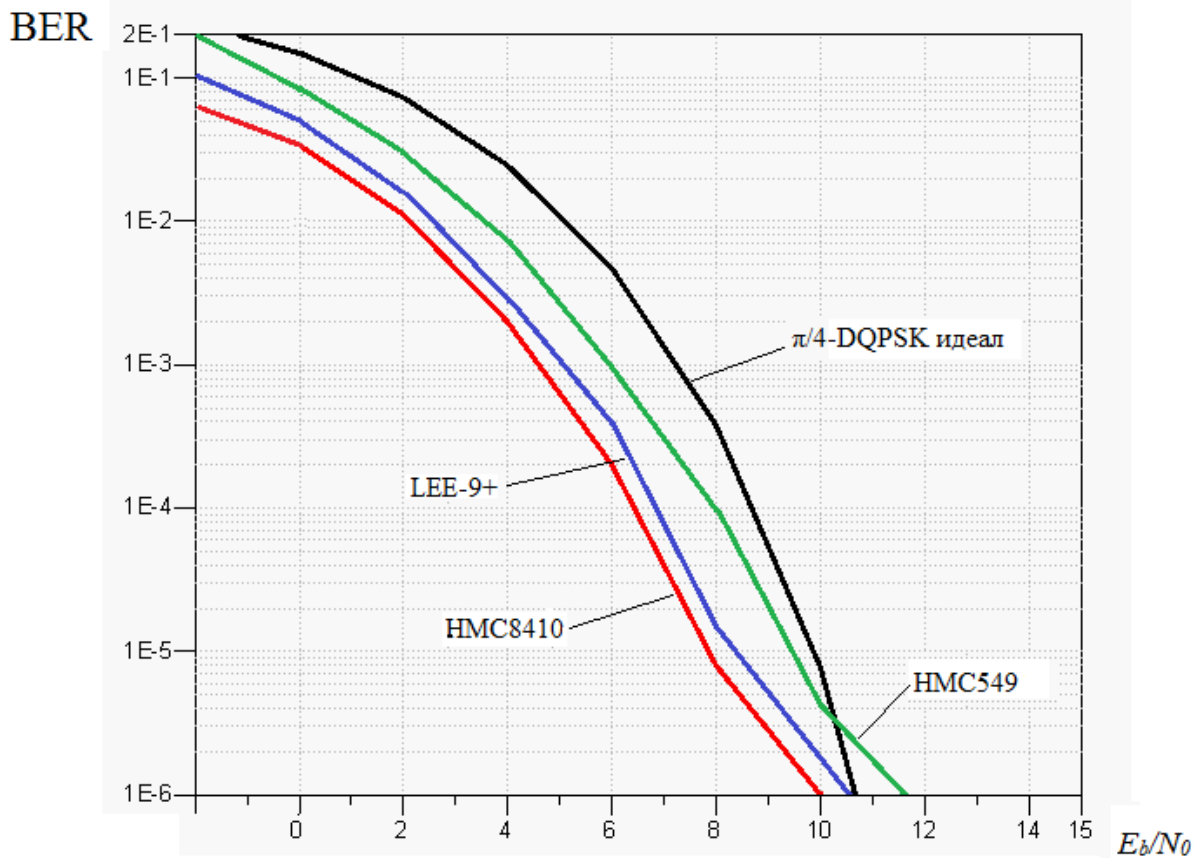


Рисунок 4.21 – Значения BER выходных сигналов

На рисунке 4.21 в логарифмическом масштабе представлены кривые зависимости BER от E_b/N_0 сигнала $\pi/4-DQPSK$ для случаев применения усилителей трёх типов. Черным цветом обозначено теоретическое значение частоты битовых ошибок сигнала $\pi/4-DQPSK$.

Выводы по главе 4

1. Осуществлена реализация компенсатора амплитудно-фазовых искажений с использованием формирователей функциональных составляющих на базе ПЛИС.
2. Осуществлено моделирование формирователей спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений с параметрами выбранной действительной элементной базы.
3. Результаты моделирования показали, что формирователи функциональных составляющих генерируют прецизионные ФМ-составляющие с постоянной огибающей, что позволяет осуществлять их усиление в нелинейных усилителях мощности.
4. Применение формирователей спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений позволило максимально повысить значение ACPR в случае применения усилителя LEE9+ на 74%, а значение AltACPR на 27,3%, при этом генерируемый выходной сигнал удовлетворяет критериям требуемой вероятности возникновения ошибок.

Заключение

Таким образом, в работе проведён ряд теоретических и экспериментальных исследований, направленных на разработку и исследование формирователей спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений

1. Исследовано и реализовано устройство формирования функциональных составляющих на базе ПЛИС, входящее в состав структурной схемы формирователя узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов, позволяющее компенсировать амплитудно-фазовые искажения в петле обратной связи.

2. Разработаны структурные схемы формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов на базе балансных модуляторов в квадратурных ветвях, а также векторных модуляторов в квадратурных ветвях.

3. Предложен метод компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов на базе формирователей функциональных составляющих и проведена оценка его эффективности.

4. Исследована параметрическая чувствительность формирователей узкополосных спектрально-эффективных сигналов.

5. Предложен метод применения формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для осуществления линейного усиления в нелинейных усилителях мощности с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи.

6. Проведено моделирование применения формирователей узкополосных спектрально-эффективных радиосигналов для линейного усиления сигнала в нелинейных усилителях мощности, что позволило максимально повысить значение ACPR в случае применения усилителя LEE9+ на 74%, а значение AltACPR на 27,3%, при этом генерируемый выходной сигнал удовлетворяет критериям требуемой вероятности возникновения ошибок.

Список литературы:

1. Андреев, В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов / В.С. Андреев. – Москва : Радио и связь, 1982. – 280 с.
2. Бакалов, В.П. Цифровое моделирование случайных процессов / В.П. Бакалов. – Москва : Сайнс-пресс, 2002. – 88 с.
3. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Издание третье дополненное / С.И. Баскаков. – Москва : Высшая школа, 2000. – 462 с.
4. Башкиров, А.В. Методы разработки архитектуры и ускоренного моделирования полностью программируемых низкоплотностных декодеров с использованием массивно-параллельных вычислений: диссертация ... д-ра. техн. наук: 05.12.04 / Башкиров Алексей Викторович – Воронеж, 2018. – 275 с.
5. Белов, Л.А. Интермодуляционные искажения сигналов сверхвысоких частот: учебное пособие для вузов / Л.А. Белов. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2020. – 144 с.
6. Белов, Л.А. Интермодуляционные явления при усилении и обработке СВЧ-сигналов / Л.А. Белов // СВЧ-электроника. – 2016. – № 1. – С. 78–84.
7. Богданович, Б.М. Нелинейные искажения в приемо-усилительных элементах / Б.М. Богданович. – Москва : Связь, 1980. – 280 с.
8. Васильев, К.К. Математическое моделирование систем связи : учебное пособие / К.К. Васильев, М.Н. Служивый – 2-изд., перераб. и доп. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 170 с.
9. Варгаузин, В. Вблизи границы Шеннона / В. Варгаузин // Телемультимедиа. – 2005. – №3. – С. 3–10.
10. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи, моделирование в среде AWR DESIGN ENVIRONMENT. – Москва : МГУ, 2008. – 52 с.
11. Галкин, В.А. Г16 Мобильные системы радиосвязи. Часть 1. Радиоканал : уч. пособие / В.А. Галкин. – Москва : МИЭТ, 2003. – 300 с.

12. Галкин, В.А. Цифровая мобильная радиосвязь / В.А. Галкин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2012. – 593 с.
13. ГОСТ Р 53529-2009 Транкинговые радиостанции и ретрансляторы стандарта TETRA. Основные параметры. Технические требования.
14. Горбаченко, В.И. Вычислительная линейная алгебра с примерами на Matlab. Учебное пособие / В.И. Горбаченко. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2011. – 320 с.
15. Гультяев, А. В. Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс / А. В. Гультяев. – Санкт-Петербург : Питер, 2000. – 432 с.
16. Дегтярев, С.С. Исследование влияния нелинейности усилителя мощности ретранслятора на помехоустойчивость спутниковых систем связи: диссертация ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Дегтярев Станислав Сергеевич. – Новосибирск, 2017. – 167 с.
17. Дрижанов, А.В. Амплитудные и фазовые ошибки в схемах линеаризации усилителей / А.В. Дрижанов, Е.А Попов, С.В. Есин, А.В. Оганян // Материалы VII Международ. науч.-техн. конф. – Москва : МИРЭА, 2009. – С. 105–106.
18. Душин, В. К. Теоретические основы информационных процессов и систем : учебник– 5-е изд / В. К. Душин. – Москва : Дашков и К, 2014. – 348 с.
19. Дьяконов, В.П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + SIMULINK 5/6. Основы применения / В. П. Дьяконов. – Москва : СОЛОН-ПРЕСС, 2005. – 800 с.
20. Ерохин, С.Д. Анализ спектральной эффективности современных широкополосных систем связи / С.Д. Ерохин, Ю.М. Зайцева // Материалы VII Международной науч.-техн. конф. – Москва: МИРЭА, 2010. – С. 166–169.
21. Жданов, Э.Р. Компьютерное моделирование физических явлений и процессов методом Монте-Карло : учебно-метод. пособие / Жданов Э.Р., Маликов Р.Ф., Хисматуллин Р.К. – Уфа : Изд-во БГПУ, 2005. – 124с.
22. Иванюшкин, Р.Ю. Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования: автореферат дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13// Иванюшкин Роман Юрьевич. – Москва, 2001. – 21 с.

23. Иванюшкин, Р.Ю., Козырев В.Б. Основные проблемы построения линейных усилителей мощности по методу дефазирования / Р.Ю. Иванюшкин, В.Б. Козырев // НТК ППС и НИТС тезисы доклады – Москва : МТУСИ, 2000. – С. 105–106.

24. Игнатов, А. Методы измерения шума в цифровых схемах / А. Игнатов // Электронные компоненты. – 2009. – №12. – С. 74-75.

25. Климов, А.И. Рекомендации по использованию технических средств и организации радиосвязи в диапазоне ВЧ: отчет о НИР / А.И. Климов, С.А. Шерстюков, М.А. Галуза, С.С. Печников. – Воронеж : Воронежский институт МВД России, 2020. – 35 с.

26. Климов, В.С. Повышение эффективности транзисторных радиовещательных передатчиков, использующих широтно-импульсную модуляцию, формируемую методом дефазирования: диссертация ... канд. техн. наук: 05.12.17 / Климов Владимир Сергеевич. – Ленинград, 1982. – 202 с.

27. Комашинский, В.И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования / В.И. Комашинский, А.В. Максимов. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с.

28. Коротков, А.С. Функциональные модели усилителя мощности с «Эффектом памяти» / А.С. Коротков, И.А. Румянцев // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика, телекоммуникации и управление. – 2012. – № 5 (157). – С. 50–54.

29. Курушин, А. А. Моделирование цифровых потоков радиосвязи в среде ADS / Ptolemy / А. А. Курушин, А. О. Мельников. – Москва : СОЛОН-Пресс, 2005. – 184 с.

30. Лосев, А. А. Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования: автореферат дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Лосев Александр Александрович. – Москва, 2017. – 218 с.

31. Лосев, А.А. Повышение эффективности метода дефазирования / А.А. Лосев // Радиотехника, электроника и связь: сборник III Международной науч.-техн. конф. – Москва : Наука, 2015. – С. 283–289.
32. Лосев, А.А. Повышение эффективности метода дефазирования / А.А. Лосев // Техника радиосвязи. – 2015. – № 4 (27). – С. 21–30.
33. Лосев, А.А. Проблемы линеаризации усилителей мощности по методу дефазирования / А.А. Лосев // Труды научно-исследовательского института радио. – 2014. – № 4. – С. 66–77.
34. Лукьянов, А.С. Оптимизация отношения сигнал/шум при цветных шумах / А.С. Лукьянов, С.С. Печников, А.В. Попов // Вестник Воронежского института высоких технологий. – 2019. – № 1 (28). – С. 4–7.
35. Лукьянов, А.С. Перспективы развития адаптивной системы радиосвязи и применение в сетях связи ведомственных структур / А.С. Лукьянов, С.С. Печников, И.В. Гилев // Математические методы и информационно-технические средства : сборник научных статей по материалам XV науч.-техн. конф. – Краснодар : КрУ МВД. – 2019. – С.114–117.
36. Микушин, А.В. Цифровые устройства и микропроцессоры Учебное пособие / А.В Микушин, А.М. Сажнев, В.И. Сединин. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2010. – 832 с.
37. Овчинников, А.М., Воробье С.В., Сергеев С.И. Открытые стандарты цифровой транкинговой радиосвязи : материалы технической информации / А.М. Овчинников, С.В. Воробьев, С.И. Сергеев. – Москва : Связь. МЦНТИ, Мобильные коммуникации, 2000. – 166 с.
38. Опанасенко, В.Н. Проектирование модулей с плавающей точкой на ПЛИС с использованием языка VHDL / В.Н. Опанасенко, В.Г. Сахарин, А. Н. Лисовый // Математические машины и системы. – 2005. №3. – С. 17–23.
39. Парамонов, А.М. Прием сигналов CQPSK на частотный детектор // А.М. Парамонов // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 2. – С. 38–41.

40. Першин, А.С. Исследование математической модели системы передачи П/4-DQPSK / А.С. Першин, И.С. Попов, А.А. Каргапольцев, А.А. Алексеев // Молодежный научный вестник. – 2019. – № 3. – С. 236–247.

41. Печников, С.С. Анализ воздействия двухтонального сигнала на нелинейный усилитель мощности / С.С. Печников // Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем: сборник материалов всероссийской науч.-техн. конф. – Воронеж : ВИ МВД, 2020. – С. 28–30.

42. Печников, С.С. Анализ процесса линеаризации радиосигналов с амплитудно-фазовой модуляцией методом подавления и восстановления огибающей / С.С. Печников // Вестник Воронежского института МВД России. – 2020. – №1. – С. 169–178.

43. Печников, С.С. Вопросы применения высокоэффективных методов модуляции в системах цифровой радиосвязи / С.С. Печников // Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем: сборник материалов всероссийской науч.-практ. конф. – Воронеж : ВИ МВД. – 2019. – С. 33–39.

44. Печников, С.С. Вопросы сопряжения стандартов систем радиосвязи / С.С. Печников // Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией: сборник научных статей по материалам III Международной науч.-техн. конф. ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина. – Воронеж : ВУНЦ ВВС «ВВА». – 2019. – С. 141–143.

45. Печников, С.С. К вопросу эффективности использования источника питания / С.С. Печников // Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС : сборник материалов Всероссийской науч.-техн. конф. – Воронеж, ВИ ФСИН. – 2020. – С. 193–197.

46. Печников, С.С. Количественная оценка точности формирования спектрально-эффективных радиосигналов с использованием глазковых диаграмм /

С.С. Печников // REDS: телекоммуникационные устройства и системы. – 2021. – № 3. – С.58–65.

47. Печников, С.С. Компенсатор амплитудно-фазовых искажений с использованием формирователей функциональных составляющих на базе ПЛИС: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ от 13.04.2021 № 2021615783 / С.С. Печников. – Москва : ФИПС, 2021. – 1 CD-ROM.

48. Печников, С.С. Моделирование нелинейного режима усиления сигнала формируемого квадратурным модулятором при воздействии 2-тонального колебания / С.С. Печников // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. – 2020. – № 6–2. – С.186–189.

49. Печников, С.С. Анализ способов и устройств оптимизации структуры спектрально-эффективных радиосигналов с векторной модуляцией / С.С. Печников, С.А. Шерсюков // Охрана, безопасность, связь – 2020. – 2021. – № 6–1. – С. 185–191.

50. Печников С.С. Моделирование системы усиления с декартовой обратной связью / С.С. Печников, Лукьянов А.С. // Авионика : сборник научных статей по материалам IV Всероссийской науч.-техн. конф. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2020. – С. 287–290.

51. Печников, С.С. Способ и устройство преобразования структуры спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности: заявление о выдаче патента Российской Федерации на изобретение от 18.12.2020 № 2020142008 / С.С. Печников. – Москва : ФИПС, 2021.

52. Печников, С.С. Увеличение времени работы средств радиосвязи, стоящих на вооружении в органах внутренних дел / С.С. Печников // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. – 2019. – № 5–2. – С. 180–84.

53. Поляков, А.Е. Методика измерения IP2 и IP3 двухтонового сигнала / А.Е. Поляков, Л.В. Стрыгин // Труды МФТИ. – 2012. – № 2–14. – С.54–63.

54. Попов, П.А. Квадратурные формирователи радиосигналов : Монография / П.А. Попов, С.А. Шерстюков, Д.А. Жайворонок, Ромашов В.В. – Воронеж : Воронежский институт МВД России, 2001. – 176 с.
55. Приказ МВД №892 от 28.11.19. Об утверждении Концепции развития цифровой радиосвязи органов внутренних дел Российской Федерации до 2024.
56. Прокис, Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – Москва : Радио и связь, 2000. – 800 с.
57. Семерикова, Н.П. Ряды аналитических функций : учебно-метод. пособие / Н.П. Семерикова, А.А. Дубков, А.А. Харчева. – Нижний Новгород : Изд-во ННГУ, 2016. – 35 с.
58. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие для вузов / А. Б. Сергиенко. – Санкт-Петербург : Питер, 2002. – 608 с.
59. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – Москва : Издательский дом «Вильямс», 2000. – 1104 с.
60. Соболев, И. М. Метод Монте-Карло / И. М. Соболев. – Москва : Наука, 1968. – 64 с.
61. Терешин, М.А. Исследование систем с многопозиционной модуляцией в многолучевом канале / М.А. Терешин, И.А. Кирьянов, И.А. Тюркин, А.М. Чингаева // Аллея Науки. – 2020. – №6 (45). – С. 271–275.
62. Уэйкерли, Д. Проектирование цифровых устройств : учебник / Джон Ф. Уэйкерли; Пер. с англ. Е. В. Воронова, А. Л. Ларина. – Москва : Постмаркет, Т. 1. – 2002. – 543 с.
63. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер; Пер. с англ. Под ред. В.И. Журавлева. – Москва : Радио и связь, 2000. – 520 с.
64. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. 1-е издание / И.В. Черных. – Москва : ИД Питер, – 2007. – 288 с.

65. Шахгильдян, В.В. Радиопередающие устройства : учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин, В.П. Нуянзин, В.М. Розов, М.С. Шумилин. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с.
66. Шерстюков, С.А. Анализ способа LINC-преобразования радиосигналов с амплитудно-угловой модуляцией / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // Охрана, безопасность, связь – 2019. – 2020. – № 5–3. – С. 138–143.
67. Шерстюков, С.А. Исследование предмодуляционного тракта аппаратно-программного комплекса «Форком» / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // Вестник Воронежского института МВД России. – 2019. – № 4. – С. 158–164.
68. Шерстюков, С.А. Моделирование способа компенсации искажений радиосигналов с амплитудно-фазовой модуляцией в квадратурном формирователе / С.А. Шерстюков, С.С. Печников, А.Н. Буравцова // Вестник Воронежского института МВД России. – 2020. – № 2. – С. 182–192.
69. Шерстюков, С.А. Оптимизация структуры спектрально-эффективных радиосигналов на базе функциональных преобразователей и векторных модуляторов в составе тракта предискажения / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2020. – № 2. – С. 4–10.
70. Шерстюков, С.А. Повышение энергетических свойств радиопередающих устройств, формирующих высокоэффективные радиосигналы с цифровой модуляцией / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // Охрана, безопасность, связь – 2018. – 2019. № 4–2 (4) – С. 96–103.
71. Шерстюков, С.А. Проблемы технического сопряжения стандартов систем радиосвязи в предмодуляционном и усилительном трактах / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. – 2019. – № 5–2. – С. 207–212.
72. Шерстюков, С.А. Сопряжение систем IP-телефонии и цифровых систем радиосвязи стандарта DMR / С.А. Шерстюков, Д.С. Толстых, С.С. Печников, А.Н. Лукьянова. – Воронеж : Воронежский институт МВД России, 2020. – 35.

73. Шерстюков, С.А. Применение векторной системы автоматической подстройки частоты (VLL) для усиления OFDM-радиосигналов / С.А. Шерстюков // *Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии: материалы Международной науч.-техн. конф.* – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2012. – С. 90 – 94.

74. Шерстюков, С.А. Способ формирования ofdm-радиосигнала с постоянной огибающей (se-ofdm) и одновременной компенсацией регулярных помех синтезатора частот / С.А. Шерстюков // *Спецтехника и связь.* – 2011. – № 6. – С. 24–27.

75. Шерстюков, С.А. Способ повышения спектральной эффективности радиосигналов с амплитудно-фазовой модуляцией / С.А. Шерстюков, С.С. Печников // *Вестник Воронежского института МВД России.* – 2019. – № 2. – С. 155–164.

76. Шерстюков, С.А. Функциональные преобразователи модулирующего напряжения в квадратурных формирователях радиосигналов с угловой модуляцией: Монография – Воронеж : Научная книга, 2010. – 207 с.

77. Шорин, А.Н. Исследование нелинейных искажений усилителя мощности, построенного по методу дефазирования с системой компенсации разбаланса каналов, на основе компьютерного моделирования / А.Н. Шорин, Р.Ю. Иванюшкин // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*, т. 11. – № 3 – 2011. С. 173–176.

78. Шутов, В.Д. Линеаризация СВЧ усилителей мощности методом цифровых предискажений : диссертация ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03, 05.13.01 / Шутов Владимир Дмитриевич. – Воронеж, 2015. – 146 с.

79. A. A. M. Saleh. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers / Saleh. A. A. M. // *IEEE Transactions on Communications.* – 1981. – Vol. 29, No. 11. – p. 1715 – 1720.

80. Bateman, A. The Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator (CALLUM) / A. Bateman // *IEEE Conf. Veh. Technol., Denver, CO, May 10–13, – 1992, pp. 759–763.*

81. Casadevall, F.J. The LINC Transmitter . RF Design, Feb 1990, pp. 41–48.
82. Chan, K. Linear Modulators Based on RF Synthesis: Realization and Analysis / K. Chan and A. Bateman // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Vol. 42, No. 6, 1995, pp. 19–28
83. Chireix, H. High Power Outphasing Modulation / H. Chireix // Proc. IRE, Vol. 23, November 1935, pp. 1370–1392.
84. Clark C. Power - Amplifier Characterization Using a Two - Tone Measurement Technique / C. Clark, C. Silva, A. Moulthrop // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol.50, No. 6. – pp. 328-333
85. Couch, L. A VHF Linc Amplifier / L. Couch, J.L. Walker // Conf. Proc. IEEE SOVTHEA STCON 82, Destin Fla, Apr. 4-7, 1982, NewYork: – 1982. – № 4 pp. 19–28
86. Cox D.C. Linear Amplification with Nonlinear Components // IEEE Trans. Commun. Tech., Vol. COM-22, – December 1974. doi: 10.1109/TCOM.1974.1092141.
87. Cox, D.C. Component Signal Separation and Recombination for Linear Amplification with Nonlinear Components / D.C. Cox, and R. P. Leck // IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, November – 1975, pp. 1281–1287.
88. Da Silva, M.K. Vector Locked Loop, U.S. Patent 5,105,168, April 14, 1992.
89. Dawson, J. Automatic phase alignment for high bandwidth Cartesian feedback power amplifiers / J. Dawson, T. Lee // IEEE Proceeding Radio and Wireless Conf., 2000. pp. 71–74,
90. ETSI EN 300 396-2 V.1.3.1 (2006-09) Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Technical requirements for Direct Mode Operation (DMO); Part 2; Radio aspects.
91. ETSI EN 300 392-2 V.3.2.1 (2007-09) Terrestrial Trunked Radio (TETRA): Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI).
92. Gilabert P.L. Multi-lookup table FPGA implementation of an adaptive digitalpredistorter for linearizing RF power amplifiers with memory effects / P.L. Gilabert //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008 – Vol.56, No.2 – P.372–384.
93. Jacobsen E.A brief Examination of CQPSK for CPE PHY modulation. – Document No. 802.16.1pc-00/11, presented at 802.16 session No. 6, Feb 17, – 2000.

94. Heutmaker, M.S. The Error Vector and Power Amplifier Distortion / M.S. Heutmaker // Proc. 1997 Wireless Communications Conference, Boulder, CO, – 1997, pp. 100–104
95. Huh, J.W. Spectrum monitored adaptive feedforward linearization / J.W. Huh I.S. Chang, C.D. Kim // Microwave Journal, Vol. 44, 160–166, – 2001.
96. Kenington P.B. High-linearity RF amplifier design. – Boston : 2000. – 531 p.
97. Khalil, Characterizing Intermodulation Distortion of High-Power Devices / Khalil // High Frequency Electronics, July – 2007, pp 26-32.
98. Kumar, Narendra 1-W high linear broadband RF power amplifier with Certesian feedback for TETRA / N. Kumar, A. Lokesh, S. Pragash, M.F. Ain, S.I. Hassan // Modulation Microwave Magazine, IEEE. 9.140 - 147. 10.1109/MMM.2008.920434.4
99. Kuon I. FPGA architecture: survey and challenges / I. Kuon, R. Tessier, J. Rose // Found. Trends Electron. Des. Autom., vol. 2, no. 2, pp. 135–253, – 2007.
100. L. J. Ippolito, Satellite Communication Systems Engineering, 1st ed., John Wiley and Sons, New York: – 2008. – p. 135
101. Lindh, L. CQPSK presentation for 802.16.1 PHY. – Document No 802.16.1pp-00/09a, presented at 802.16 session No 5, Richardson, TX, Jan 12, – 2000.
102. O'Droma, M. New modified Saleh models for memoryless nonlinear power amplifier behavioral modelling / M. O'Droma // IEEE Transactions on Communications. –2008. – Vol. 56. – P. 372–384
103. Pechnikov, S.S. Optimization of the Structure of Spectral-Effective Radio Signals on the Basis of Functional Converters and Vector Modulators in the Composition of the Predistortion Tract / S.S. Pechnikov, S.A. Sherstukov // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Svetlogorsk, Russia, – 2020, P. 1–5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166070.
104. Pechnikov, S.S. Analysis of the parametric sensitivity of the method for optimizing the structure of spectrally effective radio signals / S.S. Pechnikov, S.A. Sherstukov // T-Comm. – 2021. – № 3. – C. 50–58.

105. Pechnikov, S.S. Transforming the structure of spectrally effective radio signals for amplification in nonlinear power amplifiers / S.S. Pechnikov, S.A. Sherstukov // 2021 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. – Moscow, Russia, – 2021.
106. Pedro, J. C. A polar-oriented Volterra model for power amplifier / J. C. Pedro et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 56. – 2010. - No.10. – P.556–559.
107. Pedro, J. C. Validation and physical interpretation of the power-amplifier polar Volterra model / J. C. Pedro et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 58. – 2010. - No.12. – P.4012–4021.
108. Petrovic, V. Reduction of Intermodulation Distortion by Means of Modulation Feedback / V. Petrovic, C. Smith // IEEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques, September – 1983, pp. 44–49.
109. Philip Balaban Simulation of Communication Systems (Applications of Communications Theory) / Balaban Philip, M.C. Jeruchim, K.S. Shanmugan // Springer 1st edition. – 1992. – 760 p.
110. T. S. Rapaport, Wireless Communications – Principles and Practice, 2nd ed., Prentice Hall, – 2011.
111. Kaunisto, R. A vector-locked loop for power amplifier linearization / R. Kaunisto // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), Fort Worth, TX, USA, 2004, pp. 673–676 Vol.2, – 2004 doi: 10.1109/MWSYM.2004.1336078.
112. Raab, F. H. Efficiency of Outphasing RF Power-Amplifier Systems / F. H. Raab // IEEE Trans. Commun., Vol. COM-33, No. 10, October – 1985, pp. 1094–1099.
113. Roome, S.J. Analysis of Quadrature Detectors Using Complex Envelope Notation / S.J. Roome // Inst. Elec. Eng. Proc., Vol. 136, Pt. F, No. 2, April – 1989, pp. 95–100.
114. S. Haykin, Communication Systems, 4th ed., John Wiley and Sons, New York, – 2001. – 157 p.

115. Schreurs, D. RF Power Amplifier Behavioral Modelling / D. Schreurs, M. O'droma, A.A. Goacher – Cambridge University Press, – 2009. – 269 p.
116. Senderowicz, D. An NMOS Integrated Vector-Locked Loop / D. Senderowicz, D. A. Hodges, and P. R. Gray // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Rome, Italy, May 10–12, – 1982, Vol. III, pp. 1164–1167.
117. Sherstukov, S.A. A method of compensating distortion of radio signals with amplitude-phase modulation in a quadrature driver / S.A. Sherstukov, Pechnikov S.S., A.N. Buravtsova // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations (2020). – 2020. – 22038.
118. Sherstukov, S.A. Operation algorithms and application of functional converters modulating voltage for generation of precision radio signals with angular modulation / S.A. Sherstukov, A.N. Buravtsovs, S.S. Pechnikov, D.S. Tolstykh // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. Krasnoyarsk, Russia, (2020). – 2020. – 52008.
119. Shi, B. A 200-MHz IF BiCMOS Signal Component Separator for Linear LINC Transmitters / B. Shi, and L. Sundstrom // IEEE JSSC, Vol. 35, No. 7, – 2000, pp. 987–993.
120. Strandberg R. CALLUM Linear Transmitter Architecture and Circuit Analysis / R. Strandberg // Department of Electrosience Lund University, Lund – 2004. – 237 p.
121. Sundstrom, L. Automatic Adjustment of Gain and Phase Imbalances in LINC Transmitters / L. Sundstrom // Elect. Lett., Vol. 31, No. 3. – 1995, pp. 155–156.
122. Tehrani S. S. An area-efficient FPGA based architecture for fully-parallel stochastic LDPC decoding / S. S. Tehrani, W. J Mannor // Gross IEEE Work. Signal Process. Syst. Shanghai, China: IEEE, Oct. – 2007, pp. 255–260
123. TETRA's Air Interface (including the physical layer) is defined by ETSI EN 300 392-2 (trunked mode operation) and by ETSI EN 300 396-2 (direct mode operation).

124. TETRA Voice+Data Designers Guide. Part I: Overview, Technical Description and Radio Aspects. Version 0.0.10.
125. TIA TSB-102, Revision C, March 2016 - Project 25 TIA-102 Documentation Suite Overview.
126. TIA TSB-102.BACC, Revision B, November 2011 - Project 25 Interface-RF-Subsystem Interface Overview.
127. Voelker, K. M. Apply Error Vector Measurements in Communications Design Microwave and RF, – 1995, pp. 143–152.
128. Youngoo, Y.C. A microwave doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity / Y.C. Youngoo, S. Jeonghyeon, K. Bumjee // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 13, – 2003.
129. Zhang, X. Design of linear RF outphasing power amplifiers. – Artech House microwave library Norwood, MA – 2003. – 218 p.
130. Zhang, X. Gain and Phase Error Free LINC Transmitter / X. Zhang, and L.E. Larson // IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 49, No. 5, September – 2000, pp. 1986–1994.
131. Zhu A. An overview of Volterra series based behavioral modeling of RF/microwave power amplifiers / A. Zhu, T.J. Brazil // Proc. Wireless Microwave Technol. Conf. – 2006. – P.101–107.

**Приложение А. Листинг алгоритма компенсации амплитудно-фазовых
искажений с использованием формирователя функциональных
составляющих на базе ПЛИС**

```

library ieee;
library altera_mf;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.std_logic_unsigned.all;
use ieee.std_logic_arith.all;
use ieee.numeric_std.all;
use ieee.math_real.all;
use altera_mf.all;

ENTITY SinCos_handler_v3 IS

    PORT

        (
            clk                : in std_logic;
            EnIn               : in std_logic;
            DataIn             : in std_logic_vector(9 downto
0);
            DataInFB          : in std_logic_vector(9 downto 0); --
Feedback
            -----
            EnOut              : out std_logic;
            DataOutSin         : out std_logic_vector(63 downto 0);
            DataOutCos        : out std_logic_vector(63 downto 0);
            -----
            aclr               : in std_logic
        );

END SinCos_handler_v3;

architecture SinCos_handler_v3_architecture of SinCos_handler_v3 is
    -----signal's
    signal next_en_read, en_read, en_out : std_logic := '0';
    signal next_address_read, address_read : std_logic_vector(9 downto 0) :=
(others => '0');

    signal next_d_en, d_en, next_d2_en, d2_en : std_logic := '0';
    signal next_d_data_in, d_data_in : integer range 0 to 1023 := 0;

```



```

signal next_data_sub, data_sub : integer range 0 to 2047 := 0; -- subtraction
signal next_data_add, data_add : integer range 0 to 2047 := 0; -- addition

signal DataIn_int, DataInFB_int           : integer range 0 to 1023 := 0;

signal next_rwt, rwt                       : std_logic := '0';
-----component's
component altsyncram
  GENERIC (
    address_aclr_a           : string := "NONE";
    address_reg_b            : string := "CLOCK0";
    clock_enable_input_a     : string := "BYPASS";
    clock_enable_output_a    : string := "BYPASS";
    init_file                 : string;
    intended_device_family   : string := "Arria V GZ";
    lpm_hint                  :          string          :=
"ENABLE_RUNTIME_MOD=NO";
    lpm_type                  : string := "altsyncram";
    numwords_a                :          natural;
    operation_mode            : string := "ROM";
    outdata_aclr_a           : string := "NONE";
    outdata_reg_a            : string := "CLOCK0";
    widthad_a                 :          natural;
    width_a                   :          natural;
    width_byteena_a          :          natural
  );
  PORT (
    address_a                 : in std_logic_vector((widthad_a-1) downto 0);--
waddress,
    clock0                    : in std_logic;--wrclock,
    rden_a                    : in std_logic;--rden,
    q_a                       : out std_logic_vector((width_a-1) downto 0)--
sub_wire0
  );
end component;
-----
BEGIN
-----
EnOut      <= en_out;
-----
DataIn_int      <= conv_integer(DataIn);
DataInFB_int    <= conv_integer(DataInFB);
-----
process(all)

```

```

begin
if aclr = '1' then
    next_d_en          <= '0';
    next_d2_en         <= '0';
    next_d_data_in     <= 0;
    next_data_sub      <= 0;
    next_data_add      <= 0;
    next_en_read       <= '0';
    next_rwt           <= '0';
    --next_address_read <= (others => '0');
else
    next_d2_en         <= '0';
    --next_data_add    <= (others => '0');

if EnIn = '1' then
    next_d_en          <= '1';
    next_d_data_in     <= DataIn_int;
    if DataIn_int > DataInFB_int then
        next_data_sub  <= ((DataIn_int - DataInFB_int)/2);
        next_rwt       <= '0';
    elsif DataInFB_int > DataIn_int then
        next_data_sub  <= ((DataInFB_int - DataIn_int)/2);
        next_rwt       <= '1';
    else
        next_data_sub  <= 0;--DataIn_int;
        next_rwt       <= rwt;
    end if;
else
    next_d_en          <= '0';
    next_d_data_in     <= d_data_in;
    next_data_sub      <= data_sub;
    next_rwt           <= rwt;
end if;
if d_en = '1' then
    next_en_read       <= '1';
    case rwt is
    when '0' =>
        if (d_data_in + data_sub) >= 1023 then
            next_data_add <= 1023;
        else
            next_data_add <= d_data_in + data_sub;
        end if;
    when others =>
        if data_sub >= d_data_in then

```

```

                                next_data_add    <= 0;
                            else
                                next_data_add    <= d_data_in - data_sub;
                            end if;
                        end case;
                    else
                        next_en_read              <= '0';
                        next_data_add            <= data_add;
                    end if;

                end if;
            end process;
            -----
            address_read    <= conv_std_logic_vector(data_add,10);
            -----
            process(clk)
            begin
            if clk'event and clk = '1' then
                en_read          <= next_en_read;
                en_out           <= en_read;
                --address_read   <= next_address_read;

                d_en            <= next_d_en;
                d2_en           <= next_d2_en;
                d_data_in      <= next_d_data_in;
                data_sub       <= next_data_sub;
                data_add       <= next_data_add;
                rwt            <= next_rwt;
            end if;
            end process;
            -----
            ROM_Sinus : altsyncram
            GENERIC MAP (
                init_file          => "Sin_Out_1024_3ch.mif",
                numwords_a         => 1024,
                widthad_a         => 10,
                width_a           => 64,
                width_byteena_a   => 1
            )
            PORT MAP (
                address_a    => address_read,
                clock0       => clk,
                rden_a       => en_read,
                q_a         => DataOutSin

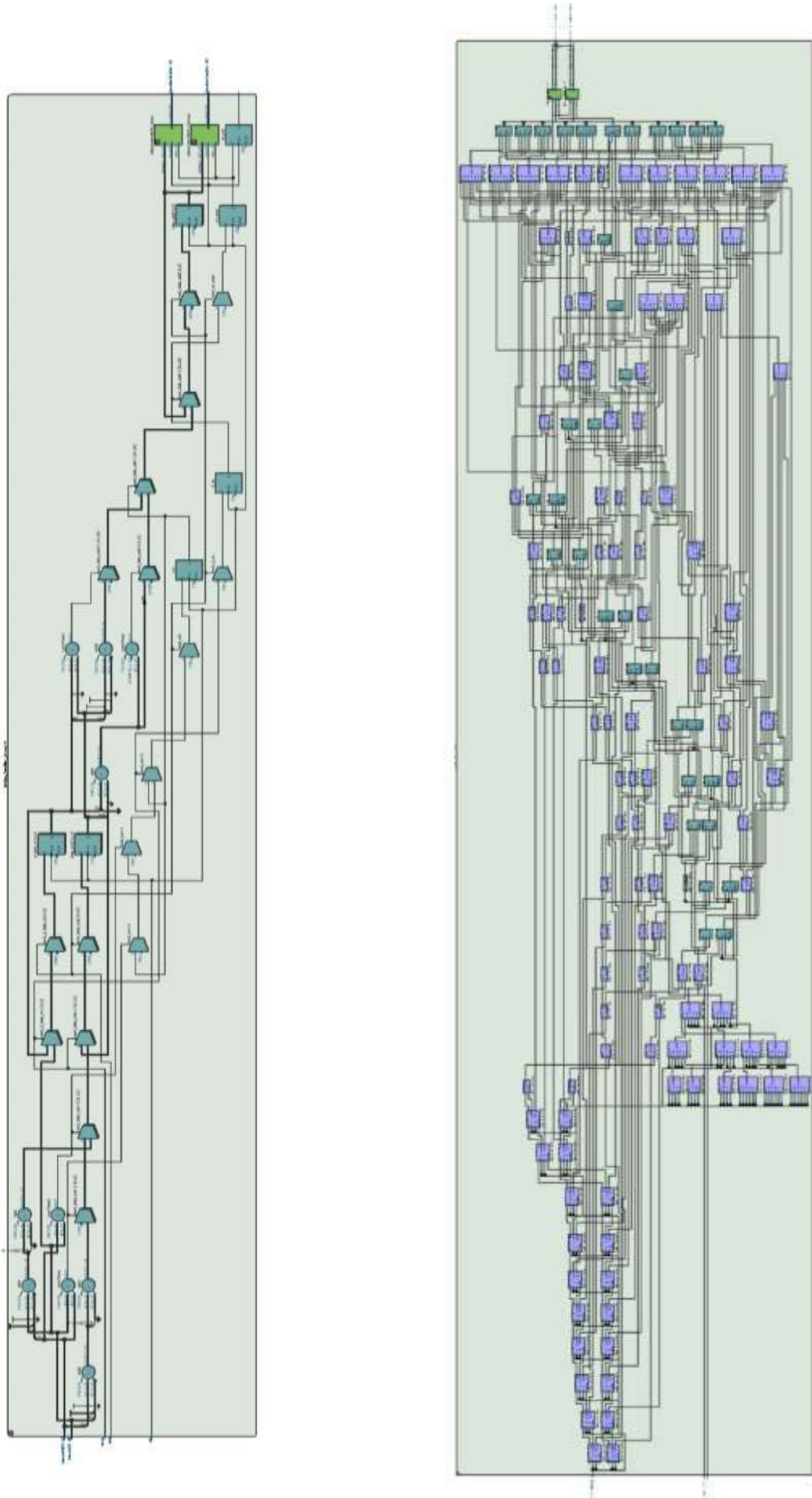
```

```

);
-----
ROM_Cosinus : altsyncram
GENERIC MAP (
    init_file           => "Cos_Out_1024_3ch.mif",
    numwords_a          => 1024,
    widthad_a           => 10,
    width_a             => 64,
    width_byteena_a    => 1
)
PORT MAP (
    address_a    => address_read,
    clock0       => clk,
    rden_a       => en_read,
    q_a          => DataOutCos
);
-----
END SinCos_handler_v3_architecture;

```

Приложение Б. Структурная схема реализации ПЛИС



Приложение В. Акты о внедрении результатов диссертационной работы


УТВЕРЖДАЮ
 Заместитель начальника
 Воронежского института МВД России
 по научной работе
 полковник полиции

 Д.А. Симоненко
 «12» 05 2021 г.

Акт
 о внедрении результатов диссертационного исследования
 Печникова Сергея Сергеевича
 на тему: «Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов
 с компенсацией амплитудно-фазовых искажений для систем связи
 специального назначения»

Комиссия в составе: председателя комиссии – начальника научно-исследовательского отдела полковника полиции Бузина Р.В.; членов комиссии: начальника кафедры инфокоммуникационных систем и технологий полковника полиции Никулина С.С., временно исполняющей обязанности начальника адъюнктуры подполковника полиции Добросоцкой Ю.П. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационного исследования С.С. Печникова на тему: «Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений для систем связи специального назначения» были использованы при создании программы для ЭВМ «Компенсатор амплитудно-фазовых искажений с использованием формирователей функциональных составляющих на базе ПЛИС» (автор: Печников С.С., свидетельство о государственной регистрации № 2021615783), которая внедрена в образовательную деятельность кафедры инфокоммуникационных систем и технологий Федерального государственного казенного образовательного учреждения высшего образования «Воронежский институт МВД России» и используется при обучении адъюнктов очной и заочной форм обучения по направлению подготовки 11.07.01 Электроника, радиотехника и системы связи. Результаты диссертационного исследования также использовались при выполнении НИР «Исследование вопросов по организации радиосвязи в ВЧ-диапазоне в интересах ГУ МВД России по Воронежской области» (п. 4 плана научной деятельности Воронежского института МВД России на 2019 г.), «Разработка рекомендаций по сопряжению систем IP-телефонии и цифровых систем радиосвязи стандарта DMR» (п. 4 плана научной деятельности Воронежского института МВД России на 2020 г.).

Председатель комиссии
 Начальник научно-исследовательского отдела
 полковник полиции



Р.В. Бузин

Члены комиссии:
 Начальник кафедры инфокоммуникационных
 систем и технологий
 полковник полиции



С.С. Никулин

Врио начальника адъюнктуры
 подполковник полиции



Ю.П. Добросоцкая

«УТВЕРЖДАЮ»



Директор Северо-Западного филиала

ФГУП «НПЦ Орион» ФСБ России

С.В. Пименов

«22» апреля 2021 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационного исследования

Печникова Сергея Сергеевича

на тему: «Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений для систем связи специального назначения», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Комиссия в составе: председателя – заместителя директора - начальника отдела Толматова А.Н., членов комиссии: начальника лаборатории Тесленко Р.А., начальника полигона Шишкова А.Е. установила, что результаты диссертационного исследования Печникова С.С. в части применения опытного образца формирователя функциональных составляющих с компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи на базе ПЛИС, использованы в деятельности ФГУП «НПЦ Орион» ФСБ России при осуществлении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

Председатель комиссии:

Заместитель директора –
начальник отдела

A handwritten signature in blue ink, appearing to be "A.N. Tolmatov".

А.Н. Толматов

Члены комиссии:

Начальник лаборатории

A handwritten signature in blue ink, appearing to be "R.A. Teslenko".

Р.А. Тесленко

Начальник полигона

A handwritten signature in blue ink, appearing to be "A.E. Shishkov".

А.Е. Шишков



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
АО «Концерн «Созвездие»
доктор технических наук
С.С. Печников

М.Л. Артемов

2021 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационного исследования
Печникова Сергея Сергеевича
на тему: «Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов с
компенсацией амплитудно-фазовых искажений для систем связи
специального назначения», представленной на соискание ученой степени
кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в
том числе системы и устройства телевидения»

Комиссия в составе председателя – начальника научно технического управления 622, доктора технических наук, Н.М. Тихомирова и членов: начальника отдела 6221, кандидата технических наук, Д.Н. Рахманина; начальника сектора отдела 6221, кандидата технических наук, А.В. Гречишкина, начальника отдела 6233, кандидата технических наук, С.А. Ермакова составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы С.С. Печникова, изложенные, в сборнике материалов по результатам международных научно-практических конференций «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов» (г. Светлогорск, Калининградская обл., 2020 г.), «Системы генерации и обработки сигналов в области бортовых коммуникаций» (г. Москва, 2021 г.), в статьях научно-технических журналов, входящих в перечень ВАК: «Вестник Воронежского института МВД России» (№1, 2020 г.) и «Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт» (№3, 2021), в заявке на изобретение № 2020142008, в свидетельстве на регистрацию программы для ЭВМ № 2021615783, а также – доложенные при проведении ряда научно – технических совещаний, проводимых в НТЦ 62, использованы на предприятии в работах, проводимых по теме «Абрис». В данном проекте реализованы: 1) опытно-конструкторские образцы устройств формирования многопозиционных спектрально-эффективных радиосигналов на базе формирователей функциональных составляющих с применением ПЛИС; 2) при разработке опытно-конструкторских образцов каскадов нелинейных усилителей мощности, предназначенных для линейного усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией.

При этом, к числу основных научных результатов исследований Печникова С.С., использованных на предприятии, относятся следующие:

1. Новые архитектуры модуляторов многопозиционных спектрально-эффективных радиосигналов на базе формирователей функциональных составляющих.

2. Метод компенсации амплитудно-фазовой нестабильности в квадратурном модуляторе радиосигналов с использованием компенсационных сигналов синтезированных формирователем функциональных составляющих.

3. Метод преобразования структуры спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности с одновременной компенсацией амплитудно-фазовых искажений в петле обратной связи.

4. Результаты схемотехнического моделирования и спектральные характеристики модуляторов многопозиционных спектрально-эффективных радиосигналов на базе формирователей функциональных составляющих при гармоническом модулирующем воздействии и входном потоке данных со скоростями 9,6 кБит/с и 28,8 кБит/с.


Внедрение практических результатов диссертации Печникова С.С. в опытно-конструкторские образцы квадратурных формирователей позволило:

обеспечить формирование узкополосных многопозиционных спектрально-эффективных радиосигналов для систем радиосвязи специального назначения в заданных полосах частот;

понизить амплитудные искажения на 9% и фазовые искажения на 13% в квадратурном модуляторе радиосигналов за счёт использования компенсационных сигналов синтезированных формирователем функциональных составляющих;


применение новых технических решений позволило повысить эффективность усилительного каскада на 9,5% и обеспечить ширину спектра излучаемого сигнала стандарта TETRA в полосе частот 25 кГц и стандарта APCO25 в полосе частот 12,5 кГц.


Председатель комиссии:


Н.М. Тихомиров
«26» 04 2021 г.

Члены комиссии:



Д.Н. Рахманин
«26» 04 2021 г.


А.В. Гречишкин
«26» 04 2021 г.


С.А. Ермаков
«26» 04 2021 г.

Подписи председателя комиссии Н.М. Тихомирова и членов комиссии Д.Н. Рахманина, А.В. Гречишкина, С.А. Ермакова удостоверяю:

И.О. ученого секретаря диссертационного совета,
доктор физико - математических наук


Д.В. Костин
«26» 04 2021 г.

«УТВЕРЖДАЮ»
 Генеральный директор
 ООО «Радиокода»

С.И. Киселев
 С.И. Киселев
 «27» апреля 2021 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационного исследования
 Печникова Сергея Сергеевича
 на тему: «Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов
 с компенсацией амплитудно-фазовых искажений для систем связи
 специального назначения»

Комиссия в составе председателя – ведущий инженер, Михайлов С.П., членов комиссии: начальник отдела программирования Мещеряков А.А., ведущий инженер по конструированию усилителей мощности Мостовой П.А, составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы С.С. Печникова использованы на предприятии при модернизации усилителя мощности базового оборудования «АПЕКС-БО», разработанной в ОКР «АПКО-база».

Председатель комиссии:



Михайлов С.П

Члены комиссии:



Мещеряков А.А



Мостовой П.А

Приложение Г. Свидетельства о регистрации

Форма № 94 ИЗ, ПМ, ПО-2016

**Федеральная служба по интеллектуальной собственности
Федеральное государственное бюджетное учреждение**



**«Федеральный институт промышленной собственности»
(ФИПС)**

Бережковская наб., д. 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП - 3, 125993

Телефон (8-499) 240-60-15 Факс (8-495) 531-63-18

УВЕДОМЛЕНИЕ О ПРИЕМЕ И РЕГИСТРАЦИИ ЗАЯВКИ

18.12.2020	W20078087	2020142008
<i>Дата поступления (дата регистрации)</i>	<i>Входящий №</i>	<i>Регистрационный №</i>

<p>ДАТА ПОСТУПЛЕНИЯ <small>(дата регистрации заявки)</small></p>	<p>(11) РЕГИСТРАЦИОННЫЙ №</p>	<p>ВХОДЯЩИЙ №</p>
<p>(12) ДАТА ПЕРЕВОДА <small>(наименование заявки и наименование фирмы)</small></p>		
<p><input type="checkbox"/> (14) <small>регистрационный номер международной заявки и дата международной заявки, дата публикации международной заявки</small></p> <p><input type="checkbox"/> (17) <small>номер и дата международной публикации международной заявки</small></p> <p><input type="checkbox"/> (16) <small>номер национальной заявки и дата ее подачи</small></p> <p><input type="checkbox"/> (15) <small>номер и дата подачи национальной заявки</small></p>	<p>АДРЕС ДЛЯ ПЕРЕПИСКИ <small>(полный адрес, по которому необходимо направлять корреспонденцию)</small></p> <p>302040, ул. Горького, д. 32, кв. 100, г. Орен, Российская Федерация, Почтовый Секретарь Сергеевич (302040, ul. Gorkogo, d. 32, kv. 100, g. Oren, Rossiyskaya Federatsiya)</p> <p>Телефон: 7020021030 Факс: Адрес электронной почты: inf@fips.ru</p> <p>АДРЕС ДЛЯ СЕКРЕТНОЙ ПЕРЕПИСКИ <small>(используется для подачи заявок на государственную регистрацию)</small></p>	
<p>ЗАЯВИТЕЛЬ <small>и название патента Российской Федерации на изобретение</small></p>	<p>В Федеральную службу по интеллектуальной собственности Бережковская наб., д. 30, корп. 1, г. Москва, Г-59, ГСП-3, 125993, Российская Федерация</p>	
<p>(14) НАИМЕНОВАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ <small>Список и перечень прообразованных структур специально эффективных радикальных для условий применения усилителя мощности</small></p>		
<p>(17) ЗАЯВИТЕЛЬ <small>(фамилия, имя, отчество заявителя - при подаче заявки заявителем лично или законным представителем заявителя; наименование заявителя, наименование организации и почтовый адрес)</small></p> <p>Патентник Сергей Сергеевич (Резников Сергей Сергеевич) 302040, ул. Горького, д. 32, кв. 100, г. Орен, 302040, Российская Федерация (302040, ul. Gorkogo, d. 32, kv. 100, g. Oren, 302040, Rossiyskaya Federatsiya)</p>	<p>ИДЕНТИФИКАТОРЫ ЗАЯВИТЕЛЯ</p> <p>ОГРН КПП ИНН 07 5000103 42 СВНЭС 156-140-225 56</p> <p>ДОКУМЕНТ <small>(серия, номер)</small> ПАСПОРТ СЕРИИ 5406 № 954288</p> <p>КОД СТРАНЫ <small>(код по международному телефону)</small> RU</p>	
<p><input type="checkbox"/> изобретение создано за счет средств федерального бюджета - заявитель не платит</p> <p><input type="checkbox"/> государственное задание <input type="checkbox"/> муниципальное задание <input type="checkbox"/> контракт, работ (услуг) по заказу заказчика</p> <p><input type="checkbox"/> выполнялось работой по <input type="checkbox"/> государственному контракту <input type="checkbox"/> государственному заданию <input type="checkbox"/> государственному заданию <input type="checkbox"/> государственному заданию <input type="checkbox"/> государственному заданию</p> <p>Контракт от №</p>		
<p>(14) ПРЕДСТАВИТЕЛЬ ЗАЯВИТЕЛЯ <small>(фамилия, имя, отчество заявителя - при подаче заявки заявителем лично или законным представителем заявителя; наименование заявителя, наименование организации и почтовый адрес)</small></p>		
<p><input type="checkbox"/> авторский патентный <input type="checkbox"/> патентный в области изобретения <input type="checkbox"/> патентный в области изобретения <input type="checkbox"/> патентный в области изобретения <input type="checkbox"/> патентный в области изобретения</p>		

Общее количество документов в листах	38	Лито, зарегистрировавшее документы
Из них: - количество листов комплекта изображений изделия (для промышленного образца)		Автоматизированная система
Количество платежных документов	1	
<p><i>Сведения о состоянии делопроизводства по заявкам размещаются в Открытых реестрах на сайте ФИПС по адресу: www.fips.ru/registers-web</i></p>		

**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(РОСПАТЕНТ)**

Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-3, 125993. Телефон (8-499) 240-60-15. Факс (8-495) 531-63-18

На № - от -

Наш № 2020142008/07(078087)

При перетиске просим сослаться на номер заявки

Исходящая корреспонденция от

29.06.2021

Печников Сергей Сергеевич
ул. Горького, д. 52, кв. 100
г. Орел
302040

**РЕШЕНИЕ
о выдаче патента на изобретение**

(21) Заявка № 2020142008/07(078087)

(22) Дата подачи заявки 18.12.2020

В результате экспертизы заявки на изобретение по существу установлено, что заявленная группа изобретений относится к объектам патентных прав, соответствует условиям патентоспособности, сущность заявленного изобретения (изобретений) в документах заявки раскрыта с полнотой, достаточной для осуществления изобретения (изобретений)*, в связи с чем принято решение о выдаче патента на изобретение.

Заключение по результатам экспертизы прилагается.

Приложение: на 8 л. в 1 экз.

Начальник Управления
организации
предоставления
государственных услуг

Документ подписан электронной подписью
Сведения о сертификате ЭП
Сертификат
024B597C0071ACE48242DDD2C8EF47F77C
Владелец Травников
Дмитрий Владимирович
Срок действия с 12.11.2020 по 15.10.2035

Д. В. Травников



*Проверка достаточности раскрытия сущности заявленного изобретения проводится по заявкам на изобретения, поданным после 01.10.2014.



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021615783

**«КОМПЕНСАТОР АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ
ИСКАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ НА БАЗЕ ПЛИС»**

Правообладатель: *Печников Сергей Сергеевич (RU)*

Автор(ы): *Печников Сергей Сергеевич (RU)*

Заявка № **2021614323**

Дата поступления **30 марта 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программы для ЭВМ **13 апреля 2021 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Нестеров