

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Федеральное государственное унитарное предприятие
Ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт радио

На правах рукописи

Лосев Александр Александрович

**РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ
УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА,
ПОСТРОЕННОГО МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ**

Специальность: 05.12.04 – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук,
профессор Быховский М.А.

Москва - 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
Глава 1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРАХ.....	15
1.1 Введение.....	15
1.2 Анализ применяемых методов снижения нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах.....	16
1.2.1 Предыскажение сигнала на борту космического аппарата.....	16
1.2.2 Предыскажение сигнального созвездия в передающей земной станции.....	18
1.2.3 Современное состояние проблемы эффективного использования ограниченной мощности космической платформы.....	21
1.3 Анализ работ, посвященных усилению сигналов методом дефазирования... ..	23
1.3.1 Проблемы построения усилителя мощности методом дефазирования.. ..	23
1.3.2 Краткий обзор известных технических решений усилителя, построенного методом дефазирования.....	26
1.3.3 Особенности применения метода дефазирования для усиления мощности сигналов в спутниковых ретрансляторах.....	36
1.4 Постановка задач диссертационного исследования.....	37
1.5 Выводы.....	39
Глава 2 ОБОСНОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА, ПОСТРОЕННОГО МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ, И АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ.....	40
2.1 Введение.....	40
2.2 Обоснование технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования.....	41

2.2.1	Определение принципов построения усилителя мощности спутникового ретранслятора методом дефазирования	41
2.2.2	Усовершенствование усилителя и производимый эффект	44
2.2.3	Выбор исследуемых вариантов построения усилителя	50
2.3	Анализ нелинейных искажений усиленного сигнала во временной области	52
2.3.1	Факторы, оказывающие влияние на линейность усилителей	52
2.3.2	Влияние неидентичности трактов усиления	54
2.3.3	Влияние ошибок фазовых модуляторов	57
2.3.4	Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала	61
2.4	Разработка алгоритма имитационного моделирования усилителя	63
2.4.1	Выражение усиленного сигнала при совместном влиянии факторов	63
2.4.2	Особенность усиления сигналов с неограниченной амплитудой	66
2.4.3	Описание алгоритма имитационного моделирования усилителя	67
2.5	Выводы	71
Глава 3 АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ.....		73
3.1	Введение.....	73
3.2	Подход к анализу линейности усиления многоканальных сигналов.....	74
3.2.1	Показатели линейности усиления многоканальных сигналов	74
3.2.2	Модель многоканального сигнала	76
3.2.3	Методы оценки показателей	77
3.3	Анализ линейности усиления многоканального сигнала	79
3.3.1	Влияние неидентичности трактов усиления	79
3.3.2	Влияние ошибок фазовых модуляторов	86
3.3.3	Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала	95
3.4	Разработка методик оценки уровней нелинейных искажений многоканальных сигналов и проверка их достоверности.....	98
3.4.1	Методика оценки влияния неидентичности трактов усиления.....	98

3.4.2	Методика оценки влияния ошибок фазовых модуляторов	103
3.4.3	Методика оценки влияния неточности нормирования амплитуды.....	108
3.5	Выводы	111
Глава 4	АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ ОДНОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ.....	113
4.1	Введение.....	113
4.2	Подход к анализу линейности усиления одноканальных сигналов.....	114
4.2.1	Показатели линейности усиления одноканальных сигналов	114
4.2.2	Модель передачи одноканального сигнала по спутниковому каналу связи.....	115
4.2.3	Методы оценки показателей	117
4.3	Анализ линейности усиления одноканальных сигналов с импульсами прямоугольной формы	120
4.3.1	Влияние неидентичности трактов усиления.....	120
4.3.2	Влияние ошибок фазовых модуляторов	123
4.3.3	Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала	125
4.4	Разработка методики оценки уровня внеполосных искажений и снижения помехоустойчивости приема одноканальных сигналов.....	128
4.4.1	Особенность усиления сигналов с импульсами непрямоугольной формы	128
4.4.2	Описание методики.....	129
4.4.3	Иллюстрация влияния непрямоугольной формы импульсов на линейность усиления одноканальных сигналов	132
4.5	Выводы	134
Глава 5	СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРАХ И ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ МЕТОДА ДЕФАЗИРОВАНИЯ	136
5.1	Введение.....	136

5.2 Анализ эффективности вариантов построения усилителя мощности методом дефазирования	137
5.2.1 Повышение коэффициента полезного действия усилителя путем рекуперации мощности и снижения пик-фактора выходного сигнала.....	137
5.2.2 Оценка эффективности усиления многоканальных сигналов.....	140
5.2.3 Оценка эффективности усиления одноканальных сигналов	145
5.3 Сравнение эффективности методов снижения нелинейных искажений сигналов в усилителе мощности спутникового ретранслятора.....	147
5.3.1 Оцениваемые варианты применения методов снижения нелинейных искажений сигналов	147
5.3.2 Оценка эффективности при усилении многоканальных сигналов	149
5.3.3 Оценка эффективности при усилении одноканальных сигналов	152
5.4 Практические рекомендации по использованию предложенных вариантов построения метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах	156
5.4.1 Проверка целесообразности построения усилителя мощности методом дефазирования и выбор постоянной времени пикового детектора.....	156
5.4.2 Обеспечение требуемой линейности усилителя мощности	157
5.4.3 Выбор варианта построения усилителя методом дефазирования и предложение по его внедрению	158
5.5 Выводы	160
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	162
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	165
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	167
Приложение А АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ ДВУХТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ.....	177
А.1 Введение.....	177
А.2 Подход к анализу линейности усиления двухтонального сигнала.....	178
А.2.1 Показатель линейности усиления двухтонального сигнала	178

А.2.2 Модель двухтонального сигнала.....	178
А.2.3 Методы оценки показателя.....	179
А.3 Анализ линейности усиления двухтонального сигнала.....	179
А.3.1 Влияние неидентичности трактов усиления	179
А.3.2 Влияние ошибок фазовых модуляторов.....	181
А.3.3 Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала	184
А.4 Разработка методики оценки уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка.....	187
А.4.1 Выражение уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка при совместном влиянии факторов	187
А.4.2 Описание методики.....	188
А.4.3 Проверка достоверности методики	189
А.5 Выводы	194
Приложение Б ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЙ МАТЕРИАЛ К ГЛАВАМ ДИССЕРТАЦИИ И ПРИЛОЖЕНИЮ А.....	196
Б.1 Таблицы к Приложению А.....	196
Б.2 Таблицы к главе 3.....	203
Б.3 Таблицы и графики к главе 5	204
Приложение В АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ	216

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Диссертация посвящена разработке и анализу вариантов построения усилителя мощности методом дефазирования (УМДФ) для бортовых ретрансляторов систем спутниковой связи (спутниковых ретрансляторов), позволяющих обеспечить требования к основным системным показателям: высокую эффективность использования мощности космической платформы, низкий уровень внеполосного излучения и допустимую вероятность ошибки. Усилитель мощности является окончательным усилителем спутникового ретранслятора. Его место в канале связи отмечено на рисунке.

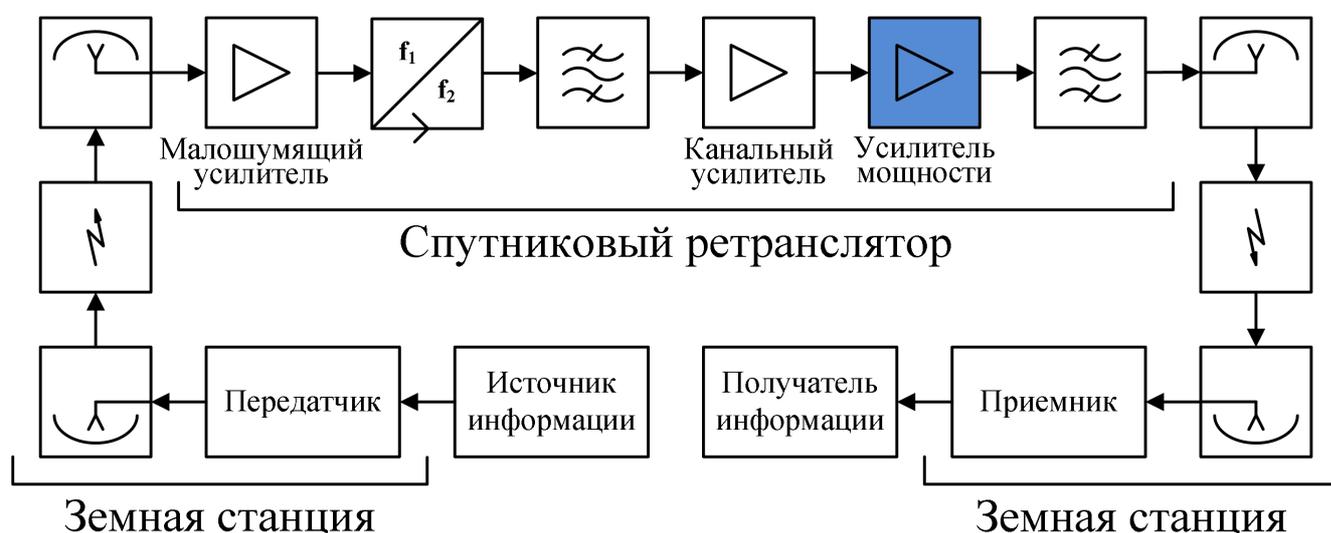


Рисунок – Упрощенная схема спутникового канала связи при прямой ретрансляции сигнала

Применяемые в спутниковых ретрансляторах усилители имеют коэффициент полезного действия (КПД) не превышает примерно 75% в режиме насыщения [82]. При усилении сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией возникают нелинейные искажения. Для их снижения широко применяются методы предискажения сигнала на борту космического аппарата и в передающей земной станции. Вне зависимости от применения или неприменения этих методов с ростом пик-фактора усиливаемого сигнала для сохранения линейности требуется снижать загрузку усилителя полезным сигналом. Это приводит к

уменьшению КПД и, как следствие, к неэффективному использованию ограниченной мощности космической платформы.

Существующая потребность в снижении потребления мощности космической платформы без ущерба качеству ретранслируемого сигнала делает актуальной разработку и анализ новых технических решений, позволяющих повысить линейность и энергетическую эффективность усилителей мощности спутниковых ретрансляторов.

Одним из путей построения линейных высокоэффективных усилителей является метод дефазирования. Этот метод позволяет достигать высокого КПД за счет работы усилителей в энергетически выгодном нелинейном режиме.

Метод дефазирования основывается на представлении усиливаемого сигнала с переменной амплитудой суммой двух сигналов с постоянной амплитудой. Входной сигнал разделяется на две такие составляющие в устройстве, называемом разделителем сигнала. Полученные составляющие усиливаются в идентичных нелинейных усилителях мощности и комбинируются в месте сложения, формируя усиленную копию входного сигнала. Отсутствие у составляющих входного сигнала амплитудной модуляции позволяет исключить нелинейные искажения сигнала, которые возникают в усилителях мощности при изменениях амплитуды усиливаемого сигнала.

Степень разработанности темы. Идея метода дефазирования принадлежит М. Ширексу [51], который в 1935 году с целью снижения энергопотребления высокомошных радиовещательных передатчиков предложил схему усиления мощности амплитудно-модулированного сигнала. Возможность использования метода дефазирования для усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией была в дальнейшем показана Д. Коксом [53]. Работы Д. Кокса 1970-х годов [53, 54, 55] положили начало интенсивному развитию метода дефазирования, который продолжает развиваться по настоящее время, о чем свидетельствует большое количество опубликованных за последние годы работ.

В развитие метода дефазирования внесли вклад многие ученые, в том числе отечественные: В.Н. Громорушкин [4, 5, 6, 7, 8], Р.Ю. Иванюшкин [4, 5, 6, 7, 8, 9,

10, 11, 12, 38, 40], В.С. Климов [14], В.Б. Козырев [5, 6, 7, 8, 9], Н.С. Фузик [39], Н.П. Хмырова [15] и другие. Основополагающие зарубежные исследования метода связаны с такими именами, как А. Бэйтман [43, 71], А. Валдовинос [48], Р. Вилкинсон [43], Л. Волкер [52], Ю. Ех [87], М. Йохансон [91], Ф. Касадевол [47, 48], Л. Коуч [52], Р. Лек [54, 55], Дж. Макджихан [71], Дж. Марвил [43], Дж. Олмос [47], Л. Сандстром [89, 90, 91, 92, 93, 94, 95], Ф. Рааб [86], А. Рустако [87], С. Хетцель [71], Б. Ши [89, 90], М. Ширекс [51] и многими другими.

Исследования в основном направлены на преодоление трех проблем, препятствующих широкому применению метода дефазирования [22]: проблемы точности формирования составляющих входного сигнала в разделителе сигнала, проблемы идентичности трактов усиления мощности и проблемы эффективности комбинирования усиленных составляющих входного сигнала в мосте сложения.

Существующие исследования метода дефазирования в значительной мере способствовали совершенствованию технических решений усилителя мощности наземных передатчиков. В то же время, ряд вопросов, связанных с возможностью применения метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах, не раскрыт в достаточной степени. К таким вопросам необходимо отнести следующие:

1. Разработка технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, сигнал на входе которого является радиочастотным (в отличие от наземных передатчиков, в которых на УМДФ можно подавать сигнал на видеочастоте) и может иметь заранее неизвестный вид модуляции.

2. Анализ линейности и энергетической эффективности усиления сигналов, применяемых в системах спутниковой связи и вещания.

Этим не изученным в достаточной степени вопросам, которые обусловлены особенностями космического применения спутниковых ретрансляторов и их отличием от наземных передатчиков, посвящены исследования метода дефазирования, выполненные в диссертации.

Объектом исследования являются технические решения усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования.

Предметом исследования являются нелинейные искажения, возникающие при усилении характерных для спутниковой связи сигналов, и эффективность использования мощности космической платформы.

Целью диссертационной работы является разработка новых научно обоснованных технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования, позволяющих:

- снизить потребление ограниченной мощности космической платформы;
- повысить линейность усиления используемых в спутниковой связи сигналов, обеспечив минимальные искажения усиливаемых сигналов и минимальный уровень внеполосного излучения, которые влияют на спектральную эффективность системы спутниковой связи;
- обеспечить возможность усиления радиочастотного сигнала с произвольной, заранее неизвестной модуляцией.

Для достижения цели решаются следующие **задачи**:

1. Аналитический обзор методов снижения нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах.
2. Разработка технических решений УМДФ, сигнал на входе которого является радиочастотным и может иметь произвольную, заранее неизвестную модуляцию.
3. Анализ нелинейных искажений, которые возникают при усилении собственных системам спутниковой связи и вещания сигналов в усилителе, построенном по предложенным техническим решениям. Рассмотрены двухтональный, многоканальные и цифровые одноканальные сигналы.
4. Сравнительный анализ эффективности технических решений, направленных на снижение нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах методом дефазирования и методами, применяемыми в настоящее время.
5. Выработка практических рекомендаций по использованию предложенных технических решений УМДФ в спутниковых ретрансляторах.

Научная новизна диссертационной работы состоит в следующем:

1. Обоснованы новые технические решения усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования, которые за счет предложенных усовершенствований известных аналогов позволяют усиливать сигнал с произвольной, заранее неизвестной модуляцией, повышать линейность и КПД усилителя.

2. Выполнено исследование влияния на линейность и энергетическую эффективность усиления постоянной времени пикового детектора, который используется в предложенных УМДФ для оценки максимального значения амплитуды усиливаемого сигнала.

3. Исследовано снижение нелинейных искажений, которое достигается в предложенных УМДФ за счет использования схем с одним фазовым модулятором вместо двух.

4. Разработан новый аналитический метод оценки влияния различия фазовых сдвигов и коэффициентов усиления нелинейных усилителей мощности в трактах УМДФ на его линейность при усилении многоканальных сигналов. В отличие от известных экспериментальных и имитационных методов он позволил оценить уровень мощности нелинейных искажений сигнала в занимаемой им полосе частот и внеполосного излучения в смежной полосе с помощью аналитического расчета корреляционных функций.

5. Разработан комплекс методик оценки показателей линейности усиления характерных для спутниковой связи сигналов в предложенных УМДФ. В части методик комплекса впервые учтена неидеальность предложенных в работе усовершенствований УМДФ, в части методик используются новые методы оценки.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость работы состоит в том, что разработанные в диссертации методики дают возможность научно обоснованно выбирать параметры предложенных УМДФ, при которых выполняются требования, предъявляемые к линейности усилителей. Разработанный аналитический метод оценки влияния

неидентичности трактов УМДФ на его линейность при усилении многоканальных сигналов может быть использован для проверки правильности оценки уровня мощности нелинейных искажений сигнала в занимаемой им полосе частот и внеполосного излучения в смежной полосе, выполненной известными имитационными и экспериментальными методами.

Практическая значимость работы заключается в том, что на основе выработанных в ней практических рекомендаций могут быть созданы новые высокоэффективные бортовые усилители мощности для спутниковых ретрансляторов. Предложенные защищенные патентами усовершенствования УМДФ позволяют усиливать сигнал с произвольной, заранее неизвестной модуляцией, что типично для спутниковых ретрансляторов, и повышать линейность и КПД усилителя по сравнению с аналогами. При усилении характерных для спутниковой связи сигналов и заданных требованиях к помехоустойчивости и внеполосному излучению при определенных параметрах УМДФ ограниченная мощность космической платформы расходуется более экономно, чем при использовании применяемых в настоящее время в спутниковой связи методов предискажения сигнала.

Использование и внедрение результатов диссертации подтверждено актами, приложенными к диссертации (Приложение В). Результаты диссертационной работы использованы при эскизном проектировании бортовых ретрансляционных комплексов спутниковой связи в рамках составной части опытно-конструкторской работы «Построение бортового ретрансляционного комплекса фиксированной спутниковой связи космических аппаратов для системы спутниковой конфиденциальной мобильной связи» по заказу АО «ИСС»; использованы при выборе блока усилителя мощности терминальной станции в рамках работ на объекте «Строительство аэродрома «Темп», о. Котельный архипелага Новосибирские острова» по заказу ООО «ЗАПСИБГАЗПРОМ-ГАЗИФИКАЦИЯ»; внедрены в учебный процесс кафедры радио и информационных технологий факультета радиотехники и кибернетики Московского физико-технического института (МФТИ) при разработке курса

лекций, преподаваемого студентам МФТИ в рамках программы дисциплины «Теоретические основы спутниковой приемо-передающей радиоаппаратуры».

Методология и методы исследования. В работе используются методы математического моделирования, теории случайных процессов и спектрального анализа. Теоретическую основу исследования составили работы С.В. Бородича по многоканальным системам радиосвязи, Д. Прокиса по теории цифровой связи и К.М. Гарайбеха по имитационному моделированию нелинейных беспроводных систем.

Положения, выносимые на защиту:

1. Введение схемы нормирования амплитуды входного сигнала с пиковым детектором позволяет применять метод дефазирования в условиях неопределенности модуляции входного сигнала. Если вид модуляции известен, то за счет надлежащего выбора постоянной времени пикового детектора достигается выигрыш в эффективности использования мощности космической платформы относительно нормирования амплитуды на ее максимальное значение.

2. Применение в разделителе сигнала УМДФ предложенных схем с одним фазовым модулятором вместо двух уменьшает влияние отклонения от номинального значения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах на линейность усиления по сравнению с аналогами, в которых каждая из двух составляющих входного сигнала формируется на выходе отдельного фазового модулятора.

3. Разработанные методики оценки показателей нелинейных искажений позволяют научно обоснованно определять допустимые значения параметров предложенных УМДФ, при которых обеспечивается требуемая линейность усиления применяемых в спутниковой связи сигналов.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность результатов диссертационной работы подтверждается корректностью применения математического аппарата и согласованностью результатов, полученных с помощью разработанных методик, с результатами теоретического анализа и имитационного моделирования. Полученные результаты обсуждались со

специалистами на научных конференциях [16, 17, 18, 19, 20, 26, 27] и с рецензентами статей, опубликованных соискателем в научных журналах [21, 22, 23, 24, 25].

Основные научные результаты диссертации опубликованы в пяти статьях рецензируемых научных изданий, входящих в перечень ВАК, и доложены соискателем на 56-й и 57-й Всероссийских научных конференциях МФТИ «Актуальные проблемы фундаментальных и прикладных наук в современном информационном обществе» (г. Долгопрудный, 2013-2014), 8-й Международной научной конференции «Технологии информационного общества» (Москва, 2014), 69-й Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» РНТОРЭС имени А.С. Попова (Москва, 2014), 18-й Международной научной конференции «Решетнёвские чтения» (г. Красноярск, 2014), 3-й Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь» (г. Омск, 2015) и 3-й Международной конференции «Engineering & Telecommunication En&T 2016» (г. Долгопрудный, 2016).

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРАХ

1.1 Введение

Проблема повышения линейности и энергетической эффективности усилителей мощности спутниковых ретрансляторов остается актуальной с момента создания первых систем спутниковой связи с активной ретрансляцией. Для решения проблемы был предложен ряд методов. Среди них в настоящее время получили распространение методы предискажения сигналов. Современные исследования постепенно уходят от традиционных вариантов построения усилителей мощности, в которых линейность усиления обеспечивается этими методами. Фокус смещается [45] в сторону усилителей с двумя ветвями усиления, построенных методами Догерти [77], Кана [75] и Ширекса [51] (метод дефазирования). Проработка возможности применения этих методов для усиления мощности сигналов в спутниковых ретрансляторах представляет научный и практический интерес. Настоящая работа посвящена одному из перечисленных методов – методу дефазирования.

В этой главе представлен аналитический обзор научных работ, посвященных применяемым методам снижения нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах и перспективному методу дефазирования. В параграфе 1.2 рассмотрены применяемые методы предискажения на борту космического аппарата и в передающей земной станции. В параграфе 1.3 представлены выявленные проблемы построения усилителей методом дефазирования и выполнен краткий обзор известных технических решений. Обзор опубликован автором в [22].

На основе выполненного анализа в параграфе 1.4 сформулированы задачи диссертации, результатом которых станут новые технические решения усилителя

мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования (УМДФ), и научно обоснованные рекомендации по рациональному выбору их параметров. Следование выработанным рекомендациям позволит гарантировать требуемую линейность усиления свойственных спутниковой связи сигналов и достигать при этом повышенной энергетической эффективности.

1.2 Анализ применяемых методов снижения нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах

1.2.1 Предыскажение сигнала на борту космического аппарата

В спутниковых ретрансляторах для повышения линейности усилителя мощности широко применяются методы предыскажения сигнала на борту космического аппарата [65, 66] и в передающей земной станции [58].

Метод предыскажения сигнала на борту космического аппарата позволяет повысить линейность с помощью нелинейного устройства – предыскажающего линеаризатора. Перед усилением в усилителе мощности сигнал проходит через линеаризатор. В нем амплитуда и фаза сигнала изменяются таким образом, чтобы скомпенсировать нелинейные искажения в усилителе.

Линеаризованный таким способом усилитель имеет более линейную на возрастающем участке амплитудную (АМ/АМ) характеристику и более равномерную амплитудно-фазовую (АМ/ФМ) характеристику. Оказываемый эффект проиллюстрирован на рисунке 1.1, на котором изображены АМ/АМ и АМ/ФМ характеристики спутникового усилителя мощности на лампе бегущей волны. Типичные характеристики нелинеаризованного усилителя на лампе бегущей волны [79] выделены синим цветом. Красным цветом выделены измеренные при нормальных условиях характеристики одного из линеаризованных усилителей [65, 66]. Амплитудная характеристика представляет

собой зависимость средней мощности первой гармоники сигнала на выходе усилителя (ОВО) от мощности однотонального сигнала на его входе (ИВО), приведенных к соответствующим значениям при работе усилителя в режиме насыщения ($ИВО = ОВО = 0$ дБ). Характеристика АМ/ФМ показывает, какой дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ получает сигнал на выходе усилителя при заданном ИВО по сравнению с усилением в линейном режиме (большое отрицательное ИВО).

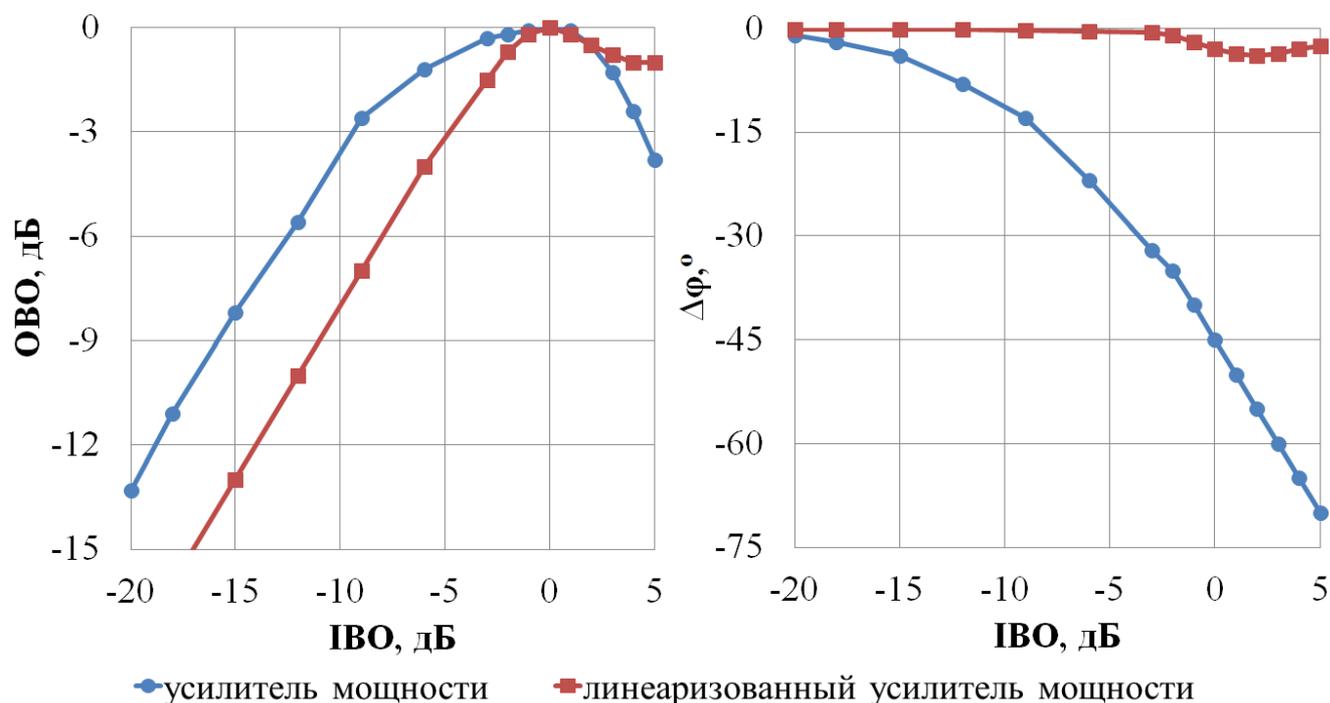


Рисунок 1.1 – Характеристики усилителя: АМ/АМ (слева) и АМ/ФМ (справа)

Об эффекте от введения предискажающего линейризатора также судят по принятым в спутниковой связи показателям $C/3IM$ и NPR [46]. Показатель $C/3IM$ представляет собой уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка, возникающих при усилении двухтонального сигнала; NPR (Noise Power Ratio) – уровень продуктов интермодуляционных искажений на центральной частоте усиливаемого сигнала, имитирующего многоканальный сигнал (обычно используется гауссовский шум с прямоугольным спектром или набор равноотстоящих друг от друга по частоте тонов равной мощности).

Эффект от применения предсказывающего линейризатора может быть проиллюстрирован на примере зависимости показателя NPR усилителей с вышеприведенными амплитудными характеристиками от ОВО (рисунок 1.2а).

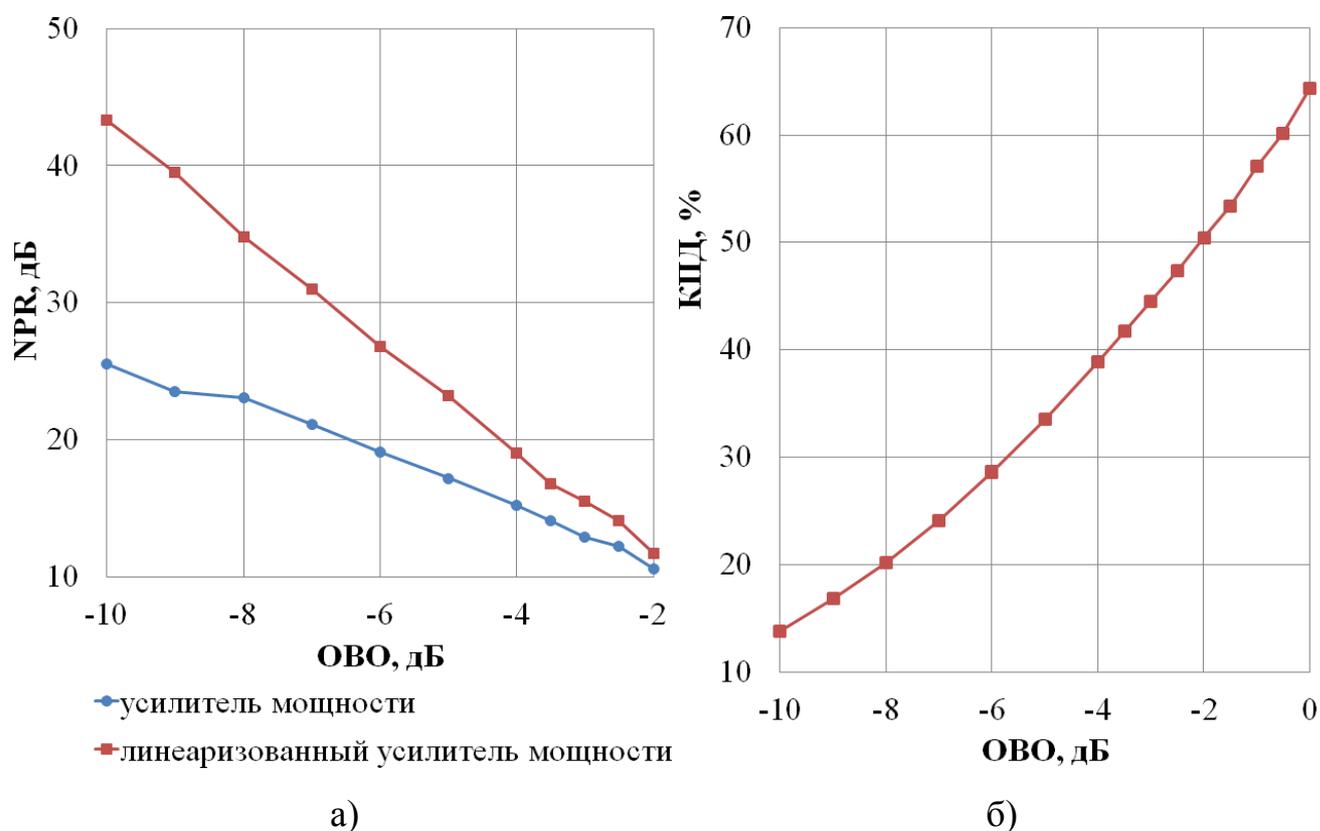


Рисунок 1.2 – Зависимости NPR и КПД усилителей мощности от ОВО

Для гарантирования значения NPR 19 дБ предсказывающая линеаризация позволяет увеличить ОВО примерно с минус 6 дБ до минус 4 дБ (рисунок 1.2а) и, таким образом, повысить КПД усилителя с 29% до 39% (рисунок 1.2б).

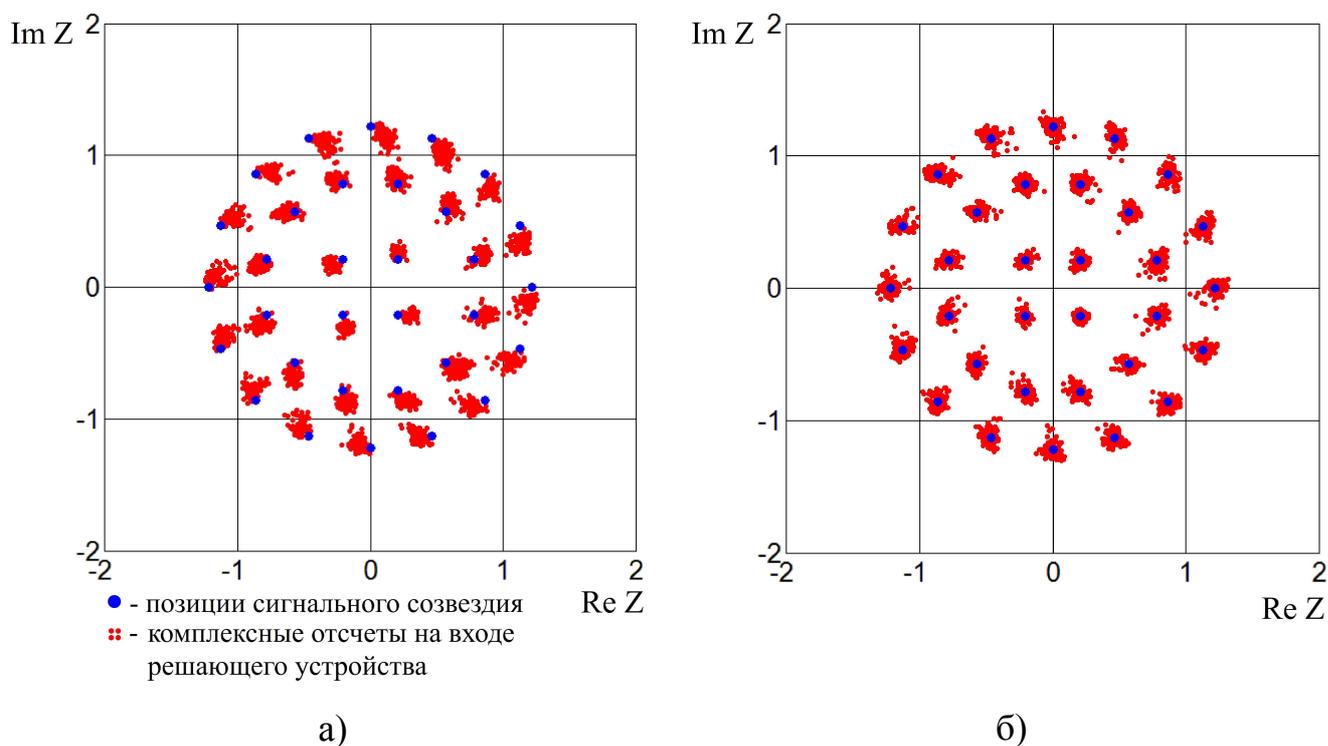
1.2.2 Предсказание сигнального созвездия в передающей земной станции

В случае, когда сигнал на входе усилителя мощности спутникового ретранслятора целиком формируется в единственной земной станции, нелинейные искажения в канале могут быть скомпенсированы за счет предсказания сигнала в ней. Существует ряд методов осуществления такого предсказания [57]. В спутниковой связи распространение получил метод

предыскажения сигнального созвездия, использование которого рекомендуется стандартами DVB-S2 [62] и DVB-S2X [64].

При усилении нескольких модулированных несущих в одном усилителе основной составляющей нелинейных искажений являются интермодуляционные продукты, которые не могут быть уменьшены за счет предыскажения сигнальных созвездий [62]. В результате, область практического применения метода ограничивается односигнальным режимом работы.

Нелинейность усилителя мощности ретранслятора приводит к тому, что комплексные отсчеты сигнала на входе решающего устройства приемной земной станции при отсутствии шума не совпадают с позицией сигнального созвездия переданного символа. Если измерять отсчеты в течение некоторого времени и отмечать их на комплексной плоскости, то можно видеть, что отсчеты, соответствующие одной позиции созвездия, группируются в кластеры, центры которых несколько смещены относительно позиций созвездия (рисунок 1.3а). Смещение центров кластеров обусловлено неравномерной компрессией амплитуд и различными фазовыми сдвигами позиций сигнального созвездия с разными амплитудами. Причиной кластеризации является межсимвольная интерференция, возникающая из-за того, что найквистовская фильтрация в нелинейном канале не приводит к равенству нулю «хвостов» импульсов в моменты измерения отсчетов [49].



Сигнальное созвездие АФМн-32; формирующие фильтры типа корня из приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,35$; источник нелинейности: усилитель мощности на лампе бегущей волны с ИВО = -7 дБ.

Рисунок 1.3 – Отсчеты на входе решающего устройства при отсутствии предсказания (а) и статическом предсказании (б) сигнального созвездия

Выделяют две разновидности метода предсказания сигнального созвездия: статическое и динамическое предсказание [76].

Статическое предсказание позволяет с помощью модификации сигнального созвездия в передающей земной станции исключить смещение центров кластеров (рисунок 1.3б).

Динамическое предсказание позволяет не только центрировать кластеры, но и уменьшить их размер. Эффект достигается за счет того, что при модуляции комплексный отсчет на входе формирующего фильтра выбирается не только на основе передаваемой им позиции созвездия, но также с учетом позиций нескольких соседних с ним символов. При динамическом предсказании для формирования сигнального созвездия используются таблицы преобразования. Общее количество элементов в таблицах имеет порядок позиционности созвездия, возведенного в степень количества соседних символов, которые участвуют в предсказании отсчета. В результате, количество памяти, требуемое для

динамического предсказания, существенно возрастает с ростом позиционности сигнального созвездия, что усложняет его практическую реализацию. Так в DVB-S2-модуляторе [58] динамическое предсказание реализовано только для созвездий с числом позиций 4 и 8 (ФМн-4 и ФМн-8).

В известных работах [41, 49] для оценки эффекта от применения методов предсказания сигнального созвездия используется показатель D_{TOT} , который определяет во сколько раз необходимо увеличить мощность насыщения усилителя мощности, чтобы при использовании нелинейного усилителя вместо линейного сохранялась заданная вероятность ошибки. Результаты моделирования в [49] показывают, что статическое предсказание при фазоманипулированных сигналах не приводит к снижению показателя D_{TOT} . При амплитудно-фазовой модуляции выигрыш по сравнению с нелинеаризованным усилителем без предсказания созвездия может составлять один и более дБ. Этот выигрыш растет с увеличением размерности созвездия. Динамическое предсказание позволяет получить выигрыш по сравнению со статическим предсказанием. Величина этого выигрыша растет с увеличением размерности сигнального созвездия от нескольких десятых децибела при ФМн-4 до 1,8 дБ при АФМн-32.

1.2.3 Современное состояние проблемы эффективного использования ограниченной мощности космической платформы

В настоящее время в спутниковой связи широко применяются два типа ретранслируемых сигналов: одноканальные сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией единственной несущей и многоканальные сигналы с частотным разделением. Применение амплитудно-фазовой модуляции несущей закреплено стандартами спутниковой связи и вещания DVB-S [59], DVB-S2 [62], DVB-S2X [64], DVB-DSNG [60]. Многоканальные сигналы на входе усилителя мощности спутникового ретранслятора образуются при его совместном использовании несколькими передающими земными станциями, работающими на разных

частотах (стандарты DVB-RCS [61], DVB-RCS2 [63]), или при частотном уплотнении одноканальных сигналов, поступающих с одной земной станции (стандарт DVB-DSNG [60]). Свойственные этим сигналам высокий пик-фактор и большое количество позиций сигнального созвездия усугубляют последствия их усиления в нелинейном усилителе мощности спутникового ретранслятора. С повышением пик-фактора сигнала увеличивается уровень возникающих нелинейных искажений, которые приводят к появлению внеполосного излучения и снижению достоверности приема сигналов. При этом достоверность приема многопозиционных сигналов снижается в большей степени, чем сигналов с небольшим количеством сигнальных позиций.

Используемые для повышения линейности усиления методы предискажения применяются совместно со слабонелинейными усилителями мощности, КПД которых не превышает примерно 75% в режиме насыщения [82] (усилитель мощности на лампе бегущей волны с рекуперацией). Более того, вне зависимости от применения или неприменения этих методов с ростом пик-фактора усиливаемого сигнала для сохранения линейности требуется снижать загрузку усилителя полезным сигналом. Отстройка рабочей точки усилителя от эффективного режима насыщения приводит к уменьшению КПД усилителей мощности и, как следствие, к неэффективному использованию ограниченной мощности космической платформы. Существующая потребность в снижении потребления мощности космической платформы без ущерба качеству ретранслируемых сигналов делает актуальной разработку и анализ новых технических решений, позволяющих повысить линейность и энергетическую эффективность усилителей мощности спутниковых ретрансляторов.

1.3 Анализ работ, посвященных усилению сигналов методом дефазирования

1.3.1 Проблемы построения усилителя мощности методом дефазирования

Метод дефазирования позволяет линейно усиливать сигнал с помощью нелинейных усилителей мощности, работающих в энергетически выгодном нелинейном режиме. Возможность повышения КПД делает метод дефазирования потенциально привлекательным для линейаризации передающих устройств с ограниченной мощностью энергопотребления (например, передатчики мобильных станций или спутниковых ретрансляторов).

Идея метода дефазирования принадлежит М. Ширексу [51], который в 1935 году с целью снижения энергопотребления высокоомощных радиовещательных передатчиков предложил схему усиления мощности амплитудно-модулированного сигнала. Возможность использования метода дефазирования для усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией была в дальнейшем показана Д. Коксом [53]. Работы Д. Кокса 1970-х годов [53, 54, 55] положили начало интенсивному развитию метода дефазирования, который продолжает развиваться по настоящее время, о чем свидетельствует большое количество опубликованных за последние годы работ.

Метод дефазирования основан на представлении усиливаемого сигнала с переменной амплитудой в виде суммы двух сигналов с постоянной амплитудой. После разделения входного сигнала на две такие составляющие полученные сигналы отдельно усиливаются в идентичных нелинейных усилителях мощности, а затем складываются, формируя усиленную копию входного сигнала. Отсутствие у составляющих входного сигнала амплитудной модуляции позволяет исключить нелинейные искажения сигнала, которые возникают в усилителях мощности при изменениях амплитуды усиливаемого сигнала.

Последовательность преобразований входного сигнала при его усилении по методу дефазирования проиллюстрирована на рисунке 1.4 и описана ниже.

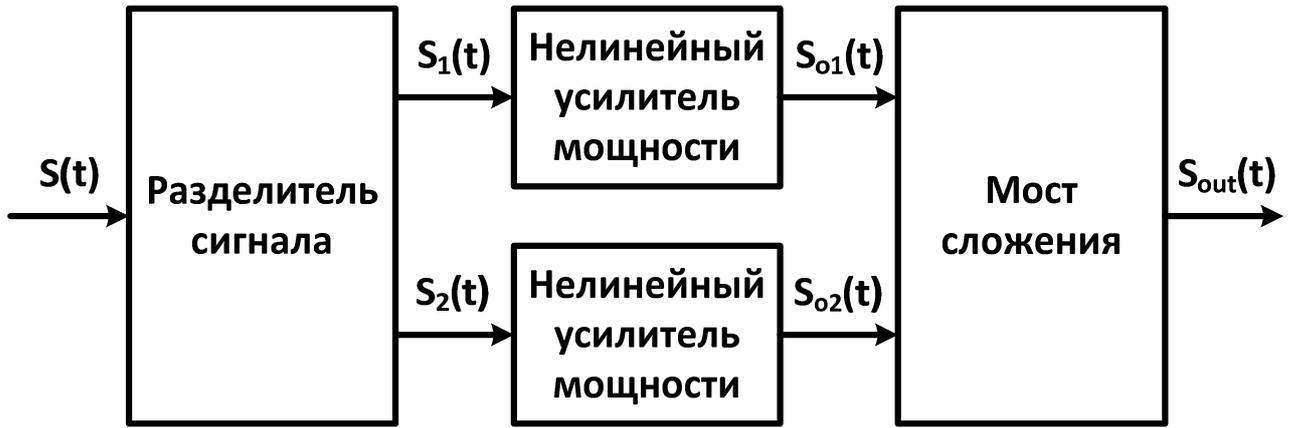


Рисунок 1.4 - Схема линейного усиления методом дефазирования

Входной сигнал $S(t)$ разделяется в разделителе сигнала на две фазомодулированные составляющие $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с равными постоянными амплитудами A_1 и A_2 :

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t), A_1 = A_2 = \text{const}_t. \quad (1.1)$$

Сформированные составляющие $S_1(t)$ и $S_2(t)$ усиливаются в идентичных нелинейных усилителях мощности. Постоянство амплитуд составляющих обеспечивает отсутствие нелинейных искажений, которые возникают в усилителях мощности при изменениях амплитуды усиливаемого сигнала. Равенство амплитуд составляющих приводит к равенству усиления и задержек в усилителях. Таким образом, сигналы $S_{o1}(t)$ и $S_{o2}(t)$ на выходах нелинейных усилителей мощности могут быть представлены в виде:

$$S_{ok}(t) = GS_k(t - \Delta t), k = 1, 2, \quad (1.2)$$

где G и Δt – соответственно коэффициент усиления и производимая нелинейными усилителями мощности задержка сигнала.

Усиленные копии (1.2) составляющих входного сигнала комбинируются в мосте сложения, формируя выходной сигнал устройства $S_{out}(t)$:

$$S_{out}(t) = S_{o1}(t) + S_{o2}(t) = G[S_1(t - \Delta t) + S_2(t - \Delta t)]. \quad (1.3)$$

В соответствии с (1.1) выражение в скобках формулы (1.3) совпадает с задержанной во времени копией входного сигнала, а выходной сигнал представляет собой линейно усиленную задержанную копию входного:

$$S_{out}(t) = GS(t - \Delta t). \quad (1.4)$$

Полученное выражение (1.4) для выходного сигнала показывает, что последовательность преобразований сигнала при его усилении по методу дефазирования позволяет линейно усиливать сигнал с помощью нелинейных усилителей мощности.

Для реализации преимуществ, которые дает метод дефазирования, необходимо преодолеть ряд известных проблем [11, 22, 67].

Неточность методов разделения входного сигнала и неидеальность блоков, из которых состоит разделитель сигнала, приводят к неточности формирования составляющих входного сигнала (1.1) и возникновению нелинейных искажений. Непостоянство амплитуд составляющих входного сигнала приводит к искажениям в нелинейных усилителях мощности. Если амплитуды составляющих не равны между собой, то идентичные усилители мощности неодинаково усиливают составляющие сигнала, что приводит к отличию сигнала на выходе моста сложения от линейно усиленной реплики входного сигнала. Также отличие возникает, если сумма сигналов, сформированных на выходах разделителя сигнала, не представляет входной сигнал.

При использовании метода дефазирования требования к линейности усилителей мощности не предъявляются, однако, важным становится обеспечение идентичности трактов усиления мощности. Различие коэффициентов усиления и фазовых сдвигов в трактах ограничивает линейность усиления. Этот вывод подкрепляют результаты анализа [48] влияния разбаланса трактов усиления мощности на уровень внеполосных искажений в соседнем канале и вероятность битовой ошибки при приеме многопозиционных сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией. На одном из примеров в [48] демонстрируется, что даже малые различия фазовых сдвигов в трактах способны сильно увеличивать уровень мощности внеполосных искажений в соседнем канале: 50 дБ при разности фаз 1° и уже 33 дБ при 5° .

Метод дефазирования позволяет использовать для линейного усиления нелинейные усилители мощности, отличающиеся высоким КПД. При этом важно понимать, что усилители не являются единственным фактором, влияющим на

КПД устройства усиления мощности в целом, поскольку КПД устройства дополнительно зависит от вида применяемой схемы сложения и плотности распределения амплитуд входного сигнала. Проблема заключается в том, что при входном сигнале с высоким пик-фактором традиционные схемы сложения приводят либо к низкому КПД [91], либо к большим искажениям [44].

На преодоление описанных проблем точности формирования составляющих входного сигнала в разделителе сигнала, идентичности трактов усиления мощности и эффективности комбинирования усиленных составляющих входного сигнала в мосте сложения направлены исследования метода дефазирования.

1.3.2 Краткий обзор известных технических решений усилителя, построенного методом дефазирования

Проблемы, которые возникают при построении усилителя методом дефазирования, преодолеваются за счет совершенствования его технических решений. Точность формирования составляющих входного сигнала с постоянной огибающей обеспечивается выбором надлежащей схемы разделителя сигнала. Снижение нелинейных искажений сигнала, возникающих по причине неидентичности трактов усиления мощности, достигается за счет непрерывной автоматической компенсации разбаланса трактов или их калибрования. Эффективность комбинирования усиленных составляющих входного сигнала повышается с помощью различных усложнений устройства, использующего традиционные схемы сложения.

В большинстве современных работ используется разделитель сигнала с блоком цифровой обработки. Идея применения цифровой обработки сигнала при усилении методом дефазирования впервые представлена в 1988 году в работе [43]. В дальнейшем в [71] предложена реализация блока цифровой обработки сигнала на основе таблиц преобразования (англ. «look-up tables»), позволяющих существенно упростить блок и снизить вычислительную сложность.

Разделитель сигнала [43], состоит из блока цифровой обработки, четырех восстанавливающих фильтров и двух квадратурных модуляторов, модулирующих сигнал с общего генератора частоты (рисунок 1.5).

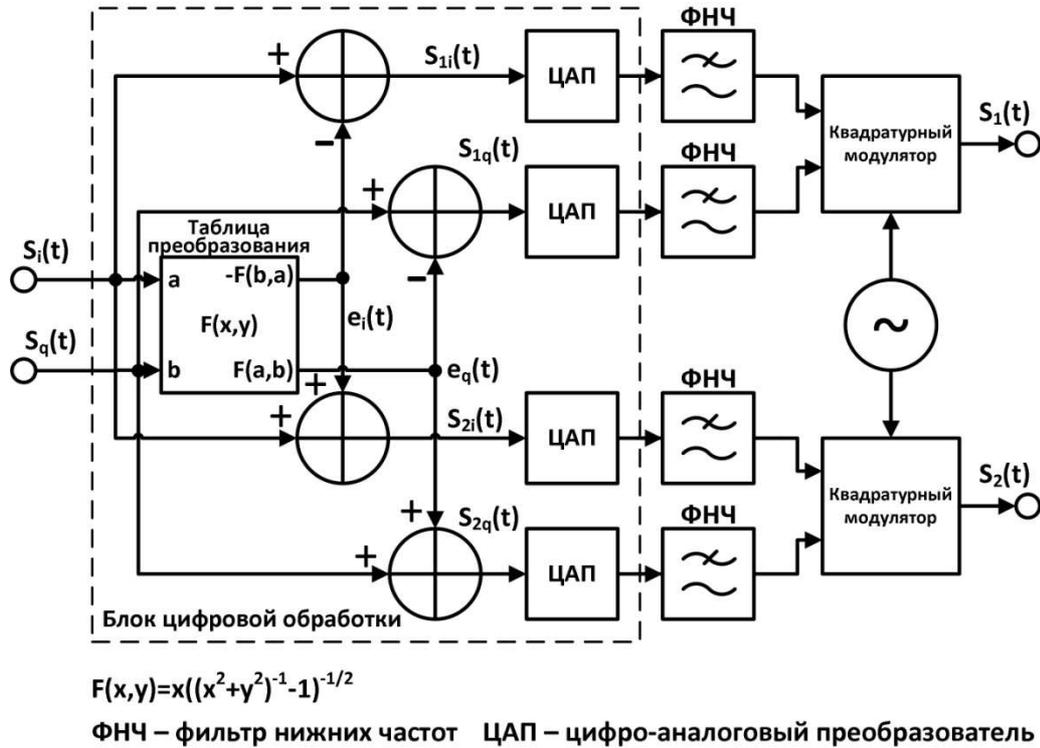


Рисунок 1.5 - Схема разделителя сигнала с блоком цифровой обработки

На вход разделителя сигнала поступают в цифровом виде квадратурные компоненты $S_i(t)$ и $S_q(t)$ усиленного сигнала $S(t)$ с фазой $\varphi(t)$ и амплитудой $A(t)$, ограниченной сверху пороговым значением V_m :

$$S(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}, \quad 0 \leq A(t) \leq V_m. \quad (1.5)$$

На выходе таблицы преобразования [71] формируются оценки компонент сигнала $e(t)$, который находится в квадратуре к входному сигналу и имеет амплитуду, равную корню разности квадратов V_m и $A(t)$:

$$e(t) = je^{j\varphi(t)} \sqrt{V_m^2 - A(t)^2}. \quad (1.6)$$

Путем суммирования и вычитания квадратурных компонент сигналов $S(t)$ и $e(t)$ рассчитываются цифровые значения составляющих (1.1) входного сигнала:

$$S_1(t) = \frac{1}{2}(S(t) - e(t)), \quad S_2(t) = \frac{1}{2}(S(t) + e(t)). \quad (1.7)$$

Подстановка (1.5) и (1.6) в (1.7) позволяет убедиться в постоянстве амплитуд составляющих и их равенстве значению $V_m/2$. Геометрическая интерпретация разделения сигнала в комплексной плоскости проиллюстрирована на рисунке 1.6.

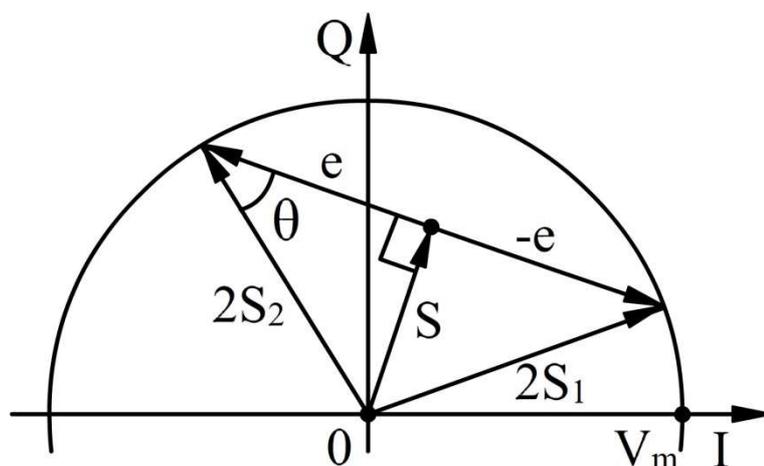


Рисунок 1.6 - Составляющие входного сигнала в комплексной плоскости

В результате цифро-аналогового преобразования и восстанавливающей фильтрации на выходах фильтров формируются квадратурные компоненты составляющих входного сигнала на видеочастоте, которые преобразуются в радиосигналы в квадратурных модуляторах.

Разделитель сигнала с блоком цифровой обработки отличается технологичностью производства и предсказуемостью характеристик. В то же время минимальный уровень нелинейных искажений оказывается ограниченным практически достижимыми значениями частоты дискретизации [92], разрядностью входного цифрового сигнала [94], размерами памяти блока цифровой обработки [94] и ошибками квадратурной модуляции [95].

Альтернативой схеме разделителя сигнала с блоком цифровой обработки, свободной от отмеченных недостатков, являются аналоговые схемы [34, 35, 36, 37, 51, 53, 87, 89], к преимуществам которых также относят возможность разделения сигнала, поступающего на радиочастоте.

В аналоговом разделителе сигнала, предложенном в работе [89], как и в разделителе с цифровой обработкой [43], составляющие входного сигнала образуются путем суммирования и вычитания квадратурных компонент сигналов $S(t)$ и $e(t)$ (1.7). Отличие заключается в том, что в [89] входной сигнал и

компонента $e(t)$ являются радиочастотными. При этом компонента $e(t)$ (1.6) получается не цифровым образом, а с использованием аналогового нелинейного элемента. Нелинейный элемент осуществляет преобразование по закону корня отношения поступивших на его входы сигналов, пропорциональных $(V_m^2 - A(t)^2)$ и $A(t)^2$.

Сигнал на выходе этого нелинейного элемента может быть сколь угодно большим при малых значениях амплитуды входного сигнала. Обеспечение бесконечной верхней границы диапазона рабочих амплитуд сигналов на выходе нелинейного элемента, в котором он должен сохранять свою функциональность, не реализуемо на практике. Усовершенствование устройства [89], позволяющее ограничить необходимый диапазон рабочих амплитуд, предложено в [36].

Недостатком устройств [36, 89] является сложность реализации нелинейного элемента, способного точно функционировать и сохранять свои характеристики в ходе эксплуатации. Для обеспечения точности нелинейного преобразования в разделителях сигнала используют обратную связь.

Разделитель сигнала в [53] имеет обратную связь по усилению. Принцип работы разделителя проиллюстрирован схемой на рисунке 1.7.

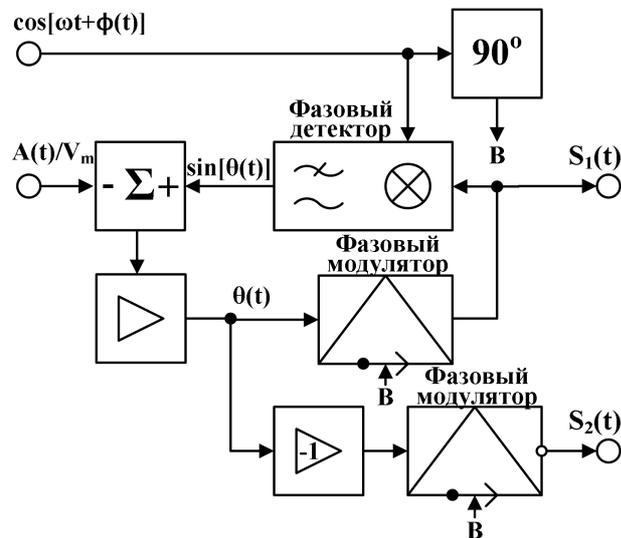


Рисунок 1.7 - Аналоговая схема разделителя сигнала с обратной связью по усилению

Из входного сигнала, имеющего частоту ω , предварительно выделяются нормированная на пороговое значение амплитудная $A(t)/V_m$ и фазовая $\cos[\omega t + \varphi(t)]$

компоненты. Амплитудная компонента поступает на усилитель, охваченный отрицательной обратной связью. На выходе усилителя формируется сигнал, который равен арксинусу амплитудной компоненты

$$\theta(t) = \arcsin\left(\frac{A(t)}{V_m}\right) \quad (1.8)$$

и называется углом дефазирования. Угол отмечен на рисунке 1.6.

Составляющие входного сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ образуются на выходах фазовых модуляторов, в которых сигнал $\theta(t)$ и его инверсия модулируют предварительно повернутую по фазе на 90° фазовую компоненту входного сигнала:

$$S_1(t) = \sin[\omega t + \varphi(t) + \theta(t)] \text{ и } S_2(t) = -\sin[\omega t + \varphi(t) - \theta(t)]. \quad (1.9)$$

Суммирование сигналов (1.9) с учетом (1.8) позволяет убедиться в пропорциональности их суммы входному радиочастотному сигналу.

Точность арксинусного преобразования (1.8) повышается с увеличением коэффициента усиления усилителя нижних частот [53]. На практике достижимы высокие значения коэффициента усиления, позволяющие сделать снижение точности незначительным [53]. Основными же причинами искажений сигнала при использовании разделителя с обратной связью по усилению являются задержка в петле обратной связи [87] и несимметричность преобразования составляющих сигнала после прохождения общих для них элементов схемы [53], которая обусловлена различием фазовых модуляторов.

Неидентичность двух используемых модуляторов приводит к искажениям сигнала. Мерой преодоления указанной проблемы может служить применение схемы разделителя сигнала с одним фазовым модулятором. Модулятор используется для получения первой составляющей входного сигнала. Вторая составляющая получается из первой путем осуществления преобразований на радиочастоте. Такая возможность отмечается в [87], а в [34, 37] описаны конкретные варианты построения разделителя сигнала. Эффект от предложенных в [34, 37] усовершенствований анализируется в [20, 23]; соответствующие результаты представлены в главах 2-4 и Приложении А.

Одним из источников искажений сигнала и ограничений, накладываемых на ширину полосы частот входного сигнала, является задержка в петле обратной связи [87]. В работе [87] предлагается схема широкополосного разделителя сигнала с обратной связью по фазе. Предложенный разделитель сигнала позволяет уменьшить искажения, обусловленные задержкой в петле обратной связи и увеличить ширину полосы частот усиливаемого сигнала. Эффект достигается за счет того, что в представленном разделителе сигналов искажения пропорциональны квадрату малого параметра по задержке. Недостатком разделителя сигнала с фазовой обратной связью являются АМ-ФМ искажения охваченного обратной связью ограничителя. Результаты испытаний, представленные в [87], показывают, что при поступлении на вход разделителя сигналов с задержкой в петле обратной связи не менее 7,6 нс двух гармонических сигналов с равными амплитудами уровень продуктов интермодуляционных искажений не более минус 40дБ обеспечивается при разности частот гармонических сигналов, по крайней мере, 10 МГц.

Новизна описанных выше технических решений заключается в совершенствовании схем разделителя сигнала. В то же время, они не предусматривают применения мер для снижения нелинейных искажений сигнала, возникающих из-за неидентичности трактов усиления мощности. По причине сложности реализации идентичных усилителей в существующих работах предлагаются различные методы компенсации разбаланса трактов усиления мощности. Среди них можно выделить две группы методов: методы непрерывной автоматической компенсации [80] и методы калибрования трактов [83].

Для осуществления непрерывной автоматической компенсации разбаланса трактов усиления в устройство, работающее по методу дефазирования, дополнительно вводится подсистема автоматической компенсации. Она непрерывно анализирует информацию о сигнале на выходе моста сложения или о сигналах на его входах, сопоставляет ее с информацией о входном сигнале и формирует компенсирующее воздействие с тем, чтобы скомпенсировать различие фазовых сдвигов и коэффициентов усиления в трактах усиления мощности. Один

из многих примеров такого метода может быть найден в работе [80], в которой авторы предлагают компенсировать различие фазовых сдвигов и коэффициентов усиления трактов на основе измерения функции корреляции выходного и входного сигналов. Значение функции корреляции позволяет рассчитать величину вектора ошибки и уровень мощности излучения в соседнем канале, которым ставится в соответствие значение компенсирующего воздействия по фазе и коэффициенту усиления. Также в работе предложена реализация метода, в которой как разделитель сигнала, так и подсистема компенсации реализованы с использованием цифровой обработки сигнала. При этом выбор конкретного компенсирующего воздействия при рассчитанных значениях величины вектора ошибки и уровня помех по соседнему каналу производится с помощью таблиц преобразования. В результате проведенного эксперимента по усилению сигнала с 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ-16), описанного в [80], достигнуто отношение коэффициентов усиления трактов 0,99, а разность фазовых сдвигов уменьшена до $0,5^\circ$.

В отличие от методов непрерывной компенсации, при которых непрерывно анализируется выходной сигнал и вносится компенсирующее воздействие, применение методов калибровки трактов не подразумевает непрерывного слежения за выходным сигналом. Использование методов калибровки предполагает наличие двух режимов работы устройства усиления мощности: режим целевого функционирования и режим калибровки. В режиме калибровки в тракты усиления мощности подаются тестовые сигналы, и измеряется сигнал на выходе блока усиления мощности. Сопоставление измеренного сигнала с ожидаемым позволяет корректировать параметры компенсирующего воздействия, которые действуют в режиме целевого функционирования и остаются неизменными вплоть до следующего калибрования. Примером использования метода калибровки может служить устройство, предлагаемое в работе [83]. В нем расчет компенсирующего воздействия производится на основе измерения только амплитуд выходных сигналов, являющихся откликами на четыре тестовых сигнала. Результаты

эксперимента, представленные в работе, показывают, что при усилении WiMAX-сигнала с КАМ-16 и пик-фактором 10 дБ предложенный метод позволяет уменьшить величину вектора ошибки до уровня минус 37,4 дБ.

Описанные выше технические решения [80, 83] компенсируют разбаланс трактов усиления мощности. Вместе с тем, в решениях применяются традиционные схемы сложения усиленных составляющих входного сигнала: мост сложения Ширекса («неразвязанный» мост) и «развязанный» мост, - которые при входном сигнале с высоким пик-фактором приводят либо к низкому КПД [91], либо к большим искажениям [44].

Пути преодоления этой проблемы предлагаются в [11, 50, 72, 78, 84, 96]. В работах за счет усложнения схемы, достигается снижение вносимых искажений, увеличение КПД устройства усиления мощности и расширение рабочего диапазона амплитуд входного сигнала.

Мост сложения Ширекса может обеспечивать более высокий КПД, чем «развязанный» мост, однако, платой является ухудшение линейности, обусловленное чувствительностью усилителей мощности к изменению величины нагрузки [44]. В [11] для использования в передатчиках, работающих в диапазоне средних волн, обосновано применение двухтактных усилителей класса F, допускающих работу при рассогласовании нагрузки. Схема с усилителями класса E, предложенная в [96], позволяет работать на частотах порядка нескольких гигагерц.

Среди технических решений, основанных на применении «неразвязанного» моста сложения, следует выделить [84]. Это решение позволяет наряду с выигрышем в КПД добиваться повышения линейности и расширения рабочего диапазона амплитуд входного сигнала. Эффект производится за счет применения цепи компрессии сопротивления, которая позволяет снизить реактивную составляющую нагрузки усилителей мощности. Повышение КПД для некоторых представляющих интерес случаев, подтверждается результатами моделирования. Так, при усилении WLAN-сигнала с пик-фактором 9,1 дБ и применении идеальных усилителей класса B (собственный КПД равен $\pi/4$) предлагаемая

схема демонстрируют выигрыш в 19 процентных пунктов (69% против 50%) в КПД по сравнению со значением, полученным при использовании моста сложения Ширекса. Платой за производимый полезный эффект является необходимость применения четырех усилителей мощности вместо двух, что приводит не только к усложнению схемы, но и к обострению проблем разделения сигнала и компенсации разбаланса трактов усиления, требующих дополнительной проработки.

В отличие от моста сложения Ширекса «развязанный» мост сложения обеспечивает постоянную нагрузку на каждый усилитель мощности вне зависимости от амплитуды входного сигнала. Отсутствие влияния усилителей мощности друг на друга позволяет применять усилители с высоким КПД, чувствительные к величине сопротивления нагрузки, без внесения дополнительных искажений в усиленный сигнал. Наряду с этим преимуществом у применения «развязанного» моста сложения имеется недостаток. При его использовании противофазные компоненты усиленных составляющих входного сигнала складываются по мощности и рассеиваются на развязывающей резистивной нагрузке (балластном сопротивлении). Эта потеря мощности приводит к снижению КПД устройства усиления мощности, которая тем больше, чем больше пик-фактор входного сигнала [91].

Одним из направлений повышения КПД устройства при использовании «развязанного» моста сложения является рекуперация мощности, рассеиваемой на балластной нагрузке. В этом случае нагрузка заменяется схемой возврата мощности в источник питания. Схемы возврата мощности позволяют восстанавливать часть мощности без внесения искажений в усиленный сигнал. Проведенные измерения одной из предлагаемых схем [78] показывают возможность переиспользования от 40 до 60% мощности в пределах более чем десятидецибельного изменения уровня мощности входного сигнала.

Другим направлением повышения КПД схемы усиления мощности при использовании «развязанного» моста сложения является применение многоуровневого дефазирования. Рассеиваемая на балластной нагрузке мощность

противофазных составляющих падает с ростом угла дефазирования, зависящего от текущей амплитуды входного сигнала и заданного амплитудного уровня, который при традиционной схеме разделителя сигнала равен максимальной амплитуде входного сигнала. В отличие от традиционной схемы дефазирования при многоуровневом дефазировании предлагается введение дополнительных амплитудных уровней [50], которые выбираются динамически в зависимости от текущей амплитуды входного сигнала: выбирается минимальный из амплитудных уровней, превышающий текущую амплитуду. Разделение сигнала при использовании двух амплитудных уровней иллюстрируется на рисунке 1.9.

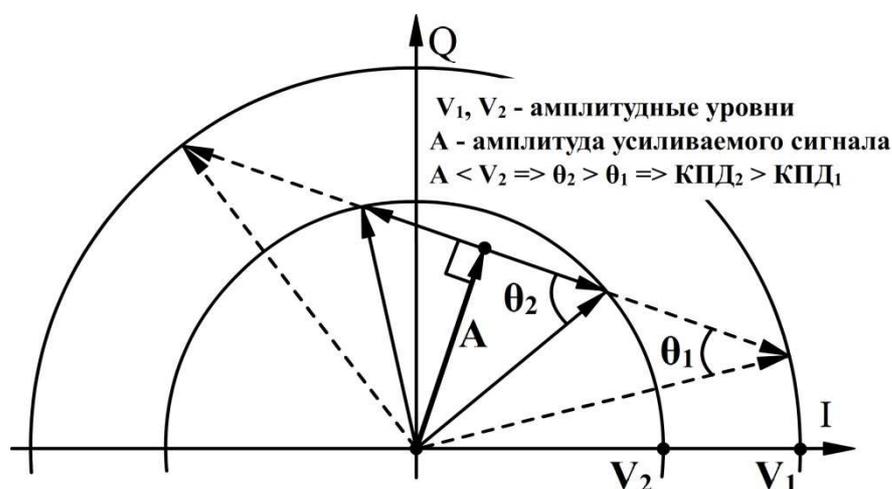


Рисунок 1.8 - Разделение сигнала при двухуровневом дефазировании

Использование дополнительных амплитудных уровней приводит к увеличению углов дефазирования, и, следовательно, к уменьшению рассеиваемой мощности. Для того чтобы при введении дополнительных амплитудных уровней сигнал на выходе моста сложения оставался прежним, в схему вводится тракт управления напряжением питания усилителей мощности. Введенный тракт позволяет в зависимости от текущего выбранного амплитудного уровня регулировать коэффициенты усиления усилителей мощности. Изменение напряжения питания усилителей мощности приводит к фазовым искажениям усиленных составляющих входного сигнала. С целью устранения этих искажений в устройство вводится блок предискажения. Выигрыш в КПД зависит от количества введенных уровней и их значений. Результаты моделирования [72] при усилении WiMAX-сигнала с КАМ-64 показывают, что оптимальное введение

даже единственного дополнительного уровня позволяет повысить КПД устройства более чем в два раза, а при использовании ассиметричной модификации многоуровневого метода дефазирования – почти в три раза.

В результате обзора существующих технических решений можно видеть, что они в некоторой степени позволяют преодолевать проблемы построения усилителя мощности методом дефазирования. Отмеченные особенности применения технических решений, их преимущества и недостатки необходимо учитывать при обосновании построения усилителя мощности спутникового ретранслятора.

1.3.3 Особенности применения метода дефазирования для усиления мощности сигналов в спутниковых ретрансляторах

Выполненный аналитический обзор работ, посвященных усилению сигналов методом дефазирования, показал, что существующие исследования метода в значительной мере способствовали совершенствованию технических решений усилителя мощности наземных передатчиков. Применение метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах имеет свои особенности, которые необходимо учитывать при разработке и анализе вариантов построения усилителя мощности.

Сигнал на вход усилителя мощности спутникового ретранслятора (в отличие от наземных передатчиков) поступает на радиочастоте. Такой сигнал не может быть разделен на фазомодулированные составляющие в разделителе сигнала [43] с блоком цифровой обработкой, который используется в большинстве современных УМДФ. Поэтому представляется важным проработать возможность применения усилителей, способных усиливать сигнал на радиочастоте.

Для применения метода дефазирования необходимо знать амплитуду усиливаемого сигнала, нормированную на некоторый пороговый уровень V_m ,

который равен или превышает максимальное значение амплитуды. В известных работах не уделяется внимание поиску порогового уровня и нормированию амплитуды, поскольку в наземных передатчиках ее максимальное значение известно заранее. В спутниковых ретрансляторах ситуация обстоит иначе. Схема модуляции ретранслируемого сигнала может быть не известна, что приводит к необходимости реализации способа определения порогового уровня амплитуды сигнала и ее нормирования.

Системам спутниковой связи свойственны определенные виды сигналов, наиболее распространенные из которых приводятся в пункте 1.2.3 настоящей главы. При разработке технических решений УМДФ целесообразно проанализировать линейность и энергетическую эффективность усиления именно этих сигналов.

1.4 Постановка задач диссертационного исследования

Необходимость повышения эффективности применяемых методов снижения нелинейных искажений, рассмотренных в параграфе 1.2, и отмеченные в параграфе 1.3 особенности применения метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах определяют круг задач, решаемых в диссертации:

- разработка технических решений УМДФ, сигнал на входе которого является радиочастотным и может иметь произвольную заранее неизвестную модуляцию;
- анализ нелинейных искажений, которые возникают при усилении собственных системам спутниковой связи и вещания сигналов в усилителе, построенном по предложенным техническим решениям;
- сравнительный анализ эффективности технических решений, направленных на снижение нелинейных искажений сигналов в спутниковых ретрансляторах методом дефазирования и методами, применяемыми в настоящее время;
- выработка практических рекомендаций по использованию предложенных технических решений УМДФ в спутниковых ретрансляторах.

Разработанные технические решения усилителя мощности получены путем усовершенствований известных устройств с входным сигналом на радиочастоте, позволяющих применять метод дефазирования при неизвестной конструкции усиливаемого сигнала и повышающих линейность и энергетическую эффективность усилителя. Обоснование новых технических решений приводится в главе 2.

При анализе возникающих нелинейных искажений внимание уделено одноканальным сигналам с амплитудно-фазовой модуляцией единственной несущей и многоканальным сигналам с частотным разделением, которые характерны для систем спутниковой связи и вещания. В Приложении А проанализированы искажения двухтонального сигнала, детерминированность и периодичность которого позволяют понятным образом полностью аналитически продемонстрировать и охарактеризовать нелинейные эффекты. Искажениям многоканальных сигналов посвящена глава 3, а одноканальных – глава 4.

Выполненные расчеты показывают повышенную линейность предложенных УМДФ по сравнению с известными аналогами. Разработанные на основе анализа методики позволяют судить о достаточности предъявленных к параметрам УМДФ требований для достижения заданной линейности усиления.

Дана оценка эффективности предложенных УМДФ по сравнению с применяемыми методами предискажения сигнала на борту космического аппарата и предискажения сигнального созвездия в передающей земной станции. Результаты сравнительного анализа и выработанные практические рекомендации по использованию предложенных УМДФ в спутниковых ретрансляторах приведены в главе 5.

Решение поставленных задач диссертации направлено на получение новых технических решений УМДФ с учетом специфики его применения в спутниковых ретрансляторах, и формулирование научно обоснованных рекомендаций по рациональному выбору технического решения УМДФ и его параметров, при которых обеспечивается заданная линейность усилителя и высокая эффективность использования мощности космической платформы.

1.5 Выводы

1. Существующая потребность в снижении потребления ограниченной мощности космической платформы без ущерба качеству ретранслируемых сигналов делает актуальной разработку и анализ новых технических решений, позволяющих повысить линейность и энергетическую эффективность усилителей мощности спутниковых ретрансляторов.

2. Метод дефазирования является перспективным методом обеспечения линейного усиления мощности сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией, который позволяет достигать высокого коэффициента полезного действия за счет применения нелинейных усилителей, работающих в энергетически выгодном нелинейном режиме.

3. Решение задач, поставленных в диссертационной работе, позволит получить новые технические решения усилителя мощности, построенного методом дефазирования с учетом специфики его применения в спутниковых ретрансляторах, и сформулировать научно обоснованные рекомендации по рациональному выбору технического решения усилителя и его параметров, при которых обеспечивается заданная линейность усилителя и высокая эффективность использования мощности космической платформы.

Глава 2

ОБОСНОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА, ПОСТРОЕННОГО МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ, И АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

2.1 Введение

В данной главе обоснованы новые технические решения усилителя мощности, построенного методом дефазирования (УМДФ), для спутникового ретранслятора; выявлены основные факторы, оказывающие влияние на линейность усилителя, и определен характер их воздействия.

Выполненный в главе 1 анализ показал, что при разработке усилителя мощности спутникового ретранслятора следует учитывать проблемы его построения методом дефазирования и особенности применения метода в спутниковых ретрансляторах. На основе этих предпосылок в параграфе 2.2 предложены новые варианты построения усилителя, которые получены путем совершенствования известных [51, 53]. На устройства в соавторстве получены патенты [34, 37].

К нелинейным искажениям в исследуемых усилителях приводят неидентичность трактов усиления мощности, ошибки фазовых модуляторов и неточность нормирования амплитуды входного сигнала. С целью формирования представления о характере воздействия этих факторов на усиленный сигнал выполнен анализ их влияния во временной области. Результаты анализа представлены в параграфе 2.3 и опубликованы автором в [18, 19, 20, 21, 23, 24].

В параграфе 2.4 аналитические выражения, описывающие процесс усиления сигнала, обобщены на случай одновременного действия факторов и распространены на сигналы с неограниченной амплитудой. С учетом этих выражений разработан алгоритм имитационного моделирования исследуемых

усилителей. Алгоритм реализован в программе для ЭВМ, на которую получено авторское свидетельство [30].

Полученные выражения и разработанный алгоритм используются в главах 3-5 и Приложении А для оценки показателей эффективности предложенных УМФД и проверки правильности разработанных методик их оценки.

2.2 Обоснование технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования

2.2.1 Определение принципов построения усилителя мощности спутникового ретранслятора методом дефазирования

При разработке усилителя мощности методом дефазирования, необходимо обеспечить преодоление известных проблем метода и учесть особенности его применения в спутниковых ретрансляторах. Следует выбрать способы разделения сигнала, компенсации неидентичности трактов усиления и повышения эффективности комбинирования усиленных составляющих входного сигнала.

В большинстве современных работ, посвященных методу дефазирования, в усилителе используется разделитель сигнала с блоком цифровой обработки и квадратурными модуляторами [43]. Его особенностью является то, что сигнал, подлежащий усилению, поступает в цифровом виде и до попадания в модуляторы обрабатывается цифровым образом. Такой разделитель отличается технологичностью производства и предсказуемостью характеристик, однако, не может использоваться в усилителе мощности спутникового ретранслятора, в который сигнал поступает на радиочастоте. Таким образом, необходимо выбрать другой разделитель, который позволит формировать составляющие радиочастотного сигнала. Ряд схем таких разделителей сигнала предложен в

работах [34, 35, 36, 37, 51, 53, 87, 89]. В настоящей диссертации исследуются схемы с фазовыми модуляторами [51, 53], для которых автором в соавторстве предложены усовершенствования [34, 37], описанные в следующем пункте.

Применение для компенсации разбаланса трактов усиления мощности специальных методов приводит к усложнению усилителя, росту массы и снижению надежности. Эти показатели являются критичными в условиях космического применения. Масса космического аппарата ограничивается возможностями ракеты-носителя по его выведению в заданную орбитальную позицию. Невозможность осуществления ремонта спутникового ретранслятора приводит к зависимости срока активного существования от надежности его блоков. Таким образом, целесообразным оказывается достижение требуемой линейности усилителя без использования специальных методов компенсации разбаланса трактов усиления. Обеспечение высокой степени идентичности усилителей представляется технологически возможным, поскольку производство космических изделий носит штучный характер и предполагает их тщательный отбор и настройку. В результате, схемы компенсации разбаланса трактов в предлагаемых УМДФ не используются. Разработанные в Приложении А, главе 3 и главе 4 методики оценки показателей линейности усиления позволяют судить о том, достаточна ли достигнутая на производстве степень совпадения коэффициентов усиления и фазовых сдвигов в трактах для обеспечения требуемой линейности усилителя, или применение специальных методов необходимо. Некоторые из таких методов, например метод, предложенный в [93], не требуют внесения изменений в блоки УМДФ, что позволяет простым добавлением ряда блоков в предлагаемые УМДФ добиться снижения уровня нелинейных искажений, возникающих из-за неидентичности трактов.

Комбинирование усиленных составляющих входного сигнала предлагается производить с использованием «развязанного» моста сложения. Развязанный мост позволяет складывать составляющие без искажения и не требует от нелинейных усилителей мощности способности работать при рассогласовании нагрузки. При использовании развязанного моста противофазные компоненты усиленных

составляющих входного сигнала складываются по мощности и рассеиваются на балластной нагрузке. Эта потеря мощности приводит к снижению КПД обратно пропорционально пик-фактору усиленного сигнала [91]. Для увеличения КПД возможно использование метода вторичного использования мощности, рассеиваемой на балластной нагрузке «развязанного» моста сложения, который представляется относительно простым и хорошо освоенным к настоящему моменту. В этом случае балластная нагрузка моста заменяется схемой рекуперации [78] (рисунок 2.1).

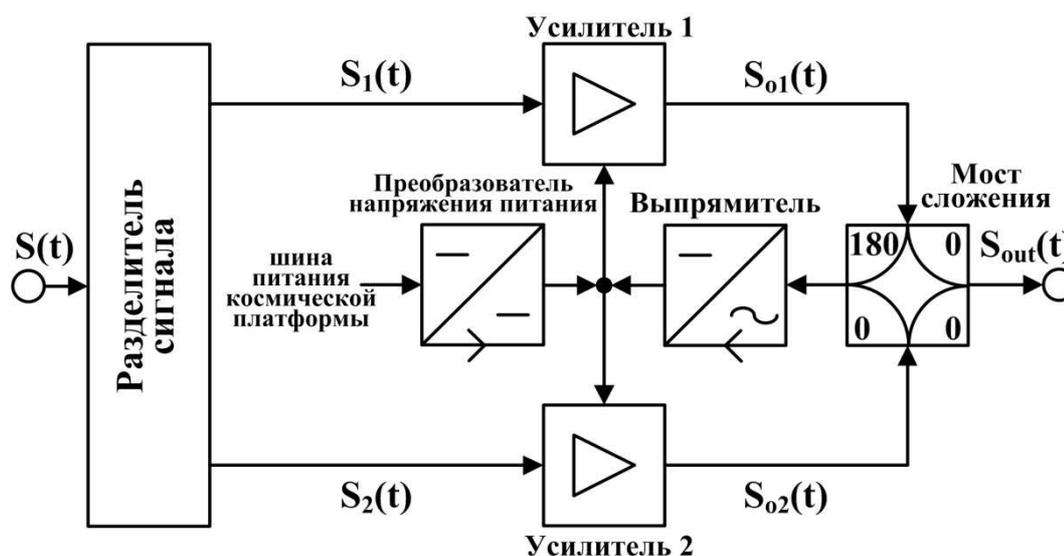


Рисунок 2.1 – Усилитель мощности, построенный методом дефазирования с рекуперацией

Схема рекуперации позволяет повторно использовать порядка 40-60% мощности в относительно широком диапазоне его амплитуд [78] и не влияет на функционирование усилителя (сигнал преобразуется прежним образом). Увеличение КПД при сохранении высокой линейности усиления может также достигаться за счет других методов, таких как многоуровневое дефазирование [50, 72] или введение цепи компрессии сопротивления [84]. Эти методы сопряжены со значительным усложнением устройства, и их применение на настоящий момент предполагается нецелесообразным.

Осуществленный выбор способов преодоления проблем построения усилителя мощности спутникового ретранслятора методом дефазирования позволил определить принципы его построения. УМДФ включает в себя

разделитель сигнала, работающий со входным сигналом на радиочастоте, два нелинейных усилителя в трактах, идентичность которых обеспечивается технологически без применения специальных методов компенсации их разбаланса, и «развязанный» мост сложения, балластная нагрузка которого может быть заменена схемой рекуперации.

2.2.2 Усовершенствование усилителя и производимый эффект

Автором в соавторстве в [34, 37] предлагается два усовершенствования известных УМДФ М. Ширекса [51] и Д. Кокса [53], в которых формирование составляющих входного радиочастотного сигнала происходит с использованием фазовых модуляторов. Усовершенствования вводятся для повышения линейности и энергетической эффективности усилителя мощности, и обеспечения возможности применения метода дефазирования при отсутствии информации об используемой схеме модуляции усиливаемого сигнала.

Известные схемы разделителей [51, 53] требуют доработки для использования в спутниковых ретрансляторах. Для применения метода дефазирования необходимо знать амплитуду усиливаемого сигнала, нормированную на некоторый пороговый уровень V_m , который совпадает с максимальным значением амплитуды A_m или превышает ее. В спутниковых ретрансляторах схема модуляции ретранслируемого сигнала может быть не известна, что приводит к необходимости реализации способа определения порогового уровня амплитуды входного сигнала и ее нормирования по отношению к этому уровню. Такая доработка разделителя сигнала предложена автором в [34, 37] и заключается во введении схемы нормирования амплитуды с использованием пикового детектора для оценки ее максимального значения.

Схемы разделителей сигнала усилителей [51] и [53], дополненные схемой нормирования амплитуды с пиковым детектором, проиллюстрированы соответственно на рисунках 2.2 и 2.3. В разделитель сигнала, используемый

М. Ширексом [51], для усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией по аналогии с [53] введены фазовращатель на угол 90° и блок выделения амплитудной и фазовой компонент. В этом блоке из входного радиочастотного сигнала $S(t)$ с амплитудой $A(t)$, фазой $\varphi(t)$ и частотой ω

$$S(t) = A(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] \tag{2.1}$$

выделяются амплитудная $A(t)$ и фазовая $\cos[\omega t + \varphi(t)]$ компоненты сигнала.

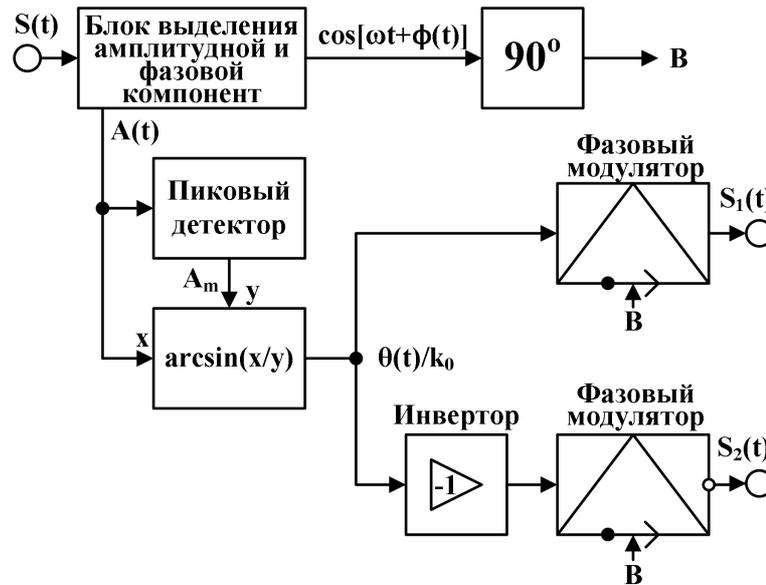


Рисунок 2.2 – Схема разделителя сигнала с двумя фазовыми модуляторами без использования обратной связи

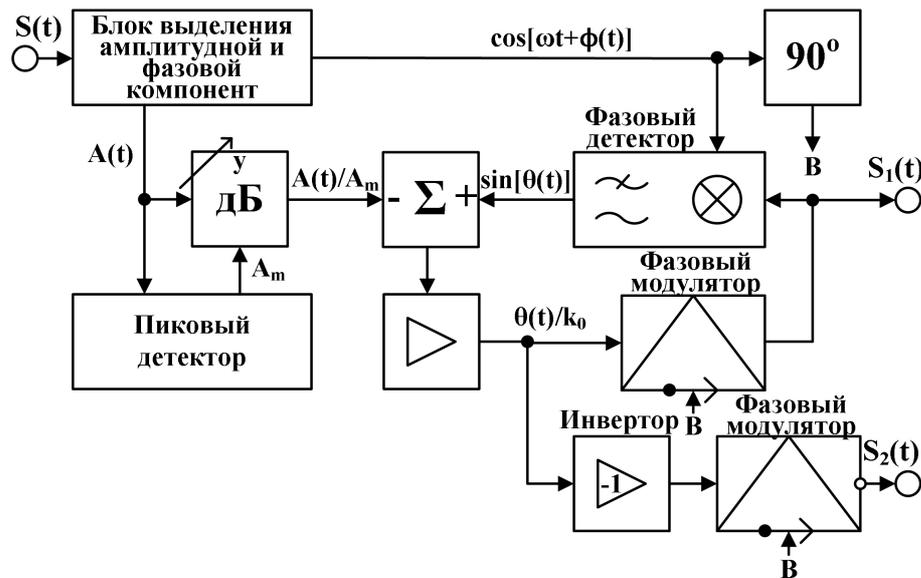


Рисунок 2.3 – Схема разделителя сигнала с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью

Амплитудная компонента в каждой из двух схем поступает в пиковый детектор, в котором определяется ее максимальное значение A_m . Способ нормирования амплитуды на это значение отличается в схемах. В первом устройстве (рисунок 2.2) нормирование осуществляется в блоке, выполняющем нелинейное преобразование отношения поступивших на его вход сигналов $A(t)$ и A_m по закону арксинуса

$$\theta(t) = \arcsin\left(\frac{A(t)}{A_m}\right) \quad (2.2)$$

и деление на номинальный коэффициент преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах k_0 .

Во втором устройстве (рисунок 2.3) амплитуда нормируется в аттенюаторе, управляемом сигналом с выхода пикового детектора. При этом арксинусное преобразование (2.2) производится в усилителе нижних частот, охваченном обратной связью. Описание того, каким образом обратная связь позволяет выполнить арксинусное преобразование, подробно описывается в [53].

Способ выполнения нелинейного преобразования (2.2) (использование нелинейного элемента или обратной связи) является основным отличием разделителей сигнала на рисунках 2.2 и 2.3. После этого преобразования полученный сигнал $\theta(t)/k_0$ преобразуется в устройствах одинаковым образом. Он поступает на сигнальный вход одного фазового модулятора напрямую, а на сигнальный вход другого - через инвертор. В модуляторах сигналы модулируют фазу опорного сигнала, представляющего собой сдвинутую на 90° фазовую компоненту входного сигнала. В результате, на выходах модуляторов формируются сигналы:

$$S_1(t) = \sin\left[\omega t + \varphi(t) + k_0 \frac{\theta(t)}{k_0}\right] \text{ и } S_2(t) = -\sin\left[\omega t + \varphi(t) - k_0 \frac{\theta(t)}{k_0}\right]. \quad (2.3)$$

Эти сигналы являются искомыми составляющими входного сигнала (2.1), поскольку при их усилении в G раз в идентичных усилителях мощности с последующим комбинированием в развязанном мосте сложения [85] получается линейно усиленная копия входного сигнала

$$S_{out}(t) = \sqrt{2}G \frac{A(t)}{A_m} \cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (2.4)$$

Как видно из (2.4), амплитуда выходного сигнала пропорциональна отношению амплитуды входного сигнала и сигнала с выхода пикового детектора. При бесконечной (многократно превышающей продолжительность передачи сигнала) постоянной времени пикового детектора по разряду τ сигнал на его выходе не изменяется после регистрации максимальной амплитуды и равняется ее значению A_m .

Если установить конкретное конечное значение постоянной времени, то сигнал на выходе пикового детектора будет уменьшаться между соседними пиками амплитуды. В этом случае при усилении возникают нелинейные искажения сигнала. Одновременно с этим, пик-фактор выходного сигнала уменьшается по сравнению с пик-фактором входного сигнала. При использовании развязанного моста сложения эффективность комбинирования усиленных составляющих входного сигнала обратно пропорциональна пик-фактору выходного сигнала [91], поэтому выбор конечной постоянной времени позволяет повысить эту эффективность.

При известной схеме модуляции искажения, возникающие при конечной постоянной времени пикового детектора, могут быть оценены. Это позволяет выбрать постоянную времени таким образом, чтобы выполнялись требования к линейности усиления и при этом выигрыш в эффективности оказывался возможно большим.

В схемах на рисунках 2.2 и 2.3 используется два фазовых модулятора. Ошибки модуляции приводят к искажениям усиленного сигнала. С целью их снижения могут быть использованы разделители сигнала с одним фазовым модулятором. Два таких решения предложены автором в соавторстве в [34, 37]. Устройства имеют общий принцип работы, проиллюстрированный на рисунке 2.4а. Первая составляющая входного сигнала формируется на выходе фазового модулятора в блоке формирования первой составляющей сигнала. Вторая составляющая получается посредством преобразования первой составляющей сигнала во вторую в соответствующем блоке (рисунок 2.4б).

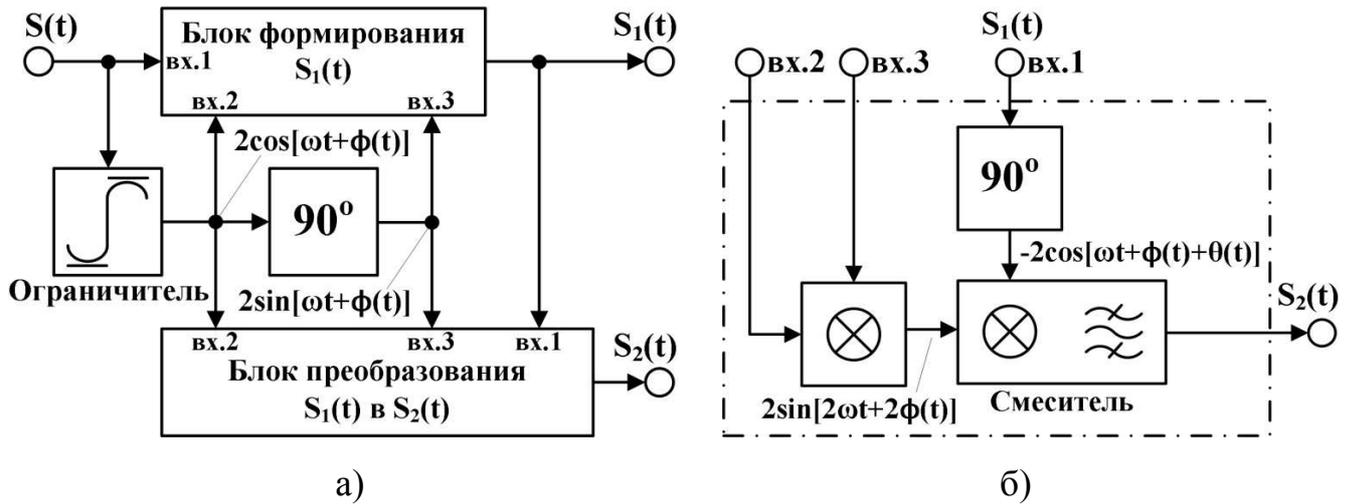


Рисунок 2.4 – Схема разделителя сигнала с блоком преобразования первой составляющей сигнала во вторую (а) и схема этого блока (б)

Для формирования первой составляющей входного сигнала $S_1(t)$ на соответствующий блок поступают входной сигнал $S(t)$, его фазовая компонента, сдвинутая по фазе на 90° $2\sin[\omega t + \phi(t)]$, и сама эта компонента $2\cos[\omega t + \phi(t)]$, полученная в ограничителе. В блоке составляющая $S_1(t)$ образуется с использованием обратной связи [34] (рисунок 2.5а) или с помощью нелинейного элемента [37] (рисунок 2.5б). В этом смысле схема разделителя сигнала, предложенного в [37] усилителя, является усовершенствованием схемы на рисунке 2.2, а схема [34] – схемы на рисунке 2.3.

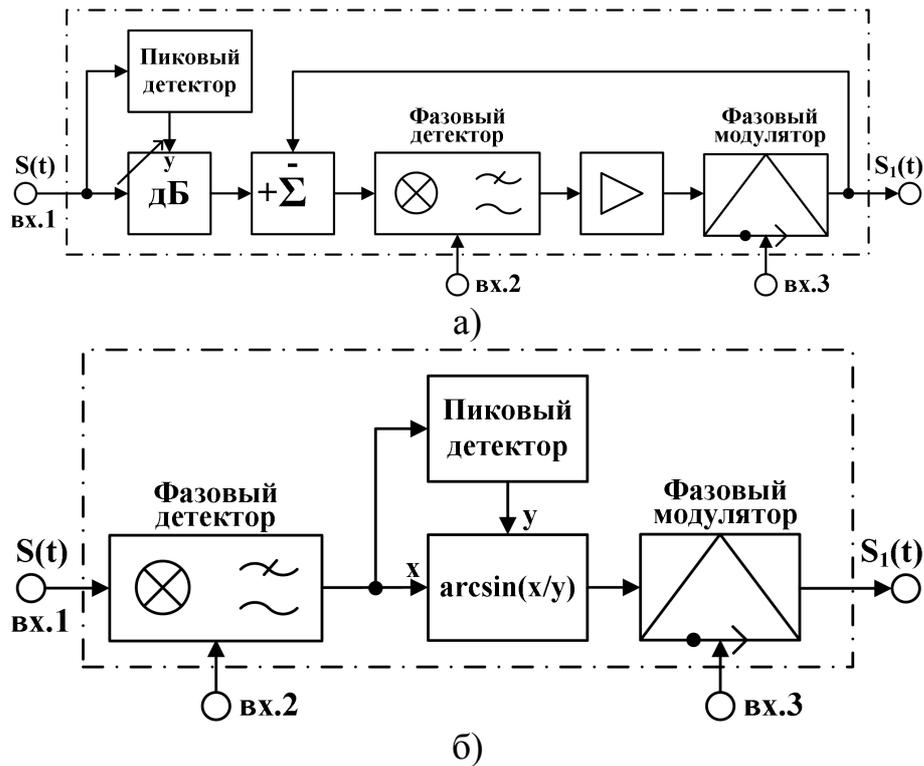


Рисунок 2.5 – Схема блока формирования первой составляющей сигнала с обратной связью (а) и без обратной связи (б)

Сформированная первая составляющая входного сигнала

$$S_1(t) = 2 \sin[\omega t + \varphi(t) + \theta(t)] \quad (2.5)$$

используется для получения второй составляющей в блоке, схема которого изображена на рисунке 2.4б. Предварительно сдвинутая на 90° по фазе первая составляющая (2.5) умножается на сдвинутую на 90° по фазе фазовую компоненту входного сигнала $2\sin[\omega t + \varphi(t)]$ и саму эту компоненту $2\cos[\omega t + \varphi(t)]$. Из полученного сигнала отфильтровывается первая гармоника, представляющая собой вторую составляющую входного сигнала:

$$S_2(t) = -2 \sin[\omega t + \varphi(t) - \theta(t)]. \quad (2.6)$$

Сигналы (2.5) и (2.6) усиливаются в идентичных усилителях и комбинируются в развязанном мосте сложения. Выходной сигнал представляет собой линейно усиленную в $2\sqrt{2}G/A_m$ раз копию входного сигнала:

$$S_{out}(t) = 2\sqrt{2}G \frac{A(t)}{A_m} \cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (2.7)$$

Предложенные усовершенствования известных схем [51, 53] заключаются во введении в разделитель сигнала схемы нормирования амплитуды с пиковым

детектором и блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую. Блок нормирования амплитуды делает возможным применение метода дефазирования при неизвестной схеме модуляции усиливаемого сигнала (что свойственно спутниковым ретрансляторам). Если схема модуляции известна, то за счет надлежащего выбора постоянной времени пикового детектора по разряду может быть повышен КПД усилителя при обеспечении требуемой линейности усиления. Блок преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую позволяет применять в разделителе сигнала один фазовый модулятор вместо двух, что предположительно позволит уменьшить нелинейные искажения, возникающие из-за ошибок фазовой модуляции.

2.2.3 Выбор исследуемых вариантов построения усилителя

В диссертации исследованы четыре варианта построения усилителя мощности методом дефазирования. Эти усилители построены по общим принципам, определенным в пункте 2.2.1, и включают в себя введенные усовершенствования, описанные в пункте 2.2.2.

Все четыре УМДФ содержат:

- разделитель сигнала, работающий с входным сигналом на радиочастоте и включающий в себя схему нормирования его амплитуды,
- два нелинейных усилителя в трактах, идентичность которых обеспечивается технологически без применения специальных методов компенсации их разбаланса, и
- развязанный мост сложения, балластная нагрузка которого может быть заменена схемой рекуперации (рисунок 2.1).

Варианты отличаются друг от друга схемами разделителя сигнала.

Разделитель сигнала первого УМДФ (УМ №1) имеет схему, изображенную на рисунке 2.2. Разделитель содержит два фазовых модулятора и не использует обратную связь.

Схема разделителя сигнала второго УМДФ (УМ №2) представлена на рисунке 2.3. Включает в себя два фазовых модулятора, один из которых находится в петле обратной связи.

Разделитель сигнала третьего УМДФ (УМ №3) имеет схему, изображенную на рисунке 2.4а. В ней блок формирования первой составляющей входного сигнала представлен схемой на рисунке 2.5б, блок преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую – на рисунке 2.4б. В разделителе сигнала содержится один фазовый модулятор и не используется обратная связь.

Схема разделителя сигнала четвертого УМДФ (УМ №4) представлена на рисунке 2.4а. В ней блок формирования первой составляющей входного сигнала имеет схему, изображенную на рисунке 2.5а, блок преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую - на рисунке 2.4б. В разделителе сигнала содержится один фазовый модулятор и применяется обратная связь.

Функционирование выбранных усилителей в общих чертах описано в этом параграфе ранее. Подробное описание можно найти в [23].

Основной предлагаемый к использованию в спутниковых ретрансляторах вариант под номером четыре. В нем обратная связь обеспечивает точность нелинейного преобразования в разделителе сигнала, а использование блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую, как будет показано далее в параграфе 2.3, позволяет избежать нелинейных искажений, вызванных неточностью коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах.

В УМ №3 нелинейное преобразование в разделителе сигнала выполняется с помощью нелинейного элемента. Такое решение имеет недостаток, заключающийся в сложности реализации этого элемента, который должен точно функционировать и сохранять свои характеристики в ходе эксплуатации. Однако если такой элемент будет создан, то применение УМ №3 может быть оправдано для усиления сигналов с широкой полосой частот. В этом случае линейность усилителя может быть повышена по сравнению с УМ №4, в котором нелинейные искажения, обусловленные задержкой в цепи обратной связи, ограничивают

ширину полосы частот. Применение в УМ №3 блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую не позволяет полностью устранить искажения, вызванные ошибками фазовой модуляции, но, как будет показано в диссертационной работе далее, влияние этих ошибок на показатели линейности ниже, чем в УМ №1 и УМ №2.

УМ №1 и УМ №2 являются ближайшими аналогами УМ №3 и УМ №4 соответственно. Они добавлены в качестве объектов исследования для выполнения сравнительной оценки эффекта, который достигается в третьем и четвертом технических решениях за счет введения блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую.

2.3 Анализ нелинейных искажений усиленного сигнала во временной области

2.3.1 Факторы, оказывающие влияние на линейность усилителей

Факторы, влияние которых на линейность усиления сигнала необходимо проанализировать, определяются на основе выполненного анализа проблем построения усилителя методом дефазирования с учетом особенностей исследуемых технических решений.

Анализ проблем построения усилителя методом дефазирования показал, что его линейность зависит от:

- выбранного способа комбинирования усиленных составляющих входного сигнала,
- степени идентичности трактов усиления мощности,
- точности формирования составляющих входного сигнала в делителе сигнала.

В исследуемых УМДФ усиленные составляющие входного сигнала комбинируются в развязанном мосте сложения, использование которого не приводит к искажениям сигнала.

Неидентичность трактов усиления мощности может приводить к существенному ухудшению линейности усиления. Ее влияние должно быть исследовано.

На точность формирования составляющих входного сигнала оказывают влияние ошибки фазовой модуляции, неточность нормирования амплитуды входного сигнала, конечность коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью, задержка в петле обратной связи, а также возможная неидеальность других блоков, составляющих разделитель сигнала.

Конечность коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью, и задержка в петле обратной связи, влияют на усилители с обратной связью. Искажения выходного сигнала, обусловленные конечностью коэффициента усиления усилителя нижних частот, малы при практически реализуемых значениях коэффициента усиления [53] и не рассматриваются в настоящей работе. Искажения из-за задержки в петле обратной связи ограничивают ширину полосы частот сигнала [54]. Эти искажения также не рассматриваются в работе, поскольку начало применения метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах можно ограничить сигналами с узкой полосой.

Среди факторов, оказывающих влияние на точность формирования составляющих входного сигнала в разделителях сигнала, в работе учитываются ошибки фазовой модуляции и неточность нормирования амплитуды входного сигнала.

Таким образом, для исследования в настоящей работе выбрано три фактора, оказывающих влияние на линейность усиления сигнала: неидентичность усилителей мощности, ошибки фазовых модуляторов и неточность нормирования амплитуды входного сигнала.

2.3.2 Влияние неидентичности трактов усиления

Влияние отличия коэффициентов усиления G_1 и G_2 и фазовых сдвигов φ_1 и φ_2 в трактах усиления на выходной сигнал описано во многих работах, в том числе в опубликованных автором [18, 19, 24]. В этом случае составляющие входного сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ усиливаются в неидентичных трактах усиления мощности с комплексными коэффициентами усиления

$$\mathbf{K}_1 = G_1 e^{-j\varphi_1}, \quad \mathbf{K}_2 = G_2 e^{-j\varphi_2}. \quad (2.8)$$

Полученные усиленные составляющие $S_{o1}(t)$ и $S_{o2}(t)$ входного сигнала

$$S_{o1}(t) = \mathbf{K}_1 S_1(t), \quad S_{o2}(t) = \mathbf{K}_2 S_2(t) \quad (2.9)$$

комбинируются в мосте сложения

$$S_{out}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{\mathbf{K}_1}{2} [S(t) - e(t)] + \frac{\mathbf{K}_2}{2} [S(t) + e(t)] \right\}. \quad (2.10)$$

В (2.10) использовано представление (1.7) для составляющих входного сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$.

Если произвести замены

$$\mathbf{K} = \frac{\mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2}{2}, \quad \Delta\mathbf{K} = \frac{\mathbf{K}_2 - \mathbf{K}_1}{2}, \quad (2.11)$$

то выражение (2.10) примет вид

$$S_{out}(t) = \frac{\mathbf{K}}{\sqrt{2}} S(t) + \frac{\Delta\mathbf{K}}{\sqrt{2}} e(t). \quad (2.12)$$

Коэффициент \mathbf{K} является средним арифметическим коэффициентов усиления трактов. Коэффициент $\Delta\mathbf{K}$ представляет собой отличие коэффициента усиления второго тракта от среднего значения и противоположен такому отличию коэффициента усиления первого тракта. Таким образом, $\Delta\mathbf{K}$ характеризует разбаланс трактов. Коэффициенты \mathbf{K} и $\Delta\mathbf{K}$ (2.11) являются комплексными числами. Их геометрическая интерпретация на комплексной плоскости проиллюстрирована на рисунке 2.6.

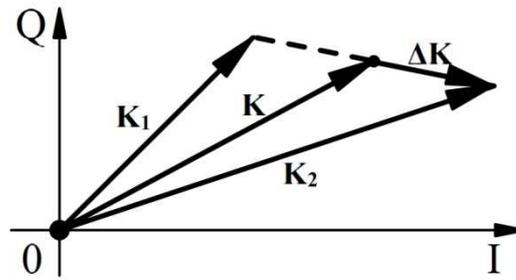


Рисунок 2.6 – Разбаланс комплексных коэффициентов усиления трактов

При идентичных трактах усиления мощности ($\Delta K=0$) выходной сигнал (2.22) представляет собой линейно усиленную сдвинутую по фазе копию входного сигнала $S(t)$. Неидентичность трактов усиления ($\Delta K \neq 0$) приводит к искажениям сигнала, характер которых может быть более понятен, если нормировать выражение (2.12) на не существенный с точки зрения исследования нелинейных искажений постоянный множитель $K/\sqrt{2}$:

$$S_{out}(t) = S(t) + \mu e(t), \quad (2.13)$$

где

$$\mu = \frac{\Delta K}{K} = \frac{ge^{-j\Delta\varphi} - 1}{ge^{-j\Delta\varphi} + 1} \quad (2.14)$$

- относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения; $g=G_2/G_1$ - отношение коэффициентов усиления; $\Delta\varphi=\varphi_2-\varphi_1$ - отличие фазовых сдвигов в трактах.

Второе слагаемое в (2.13) появляется из-за неполной компенсации сигнала $e(t)$ в мосте сложения и приводит к нелинейным искажениям. Сигнал $e(t)$ получается путем нелинейного преобразования входного сигнала и имеет спектр, ширина которого может превышать ширину полосы частот входного сигнала. Поэтому неполная компенсация сигнала $e(t)$ в мосте сложения приводит к нелинейным искажениям не только в полосе сигнала, но и вне ее.

Если в (2.13) подставить выражения для входного сигнала (1.5) и сигнала $e(t)$ (1.6), воспользоваться выражением для угла дефазирования (1.8) и опустить несущественный постоянный множитель, то выходной сигнал может быть представлен следующим образом:

$$S_{out}(t) = e^{j[\varphi(t)]} \{ \sin[\theta(t)] + j\mu \cos[\theta(t)] \}. \quad (2.15)$$

Характеристики АМ/АМ и АМ/ФМ при некоторых значениях отличия фазовых сдвигов в трактах $\Delta\phi$ и отношениях коэффициентов усиления G_2/G_1 построены на рисунке 2.7. По оси абсцисс на графиках отложена амплитуда входного сигнала $A(t)$, нормированная на свое максимальное значение A_m . По оси ординат отложены амплитуда и фаза выходного сигнала (2.15), приведенные к своим значениям при максимальной амплитуде входного сигнала.

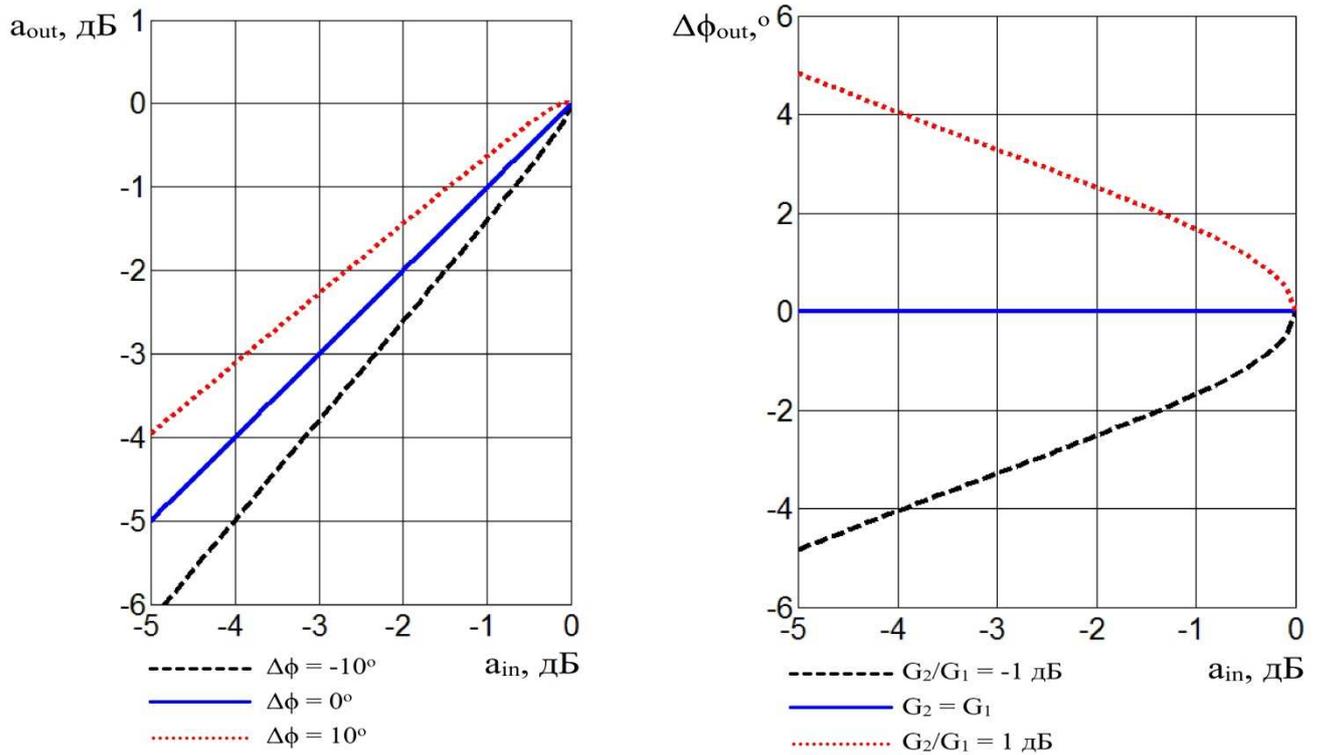


Рисунок 2.7 – АМ/АМ (а) и АМ/ФМ (б) характеристики усилителя

Если тракты имеют только фазовый разбаланс, то второе слагаемое в фигурных скобках (2.15) оказывается действительным числом, что приводит к амплитудным искажениям и не приводит к фазовым. Если тракты имеют только амплитудный разбаланс, то второе слагаемое в фигурных скобках (2.15) является мнимым числом, что при относительно малых величинах амплитудного разбаланса приводит к фазовым искажениям. При больших величинах амплитудного разбаланса появляются также амплитудные искажения.

2.3.3 Влияние ошибок фазовых модуляторов

Ошибки фазовых модуляторов, применяемых в разделителях сигналов исследуемых усилителей, характеризуются величиной ε относительного отклонения фактического коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах $(1+\varepsilon)k_0$ от его номинального значения k_0 . Ниже кратко рассмотрено влияние этих относительных отклонений на точность формирования составляющих входного сигнала и выходной сигнал. Более подробно это влияние описано в [23].

Влияние ошибок фазовых модуляторов на линейность усилителя зависит от выбора варианта его построения.

В УМ №1 (рисунок 2.2) относительные отклонения ε_1 и ε_2 коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в первом и втором фазовом модуляторах от номинального значения приводят к изменению сигналов на выходах фазовых модуляторов по сравнению с (2.3):

$$S_1(t) = \sin[\omega t + \varphi(t) + (1 + \varepsilon_1)\theta(t)] \text{ и } S_2(t) = -\sin[\omega t + \varphi(t) - (1 + \varepsilon_2)\theta(t)]. \quad (2.16)$$

Сигнал на выходе усилителя после усиления и комбинирования составляющих (2.16) может быть представлен в виде:

$$S_{out}(t) = \sqrt{2}G \sin\left[\theta(t) + \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2}\theta(t)\right] \cos\left[\omega t + \varphi(t) + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2}\theta(t)\right]. \quad (2.17)$$

В УМ №2 (рисунок 2.3) сигнал на выходе усилителя нижних частот $g(t)$ получается равным

$$g(t) = \frac{\theta(t)}{(1 + \varepsilon_1)k_0}. \quad (2.18)$$

В результате модуляции фазы сдвинутой на 90° фазовой компоненты входного сигнала сигналами $g(t)$ и минус $g(t)$ (2.18) на выходах фазовых модуляторов формируются сигналы:

$$S_1(t) = \sin[\omega t + \varphi(t) + \theta(t)] \text{ и } S_2(t) = -\sin\left[\omega t + \varphi(t) - \frac{1 + \varepsilon_2}{1 + \varepsilon_1}\theta(t)\right]. \quad (2.19)$$

Сигналы (2.19) усиливаются в идентичных усилителях и комбинируются в месте сложения, формируя выходной сигнал:

$$S_{out}(t) = \sqrt{2}G \sin \left[\theta(t) + \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2(1 + \varepsilon_1)} \theta(t) \right] \cos \left[\omega t + \varphi(t) + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2(1 + \varepsilon_1)} \theta(t) \right]. \quad (2.20)$$

В УМ №3 первая составляющая входного сигнала формируется аналогично первой составляющей в первом усилителе:

$$S_1(t) = 2 \sin[\omega t + \varphi(t) + (1 + \varepsilon_1)\theta(t)]. \quad (2.21)$$

В блоке преобразования первой составляющей сигнала во вторую $S_1(t)$ (2.13) преобразуется в $S_2(t)$:

$$S_2(t) = -2 \sin[\omega t + \varphi(t) - (1 + \varepsilon_1)\theta(t)]. \quad (2.22)$$

Сигналы (2.21) и (2.22) усиливаются в идентичных усилителях и складываются в мосте сложения:

$$S_{out}(t) = 2\sqrt{2}G \sin[\theta(t) + \varepsilon_1\theta(t)] \cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (2.23)$$

В УМ №4 относительное отклонение ε_1 коэффициента преобразования амплитуды в фазу в единственном фазовом модуляторе от номинального значения за счет применения обратной связи (также как и в УМ №2) не приводит к изменению сигнала на выходе фазового модулятора. Более того, вторая составляющая входного сигнала также не искажается. В результате, сигнал на выходе усилителя не зависит от отклонений коэффициента преобразования амплитуды в фазу в единственном фазовом модуляторе:

$$S_{out}(t) = 2\sqrt{2}G \sin[\theta(t)] \cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (2.24)$$

Выражения (2.17, 2.20, 2.23, 2.24) отражают влияние отклонений коэффициентов преобразования амплитуды в фазу в фазовых модуляторах на выходной сигнал. При $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$ выходной сигнал является линейно усиленным входным сигналом (2.1).

Отсутствие в (2.24) зависимости от ε_1 и ε_2 свидетельствует о линейности усилителя с единственным фазовым модулятором в цепи обратной связи при любых отклонениях коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу. Усиление при использовании трех других вариантов сопровождается нелинейными искажениями сигнала.

Стоит отметить, что, несмотря на независимость первой составляющей (2.19) входного сигнала при использовании обратной связи в усилителе с двумя

фазовыми модуляторами от отклонений ε_1 и ε_2 , выходной сигнал (2.20) зависит от каждой из них.

В отличие от УМДФ с двумя фазовыми модуляторами в усилителе, использующем один фазовый модулятор без обратной связи, сигнал усиливается без фазовых искажений (2.24).

Для дальнейшего исследования технических решений выражения (2.17, 2.20, 2.23, 2.24) выходного сигнала удобно представить его комплексной огибающей в едином параметрическом виде с точностью до постоянного множителя:

$$S_{out}^{(v)}(t) = \sin[\theta(t) + a_v \theta(t)] e^{j[\varphi(t) + b_v \theta(t)]}, \quad (2.25)$$

где v – вариант построения УМДФ, a_v и b_v – его параметры, зависимость которых от отклонений ε_1 и ε_2 приводится в таблице 2.1.

Таблица 2.1 - Зависимость параметров a_v и b_v от ε_1 и ε_2

v	Количество фазовых модуляторов	Наличие обратной связи	a_v	b_v
1	2	нет	$\frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2}$	$\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2}$
2	2	да	$-\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2(1 + \varepsilon_1)}$	$\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2(1 + \varepsilon_1)}$
3	1	нет	ε_1	0
4	1	да	0	0

В предположении малости относительных отклонений коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу выходной сигнал (2.25) с точностью до постоянного множителя может быть выражен следующим образом:

$$S_{out}^{(v)}(t) = S(t) + a_v E(t) + b_v F(t), \quad (2.26)$$

где

$$E(t) = V_m \theta(t) \cos[\theta(t)] e^{j\varphi(t)}, \quad F(t) = jV_m \theta(t) \sin[\theta(t)] e^{j\varphi(t)}. \quad (2.27)$$

Выражение (2.26) оказывается удобным для анализа влияния ошибок фазовых модуляторов на линейность усиления многоканального сообщения, выполненного в главе 3.

Параметр a_v определяет амплитудные искажения, b_v – фазовые. Характеристики АМ/АМ и АМ/ФМ при некоторых значениях этих параметров приводятся на рисунке 2.8. Координатные оси на графиках введены также как и при анализе влияния неидентичности трактов усиления (рисунок 2.7).

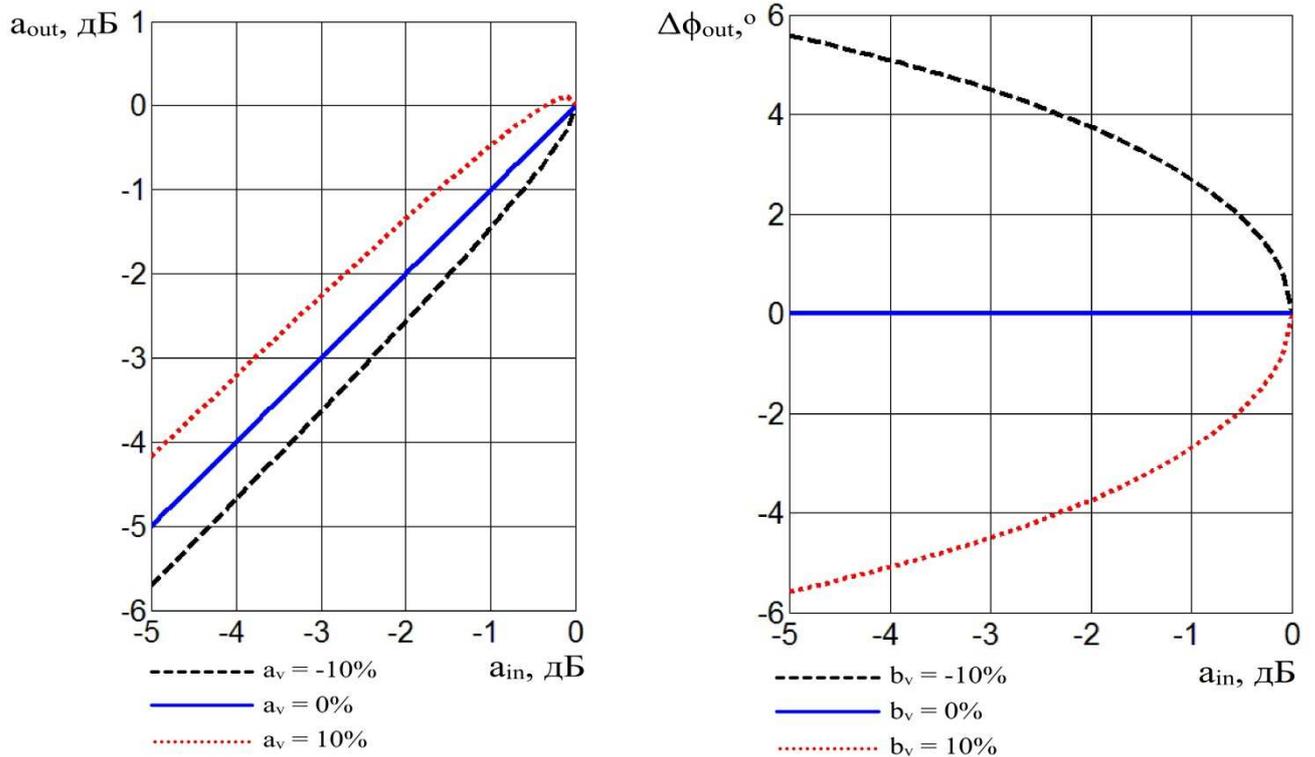


Рисунок 2.8 – АМ/АМ (а) и АМ/ФМ (б) характеристики усилителя

УМ №2 и УМ №3 имеют нелинейную АМ/АМ и непостоянную АМ/ФМ характеристики. Следует отметить, что если в УМ №1 возможны любые сочетания АМ/АМ и АМ/ФМ характеристик, то в УМ №2 – только такие, при которых a_v и b_v противоположны (отмечены на рисунке однотипными линиями). УМ №3 имеет нелинейную АМ/АМ характеристику, определяемую параметром a_v , равным относительному отклонению ε_1 в фазовом модуляторе. УМ №4 имеет линейную АМ/АМ и постоянную АМ/ФМ характеристики, которые показаны на рисунке сплошной синей линией.

2.3.4 Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала

В исследуемых УМДФ амплитуда входного сигнала нормируется с использованием пикового детектора. Его постоянная времени по разряду τ влияет, как показано в [21], на линейность усиления сигнала.

При описании усилителей в параграфе 2.2 предполагается, что на выходе пикового детектора формируется постоянный сигнал, равный максимальному значению амплитуды A_m входного сигнала. Если не принимать во внимание начальный процесс установки, то постоянство сигнала на выходе пикового детектора достигается при бесконечной (достаточно большой по сравнению со временем передачи сигнала) постоянной времени пикового детектора по разряду.

При конечной постоянной времени сигнал $V(t, \tau)$ на выходе пикового детектора не равен A_m и меняется со временем, что оказывает влияние на оцениваемый в усилителях угол дефазирования (2.2)

$$\theta(t, \tau) = \arcsin \left[\frac{A(t)}{V(t, \tau)} \right]. \quad (2.28)$$

Выходной сигнал усилителя имеет амплитуду, которая пропорциональна синусу угла дефазирования (2.28). В этом случае комплексная огибающая выходного сигнала с точностью до несущественного постоянного множителя имеет общее выражение для всех исследуемых технических решений:

$$S_{out}(t) = \frac{A(t)}{V(t, \tau)} e^{j\varphi(t)}. \quad (2.29)$$

Постоянный сигнал $V(t, \tau)$ на выходе пикового детектора при бесконечной постоянной времени обеспечивает линейное усиление. Конечность постоянной времени, приводящая к непостоянству сигнала $V(t, \tau)$, вызывает амплитудные искажения. Для примера на рисунке 2.9 изображена зависимость амплитуды усиленного двухтонального сигнала от времени при постоянной времени пикового детектора, равной одному периоду комплексной огибающей сигнала.

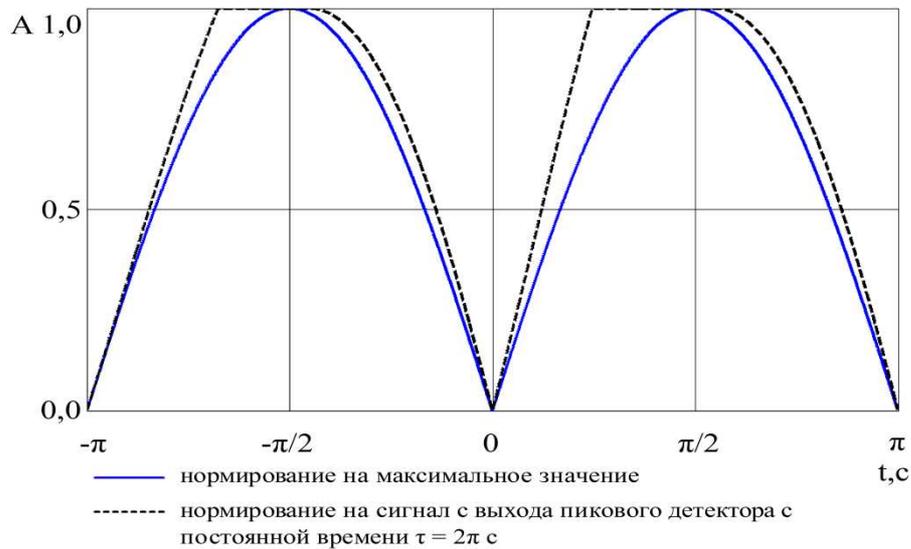


Рисунок 2.9 – Амплитудные искажения сигнала при конечной постоянной времени пикового детектора

При построении графика на рисунке 2.9 и при дальнейших исследованиях выбрано конкретное выражение $V(t, \tau)$, связывающее сигнал на выходе пикового детектора с амплитудой сигнала на его входе. Сигнал $V(t, \tau)$ повторяет пики амплитуды входного сигнала, а между пиками спадает по экспоненциальному закону. Формально сигнал $V(t, \tau)$ определяется совокупностью выражений

$$V(t, \tau): \frac{\partial V(t, \tau)}{\partial t} = \begin{cases} \frac{\partial A(t)}{\partial t}, & V(t, \tau) = A(t), \frac{\partial A(t)}{\partial t} \geq -\frac{A(t)}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ -\frac{A(t)}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}, & V(t, \tau) = A(t), \frac{\partial A(t)}{\partial t} < -\frac{A(t)}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ -\frac{V(t, \tau)}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}, & V(t, \tau) > A(t) \end{cases} \quad (2.30)$$

Сигнал на выходе пикового детектора (2.30) в момент времени t зависит от амплитуды входного сигнала не только в момент времени t , но и от величины последнего зарегистрированного пика этой амплитуды и промежутка времени, который прошел с момента его регистрации. Таким образом, выбор конечной постоянной времени пикового детектора приводит к нелинейным эффектам с «памятью».

Полученные выражения (2.13), (2.15), (2.25), (2.26) и (2.29) представляют собой зависимости комплексной огибающей выходного сигнала от параметров входного сигнала (2.1) и параметров μ , ε_1 , ε_2 , τ УМДФ, посредством которых учитываются ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления мощности и неточность нормирования амплитуды входного сигнала. Эти

зависимости используются в главе 3, главе 4 и Приложении А для анализа влияния каждого из исследуемых факторов в отдельности на показатели линейности усиления.

2.4 Разработка алгоритма имитационного моделирования усилителя

2.4.1 Выражение усиленного сигнала при совместном влиянии факторов

Полученные в параграфе 2.3 аналитические выражения усиленного сигнала (2.15, 2.25, 2.29) справедливы при влиянии исследуемых факторов в отдельности. Для получения выражения усиленного сигнала при совместном влиянии факторов необходимо проследить преобразования сигнала в усилителе, в котором пиковый детектор имеет конечную постоянную времени, коэффициент преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах отличается от номинального значения, в трактах усиления мощности различны фазовые сдвиги и коэффициенты усиления.

Преобразование сигнала в усилителе может быть представлено схемой, которая является общей для всех четырех исследуемых УМДФ (рисунок 2.10).



Рисунок 2.10 – Схема преобразования сигнала в усилителе

Блок выделения амплитудной и фазовой компонент, блок нормирования амплитуды и разделитель сигнала с нормированной амплитудой вместе со связями между ними функционально соответствуют разделителю сигнала в схемах усилителей. Блок усилителей мощности соответствует паре нелинейных усилителей. Мост сложения в схеме на рисунке 2.10 соответствует мосту

сложения усилителя. Соответствие элементов усилителя блокам схемы преобразования сигнала на рисунке 2.10 показано на примере УМ №2 на рисунке 2.11. На рисунке использованы ранее введенные обозначения.

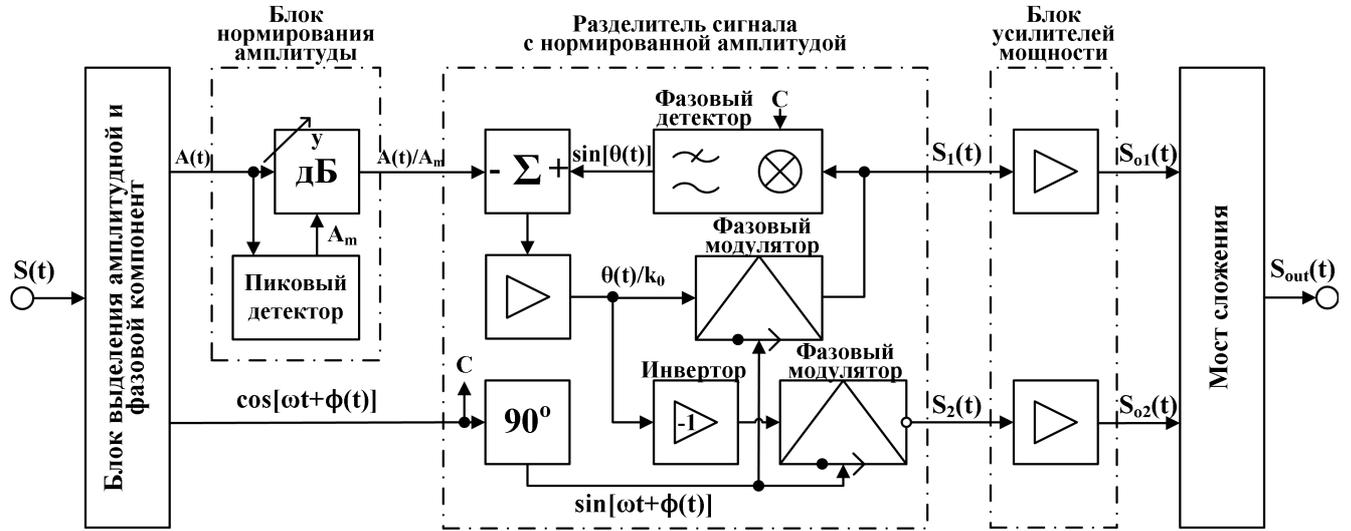


Рисунок 2.11 – Соответствие элементов УМ №2 блокам схемы на рисунке 2.10

Входной модулированный по амплитуде и фазе сигнал

$$S(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (2.31)$$

поступает в блок выделения амплитудной $A(t)$ и фазовой $e^{j\varphi(t)}$ компонент. Амплитудная компонента $A(t)$ поступает в блок нормирования амплитуды, в котором формируется нормированная амплитуда входного сигнала $a(t)$:

$$a(t) = \frac{A(t)}{V(t,\tau)}, \quad (2.32)$$

где $V(t,\tau)$ – сигнал на выходе пикового детектора с постоянной времени τ , определяемый выражениями (2.30).

Нормированная амплитуда $a(t)$ (2.32) и фазовая компонента $e^{j\varphi(t)}$ входного сигнала поступают в разделитель сигнала с нормированной амплитудой. В этом блоке формируются составляющие $S_1(t)$ и $S_2(t)$ входного сигнала. Их выражения зависят от варианта построения УМДФ v и относительных отклонений ε_1 и ε_2 коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах:

$$\mathbf{S}_1(t) = \begin{cases} -j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)+(1+\varepsilon_1)\theta(t)]}, & v = 1 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)+\theta(t)]}, & v = 2 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)+(1+\varepsilon_1)\theta(t)]}, & v = 3 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)+\theta(t)]}, & v = 4 \end{cases}, \quad \mathbf{S}_2(t) = \begin{cases} j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)-(1+\varepsilon_2)\theta(t)]}, & v = 1 \\ j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)-\frac{1+\varepsilon_2}{1+\varepsilon_1}\theta(t)]}, & v = 2 \\ j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)-(1+\varepsilon_1)\theta(t)]}, & v = 3 \\ j\frac{\sqrt{2}}{2}e^{j[\varphi(t)-\theta(t)]}, & v = 4 \end{cases}, \quad (2.33)$$

где

$$\theta(t) = \arcsin[a(t)] \quad (2.34)$$

- оценка угла дефазирования. Выражения (2.33) с точностью до коэффициента пропорциональности являются комплексными огибающими составляющих входного сигнала, выражения которых получены в пункте 2.3.2. Выбор коэффициента пропорциональности $j/\sqrt{2}$ в (2.33) позволит в дальнейшем избавиться от числового коэффициента перед выражением для выходного сигнала.

Образованные составляющие входного сигнала усиливаются в блоке усиления мощности с относительным отклонением комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения μ :

$$\mathbf{S}_{o1}(t) = (1 - \mu)\mathbf{S}_1(t), \quad \mathbf{S}_{o2}(t) = (1 + \mu)\mathbf{S}_2(t). \quad (2.35)$$

Выражения (2.35) получены путем нормирования выражений (2.9) на средний коэффициент усиления трактов усиления мощности K (2.11). Нормирование на постоянный множитель не существенно с точки зрения настоящего исследования, однако, позволяет уменьшить количество параметров в (2.35).

Усиленные составляющие входного сигнала $\mathbf{S}_{o1}(t)$ и $\mathbf{S}_{o2}(t)$ комбинируются в мосте сложения и формируют выходной сигнал $\mathbf{S}_{out}(t)$

$$\mathbf{S}_{out}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[\mathbf{S}_{o1}(t) + \mathbf{S}_{o2}(t)]. \quad (2.36)$$

В результате подстановки (2.33) в (2.36) с учетом (2.31), выходной сигнал может быть выражен следующим образом:

$$\mathbf{S}_{out}(t) = e^{j[\varphi(t)+b_v\theta(t)]}\{\sin[\theta(t) + a_v\theta(t)] + j\mu \cos[\theta(t) + a_v\theta(t)]\}, \quad (2.37)$$

где v – вариант построения УМДФ, a_v и b_v – его параметры, зависимость которых от отклонений ε_1 и ε_2 приводится в таблице 2.1.

Выражение (2.37) с учетом (2.34), (2.32) и (2.30), представляет собой искомую зависимость выходного сигнала от амплитуды и фазы входного сигнала (2.31) и параметров μ , ε_1 , ε_2 , τ УМДФ, посредством которых учитываются ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления мощности и неточность нормирования амплитуды входного сигнала.

2.4.2 Особенность усиления сигналов с неограниченной амплитудой

Полученные в параграфе 2.3 при анализе влияния неидентичности трактов и ошибок фазовой модуляции выражения усиленного сигнала (2.15) и (2.25) зависят от угла дефазирования $\theta(t)$ (1.8). Угол дефазирования равен арксинусу отношения амплитуды входного сигнала и ее порогового значения V_m , которое должно совпадать с максимальной амплитудой входного сигнала или превышать ее. Если амплитуда входного сигнала не ограничена, то такого порогового значения не существует. Таким образом, для анализа влияния неидентичности трактов и ошибок фазовой модуляции в отдельности на линейность усиления сигнала с неограниченной амплитудой должен быть определен способ выбора порогового значения амплитуды.

Один из способов усиления сигнала с неограниченной амплитудой методом дефазирования заключается в установке, как показано в [24], перед усилителем амплитудного ограничителя с задаваемым порогом V_m . Порог должен выбираться таким образом, чтобы вносимые искажения не приводили к недопустимым потерям качества сигнала. В этом случае угол дефазирования определяется как арксинус нормированной амплитуды $a(t)$ входного сигнала, задаваемой выражением

$$a(t) = \begin{cases} \frac{A(t)}{V_m}, & A(t) \leq V_m \\ 1, & A(t) > V_m \end{cases} \quad (2.38)$$

Выражение (2.38) используется в работе далее при имитационном моделировании и анализе усиления многоканального сигнала, в качестве модели которого выбран гауссовский случайный процесс, имеющий неограниченную амплитуду.

2.4.3 Описание алгоритма имитационного моделирования усилителя

Ниже приводится описание алгоритма имитационного моделирования УМДФ. Этот алгоритм используется далее для подтверждения правильности полученных в главах 3-5 и Приложении А аналитических результатов и получения значений исследуемых показателей в случаях, когда их аналитический расчет оказывается затруднительным.

Алгоритм имитирует преобразование сигнала, который представлен набором отсчетов комплексной огибающей, взятых через равные промежутки времени. Сигнал может иметь как ограниченную, так и неограниченную амплитуду. С помощью алгоритма ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления и неточность нормирования амплитуды входного сигнала могут быть учтены в отдельности и совместно.

Ошибки фазовых модуляторов задаются относительными отклонениями ε_1 и ε_2 фактического коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах от его номинального значения. Степень идентичности трактов усиления мощности - относительным отклонением μ комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения. Неточность нормирования амплитуды входного сигнала – постоянной времени τ пикового детектора.

Дополнительно задаются еще три параметра: способ нормирования амплитуды n , пороговый уровень амплитуды V_m и вариант построения моделируемого УМДФ v .

Возможен выбор одного из трех способов нормирования амплитуды n . При выборе первого способа пиковый детектор имеет конечную постоянную времени τ . В этом случае амплитуда входного сигнала нормируется на переменный сигнал с выхода пикового детектора (2.32).

Два других способа введены для обеспечения возможности абстрагирования от неточности нормирования амплитуды входного сигнала, вызванной конечностью постоянной времени пикового детектора, при исследовании других факторов.

При выборе второго способа амплитуда входного сигнала нормируется на свое максимальное значение. Второй способ применим, если амплитуда входного сигнала ограничена. В противном случае необходимо использовать третий способ нормирования, при котором амплитуда входного сигнала нормируется на заданный пороговый уровень V_m (2.38).

Исходные данные алгоритма сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2 - Исходные данные алгоритма имитационного моделирования

Обозначение	Описание
S	Набор комплексных отсчетов входного сигнала, последовательно взятых через равные интервалы времени
n	Способ нормирования амплитуды сигнала: с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени ($n = 1$), нормирование амплитуды на ее максимальное значение ($n = 2$), с заданием постоянного порогового уровня амплитуды ($n = 3$).
τ	Постоянная времени пикового детектора, определяемая количеством отсчетов (необязательно целым) входного сигнала, за время прохождения которых сигнал на выходе пикового детектора уменьшается в e раз при амплитуде входного сигнала меньшей сигнала на выходе пикового детектора. Параметр задается при $n=1$
V_m	Заданный постоянный пороговый уровень амплитуды. Параметр задается при $n=3$
v	Вариант построения усилителя: с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи ($v = 1$), с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью ($v = 2$), с одним фазовым модулятором без обратной связи ($v = 3$) и с одним фазовым модулятором и обратной связью ($v = 4$)
ε_1	Относительное отклонение коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в первом фазовом модуляторе. Параметр задается при $v=1,2,3$
ε_2	Относительное отклонение коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения во втором фазовом модуляторе. Параметр задается при $v=1,2$
μ	Относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения

Моделирование выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Рассчитать амплитуды всех N комплексных отсчетов входного сигнала

$$A(i) = |S(i)|, i = 1 \dots N. \quad (2.39)$$

Шаг 2. Рассчитать фазовые компоненты комплексных отсчетов входного сигнала

$$e^{j\varphi(i)} = \begin{cases} \frac{S(i)}{A(i)}, & A(i) \neq 0 \\ 1, & A(i) = 0 \end{cases}, i = 1 \dots N. \quad (2.40)$$

Шаг 3. Если $n = 1$ или $n = 2$, то рассчитать максимальную амплитуду A_m комплексных отсчетов входного сигнала.

$$A_m = \max_{i=1 \dots N} A(i). \quad (2.41)$$

Шаг 4. В зависимости от значения n выполнить расчет нормированной амплитуды входного сигнала одним из следующих способов.

Если $n = 1$, то:

$$a(i) = \frac{A(i)}{V(i, \tau)}, \quad (2.42)$$

где отсчеты сигнала $V(i, \tau)$ на выходе пикового детектора должны быть рассчитаны последовательно согласно следующему рекуррентному выражению:

$$V(i, \tau) = \begin{cases} A_m, & i = 1 \\ V(i-1, \tau)e^{-\frac{1}{\tau}}, & i = 2 \dots N, V(i-1, \tau)e^{-\frac{1}{\tau}} > A(i) \\ A(i), & i = 2 \dots N, V(i-1, \tau)e^{-\frac{1}{\tau}} \leq A(i) \end{cases} \quad (2.43)$$

Если $n = 2$, то:

$$a(i) = \frac{A(t)}{A_m}. \quad (2.44)$$

Если $n = 3$, то

$$a(i) = \begin{cases} \frac{A(i)}{V_m}, & A(t) \leq V_m \\ 1, & A(t) > V_m \end{cases}, i = 1 \dots N. \quad (2.45)$$

Шаг 5. Оценить угол дефазирования для каждого отсчета входного сигнала

$$\theta(i) = \arcsin[a(i)], i = 1 \dots N. \quad (2.46)$$

Шаг 6. Определить по таблице 2.1 зависимость коэффициентов a_v и b_v от относительных отклонений ε_1 и ε_2 коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах для выбранного варианта v построения усилителя.

Шаг 7. Рассчитать значения комплексных отсчетов выходного сигнала по формуле (2.37) с заменой времени t на номер отсчета i :

$$S_{out}(i) = e^{j\varphi(i)} e^{jb_v\theta(i)} \{\sin[\theta(i) + a_v\theta(i)] + j\mu \cos[\theta(i) + a_v\theta(i)]\}, i = 1 \dots N. \quad (2.47)$$

Результат алгоритма: полученные на шаге 7 значения отсчетов комплексной огибающей выходного сигнала.

Для того чтобы с помощью алгоритма произвести преобразование сигнала при одновременном действии всех трех исследуемых факторов, необходимо задать способ нормирования амплитуды $n = 1$, выбрать вариант построения исследуемого УМДФ v и задать параметры, отражающие действие факторов: ε_1 , ε_2 (для $v = 1$ или 2), μ и τ .

Для учета отдельного влияния конечности постоянной времени, необходимо задать $n = 1$, выбрать любой вариант v , задать постоянную времени τ , а ε_1 , ε_2 и μ положить равными нулю.

При исследовании отдельного влияния ошибок фазовых модуляторов или неидентичности трактов усиления способ нормирования амплитуды выбирается равным $n = 2$ при ограниченной амплитуде входного сигнала и $n = 3$ при неограниченной. При $n = 3$ также необходимо задать пороговый уровень амплитуды V_m . Для учета неидентичности трактов усиления необходимо выбрать произвольный вариант построения УМДФ v , задать μ и установить нулевые ε_1 и ε_2 . Для учета ошибок фазовых модуляторов необходимо вариант v , задать параметры модуляторов ε_1 и ε_2 (для $v = 1$ или 2) и нулевое μ .

2.5 Выводы

1. Предложены новые технические решения усилителя мощности, основанные на методе дефазирования, которые учитывают особенности применения спутниковых ретрансляторов. Они получены путем совершенствования известных схем усилителя [51, 53], в который входной сигнал поступает на радиочастоте. По сравнению с известными предложенные технические решения позволяют применять метод дефазирования при неизвестной конструкции усиливаемого сигнала.

2. Выполнен анализ нелинейных искажений усиленного сигнала во временной области, который позволил выявить основные факторы, влияющие на линейность усиления, и определить характер их воздействия. Различие коэффициентов усиления и фазовых сдвигов в трактах усиления мощности приводит к нелинейным искажениям сигнала, обусловленным неполной компенсацией в мосте сложения разностной компоненты составляющих входного сигнала. Непостоянство сигнала на выходе пикового детектора, возникающее по причине конечности его постоянной времени, приводит к искажениям амплитуды

усиленного сигнала. Отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах неодинаково влияет на тип возникающих нелинейных искажений при использовании разных вариантов построения усилителя. В усилителях с блоком преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую искажения отсутствуют (УМ №4) или имеют только амплитудную составляющую (УМ №3). В усилителях, в которых этот блок не используется (УМ №1 и УМ №2), искажаются как амплитуда, так и фаза сигнала.

3. Получены аналитические выражения, описывающие зависимость усиленного сигнала от параметров усилителя, и разработан алгоритм, имитирующий преобразование сигнала в нем. Алгоритм позволит в отдельности и совместно учитывать влияние исследуемых факторов, а также имитировать преобразование сигнала как с ограниченной, так и с неограниченной амплитудой. Полученные выражения и разработанный алгоритм используются в главах 3-5 и Приложении А для оценки показателей эффективности предложенных технических решений и проверки правильности разработанных методик их оценки.

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ

3.1 Введение

В спутниковой связи наряду с одноканальными сигналами с амплитудно-фазовой модуляцией единственной несущей широко применяются многоканальные сигналы с частотным разделением. Настоящая глава посвящена анализу искажений, возникающих при усилении таких сигналов в усилителях мощности, построенных методом дефазирования (УМДФ), технические решения которых предложены в главе 2.

В параграфе 3.2 представлен подход к анализу: описывается выбранная модель многоканального сигнала, показатели линейности усиления и методы, используемые при их оценке.

При анализе учитываются определенные в параграфе 2.3 факторы, к которым относятся ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления и неточность нормирования амплитуды входного сигнала. Результаты анализа представлены в параграфе 3.3 и отражены в публикациях автора [19, 21, 24].

На основе результатов анализа разработаны методики, позволяющие оценивать значения исследуемых показателей, которые могут быть гарантированы при нахождении параметров УМДФ в ограниченной требованиями области. Эти методики в виде пошаговых алгоритмов приводятся в параграфе 3.4. Методики могут использоваться для подтверждения выполнения требований технического задания на усилитель, предъявляемых к линейности усиления многоканальных сигналов. Достоверность предложенных методик подтверждена результатами имитационного моделирования.

3.2 Подход к анализу линейности усиления многоканальных сигналов

3.2.1 Показатели линейности усиления многоканальных сигналов

Нелинейные искажения в усилителе мощности приводят к снижению помехоустойчивости приема сигнала и увеличению внеполосного излучения. При анализе последствия нелинейности усиления оцениваются уровнем мощности нелинейных искажений в занимаемой сигналом полосе частот NPR (Noise Power Ratio) и внеполосного излучения в смежной полосе ABPR (Adjacent Band Power Ratio).

Показатель NPR является мерой нелинейных искажений в полосе частот усиливаемого многоканального сигнала и определяется следующим образом. Гауссовский шум с равномерным спектром в ограниченной полосе частот, имитирующий входной многоканальный сигнал, проходит через узкополосный режекторный фильтр и поступает в усилитель. Отношение средней мощности усиленного сигнала в полосе режекции при отсутствии режекторного фильтра и при его наличии определяет показатель NPR [69]. Принимая во внимание узкополосность режекторного фильтра и тот факт, что при наличии режекторного фильтра на входе усилителя в полосу режекции попадают нелинейные искажения усиленного сигнала, показатель NPR может быть выражен через значения спектральной плотности мощности (СПМ) усиленного сигнала $W_O(f)$ и СПМ нелинейных искажений $W_D(f)$ на частоте режекции f_p :

$$NPR = \frac{W_O(f_p)}{W_D(f_p)}. \quad (3.1)$$

В технических заданиях на усилитель требования предъявляются к значению NPR, которое меньше других значений, получаемых при варьировании частоты режекции в пределах полосы частот сигнала. Обычно это значение соответствует его центральной частоте [46]: $f_p = 0$.

Показатель NPR может служить для оценки возникающего из-за нелинейных искажений увеличения отношения сигнал-шум SNR (Signal-to-Noise power Ratio), которое необходимо обеспечить на входе приемника для гарантирования заданной вероятности ошибки:

$$\Delta SNR = \frac{SNR}{SNR_0} = \left(1 - \frac{SNR_0}{NPR}\right)^{-1}, \quad (3.2)$$

где SNR_0 – пороговое отношение сигнал-шум на входе приемника, при котором обеспечивается заданная вероятность ошибки.

Вклад нелинейных искажений сигнала в усилителе во внеполосное излучение может быть охарактеризован уровнем (отношением) его мощности в смежной полосе ABPR [28]:

$$ABPR = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} W_o(f)df}{\int_{\Delta F - \frac{B}{2}}^{\Delta F + \frac{B}{2}} W_o(f)df}, \quad |\Delta F| \geq B, \quad (3.3)$$

где B – ширина полосы частот, ΔF – разность центральных частот соседних каналов.

Показатель ABPR определяет часть мощности сигнала, которая излучается в смежной полосе частот такой же ширины и является помехой для сигнала, передаваемого в этой полосе. Внеполосное излучение не может быть снижено без ущерба для соответствующей передачи сообщений за счет применения выходной фильтрации. Область внеполосного излучения обычно [28] лежит в пределах от 0,5 до 2,5 ширин полос канала от центральной частоты канала. При оценке ABPR учитываются внеполосные составляющие нелинейных искажений сигнала в усилителе, существенные с точки зрения настоящего исследования. Другие факторы, влияющие на ABPR, такие как выходная фильтрация и уход частоты, могут быть известным образом учтены и в диссертации не рассматриваются.

3.2.2 Модель многоканального сигнала

Широкоприменяемой моделью многоканального сигнала является узкополосный гауссовский случайный процесс с нулевым средним и автокорреляционной функцией [3]

$$r(\tau) = \sigma^2 \text{sinc}(B\tau) \cos(2\pi f_0 \tau), \quad \text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases}, \quad (3.4)$$

где f_0 – центральная частота входного сигнала, B – ширина полосы сигнала, σ^2 – средняя мощность сигнала на радиочастоте.

При анализе этот сигнал представлен своей комплексной огибающей

$$S(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (3.5)$$

которая также является гауссовским случайным процессом с нулевым средним и автокорреляционной функцией [29]

$$R(\tau) = 2\text{sinc}(\tau). \quad (3.6)$$

В выражении (3.6) и в дальнейшем без ограничения общности ширина полосы сигнала B и средняя мощность радиосигнала σ^2 приняты равными единице.

СПМ случайного процесса $S(t)$ находится как преобразование Фурье его автокорреляционной функции (3.6) и имеет прямоугольную форму:

$$W(f) = 2\text{rect}(f), \quad \text{rect}(f) = \begin{cases} 1, & |f| < 0,5 \\ 0,5, & |f| = 0,5 \\ 0, & |f| > 0,5 \end{cases}. \quad (3.7)$$

Гауссовский случайный процесс неограничен по амплитуде. В этом случае, как показано в пункте 2.4.2, для анализа влияния ошибок фазовых модуляторов и неидентичности трактов усиления необходимо ограничить сигнал. Для ограничения амплитуды входного сигнала до его усиления может быть применен амплитудный ограничитель с порогом V_m . Пик-фактор ограниченного входного сигнала равен:

$$PAPR \triangleq \frac{\max(A(t)^2)}{E[A(t)^2]} = \frac{V_m^2}{2}. \quad (3.8)$$

Амплитуда входного сигнала распределена по закону Рэлея [29]. В этом случае вероятность $\Pr(A(t) \geq V_m)$ того, что амплитуда превысит порог V_m , равна $\exp(-V_m^2/2)$. Значения порога V_m при некоторых вероятностях его превышения и соответствующие значения пик-фактора (3.8) приводятся в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Характеристики входного сигнала при ограничении амплитуды

Вероятность превышения пороговой амплитуды $\Pr(A(t) \geq V_m)$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
Пороговая амплитуда V_m	3,7	4,3	4,8	5,3
Пик-фактор PAPR, дБ	8,4	9,6	10,6	11,4

За счет выбора порога V_m вероятность его превышения может быть сделана достаточно малой, чтобы вносимые при ограничении амплитуды искажения не приводили к недопустимым потерям качества сигнала.

3.2.3 Методы оценки показателей

Оценка показателей NPR и ABPR производится с использованием аналитических, вычислительных и имитационных методов.

Влияние постоянной времени пикового детектора τ на эти показатели оценивается путем имитационного моделирования. Входной сигнал представляется 10^7 комплексными отсчетами; ширина полосы частот входного сигнала равна единице; отсчеты взяты с шагом $1/5$. Отсчеты преобразуются в усилителе по алгоритму, описанному в 2.4.3. Постоянная времени пикового детектора τ . Отсчеты выходного сигнала рассчитываются для каждого τ из диапазона варьирования в двух случаях: при наличии и при отсутствии режекции на центральной частоте сигнала до поступления сигнала в усилитель. По отсчетам выходного сигнала оцениваются отсчеты его автокорреляционной функции: всего 2049 отсчетов, взятых симметрично на оси времени. Спектры выходного сигнала оцениваются с помощью дискретного преобразования Фурье отсчетов соответствующих автокорреляционных функций, взвешенных с использованием

окна Ханна. Значения отсчетов СПМ на нулевой частоте используются для оценки NPR. Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения ABPR (3.3), оцениваются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования.

При анализе влияния неидентичности трактов усиления спектры, необходимые для оценки показателей NPR и ABPR, выражаются аналитически через относительное различие комплексных коэффициентов усиления трактов μ , СПМ сигнала $e(t)$ (1.6) и среднюю взаимную мощность [1] этого сигнала и входного сигнала $S(t)$. СПМ сигнала $e(t)$ оценивается по отсчетам автокорреляционной функции этого сигнала также как и при анализе влияния постоянной времени пикового детектора. Выражения автокорреляционной функции сигнала $e(t)$ и средней взаимной мощности сигналов $e(t)$ и $S(t)$ получаются аналитически на основе статистических свойств входного сигнала.

При анализе влияния ошибок фазовых модуляторов спектры, необходимые для оценки показателей NPR и ABPR, выражаются аналитически через относительные отклонения коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах ε_1 и ε_2 , СПМ сигналов $E(t)$ и $F(t)$ (2.19) и среднюю взаимную мощность этих сигналов и входного сигнала $S(t)$. СПМ сигналов $E(t)$ и $F(t)$ оценивается по отсчетам их автокорреляционных функций также как и при анализе влияния постоянной времени пикового детектора. Средние взаимные мощности оценены аналитически на основе статистических свойств входного сигнала. Автокорреляционная функция сигнала $E(t)$ оценена аналитически. Автокорреляционная функция $R_F(\tau)$ сигнала $F(t)$ оценена как аналитически, так и путем имитационного моделирования. Аналитическая оценка $R_F(\tau)$ обладает большей точностью для оценки СПМ на нулевой частоте, а оценка на основе имитационного моделирования - для внеполосных составляющих спектра.

3.3 Анализ линейности усиления многоканального сигнала

3.3.1 Влияние неидентичности трактов усиления

При различии фазовых сдвигов и коэффициентов усиления трактов комплексная огибающая усиленного сигнала $S_{out}(t)$ может быть выражена по полученной в пункте 2.3.2 формуле (2.13):

$$S_{out}(t) = S(t) + \mu e(t). \quad (3.9)$$

В формуле (3.9) $S(t)$ – входной сигнал (3.5); μ – относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения (2.14); $e(t)$ – сигнал, ортогональный входному сигналу и определяемый формулой (1.6).

Поскольку усиливаемый сигнал $S(t)$ является стационарным в широком смысле комплексным гауссовским случайным процессом с нулевым средним, а рассматриваемое нелинейное преобразование (3.9) не обладает «памятью», то оказываются выполненными условия теоремы Бассгэнга [69]. При этих условиях выходной сигнал может быть представлен в виде суммы двух некоррелированных сигналов $S_{out}(t)=U(t)+D(t)$, первый из которых представляет собой линейно усиленную копию входного сигнала (полезный сигнал)

$$U(t) = \gamma S(t), \quad \gamma = \frac{R_{OS}(0)}{R(0)}, \quad (3.10)$$

а второй – нелинейные искажения. В (3.10) $R_{OS}(\tau)$ – взаимная корреляционная функция выходного и входного сигналов.

При таком представлении выходного сигнала выражение для его СПМ содержит слагаемое, пропорциональное СПМ входного сигнала $W(f)$, и слагаемое, равное СПМ искажений $W_D(f)$, и не содержит составляющей, пропорциональной их взаимной СПМ:

$$W_o(f) = |\gamma|^2 W(f) + W_D(f). \quad (3.11)$$

Коэффициент γ в (3.10) с учетом (3.9) может быть выражен следующим образом:

$$\gamma = 1 + \mu \frac{R_{eS}(0)}{R(0)}. \quad (3.12)$$

Взаимная корреляционная функция $R_{eS}(\tau)$ сигналов $e(t)$ и $S(t)$ в (3.12) может быть получена, если воспользоваться определением взаимной корреляционной функции, выражением (1.6) для сигнала $e(t)$ и статистическими свойствами входного многоканального сигнала с пик-фактором PAPR (3.8):

$$R_{eS}(\tau) = j\rho \text{sinc}(\tau), \quad (3.13)$$

где

$$\rho = \pi \text{PAPR} e^{-\frac{\text{PAPR}}{2}} I_1\left(\frac{\text{PAPR}}{2}\right), \quad (3.14)$$

$I_1(z) = \frac{z}{\pi} \int_0^\pi e^{z \cos(t)} \sin^2 t dt$ - модифицированная функция Бесселя первого рода.

Если при $\tau = 0$ приравнять абсолютные значения левой и правой частей равенства (3.13) и учесть, что $\rho \geq 0$, то этот коэффициент получается равным $|R_{eS}(0)|$ и имеет смысл модуля средней взаимной мощности сигналов $e(t)$ и $S(t)$.

Подстановка (3.6) и (3.13) при $\tau = 0$ в (3.12) дает выражение для коэффициента γ :

$$\gamma = 1 + \frac{j}{2} \rho \mu. \quad (3.15)$$

Выражение (3.15) характеризует линейные искажения, которые проявляются в виде изменения комплексного коэффициента линейного усиления γ и приводят к изменению мощности полезного сигнала $U(t)$.

СПМ выходного сигнала (3.9) выражается через СПМ сигнала $e(t)$ $W_e(f)$, СПМ входного сигнала $W(f)$ и их взаимную СПМ $W_{eS}(f)$ по формуле:

$$W_o(f) = W(f) + 2\text{Re}[\mu W_{eS}(f)] + |\mu|^2 W_e(f). \quad (3.16)$$

Если приравнять выражения (3.11) и (3.16), то СПМ нелинейных искажений может быть выражена через параметр μ и взаимную СПМ входного сигнала и сигнала $e(t)$:

$$W_D(f) = |\mu|^2 \left\{ \frac{1}{4} \rho^2 W(f) - \rho \text{Im}[W_{eS}(f)] + W_e(f) \right\}. \quad (3.17)$$

Взаимная СПМ сигналов $e(t)$ и $S(t)$ получается путем преобразования Фурье корреляционной функции (3.13):

$$W_{es}(f) = j\text{prect}(f). \quad (3.18)$$

Автокорреляционная функция сигнала $e(t)$ может быть получена, если исходить из определения корреляционной функции и осуществить ряд преобразований, учитывающих выражение (1.6) для сигнала $e(t)$ и статистические свойства входного сигнала:

$$R_e(\tau) = \begin{cases} \frac{\pi^2 \text{PAPR}^3}{8[1-\text{sinc}^2(\tau)]} \sum_{k=0}^{\infty} (k+1) \left[\frac{\text{PAPR}}{4} \frac{\text{sinc}(\tau)}{1-\text{sinc}^2(\tau)} \right]^{2k+1} \left\{ \frac{C_{2k+2}^{k+1} \cdot {}_1F_1\left[k+\frac{3}{2}; k+3; -\frac{\text{PAPR}}{1-\text{sinc}^2(\tau)}\right]}{(k+2)!} \right\}^2, & \tau \neq 0, \\ 2(\text{PAPR} - 1), & \tau = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

где ${}_1F_1(a; b; z) = \frac{\Gamma(b)}{\Gamma(b-a)\Gamma(a)} \int_0^1 e^{zt} t^{a-1} (1-t)^{b-a-1} dt$ – вырожденная гипергеометрическая функция порядка 1,1.

СПМ сигнала $e(t)$ может быть вычислена, как преобразование Фурье автокорреляционной функции (3.19). Спектры сигнала $e(t)$, рассчитанные при значениях пик-фактора из таблицы 3.1, изображены на рисунке 3.1.

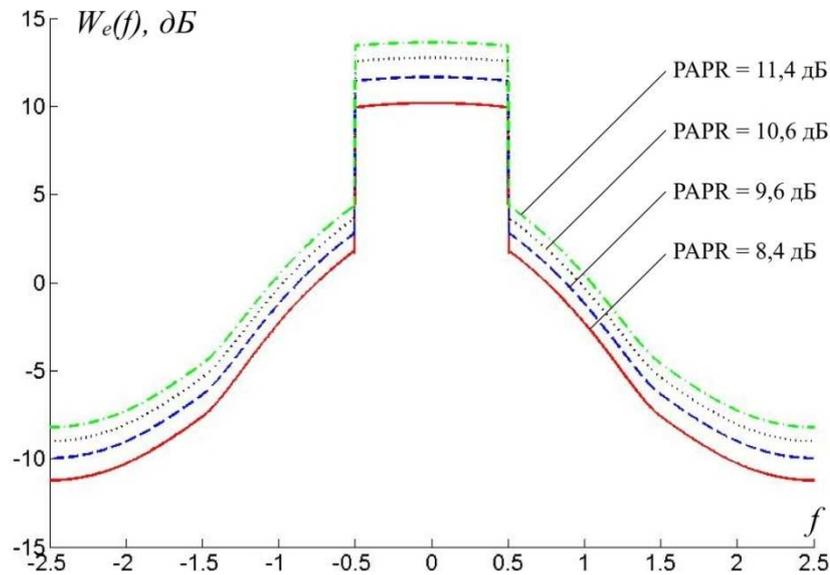


Рисунок 3.1 – Спектр сигнала $e(t)$

Подстановка выражений СПМ $W(f)$ (3.7) и $W_{es}(f)$ (3.18) в (3.17) позволяет упростить выражение (3.17):

$$W_D(f) = |\mu|^2 \left[W_e(f) - \frac{1}{2} \rho^2 \text{rect}(f) \right]. \quad (3.20)$$

Зная спектр сигнала $e(t)$ и выражение коэффициента ρ (3.14), можно построить спектр нелинейных искажений сигнала. На рисунке 3.2 представлены графики зависимости выражения в квадратных скобках формулы (3.20) от частоты, которые для получения спектра нелинейных искажений необходимо сдвинуть по вертикали на величину $20\lg(|\mu|)$.

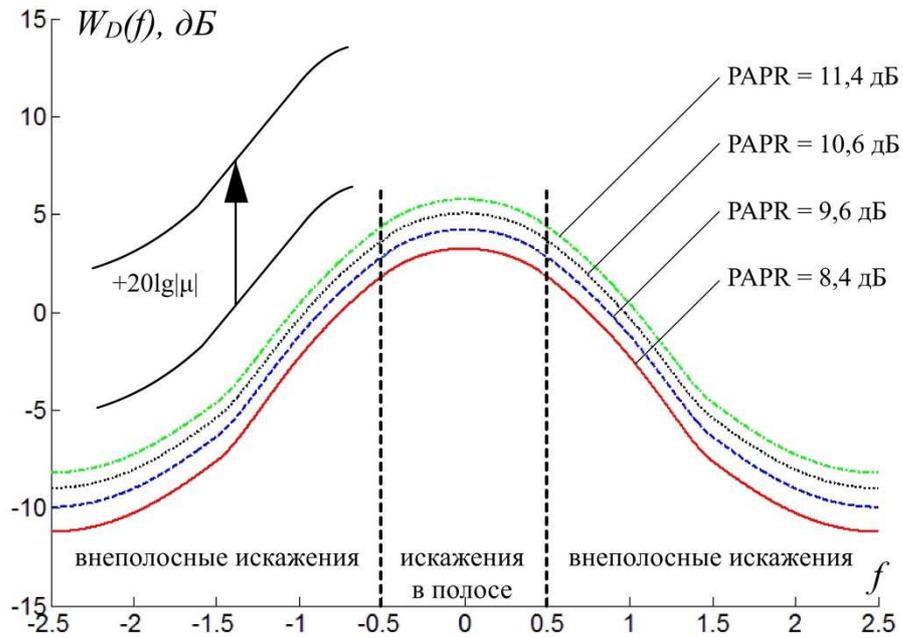


Рисунок 3.2 – Спектр нелинейных искажений

Графики на рисунке 3.2 показывают увеличение нелинейных искажений с ростом пик-фактора входного сигнала.

Вычитаемое в скобках формулы (3.20) равно нулю за пределами полосы частот входного сигнала, поэтому СПМ внеполосных искажений зависит только от СПМ сигнала $e(t)$:

$$W_o(f) = W_D(f) = |\mu|^2 W_e(f), |f| \geq \frac{1}{2}. \quad (3.21)$$

Если вместо подынтегрального выражения в числителе (3.3) подставить выражение (3.16), а в знаменателе - (3.21), то можно получить следующее выражение показателя АВРР:

$$ABPR(\Delta F) = \frac{2-2\rho\text{Im}(\mu)+|\mu|^2 \int_{-\infty}^{+\infty} W_e(f)df}{|\mu|^2 \int_{\Delta F-\frac{1}{2}}^{\Delta F+\frac{1}{2}} W_e(f)df}, 1 \leq \Delta F \leq 2. \quad (3.22)$$

Результаты расчетов АВРР по формуле (3.22) с учетом выражения (2.14) проиллюстрированы на рисунке 3.3а. Показатель рассчитан при пик-факторе

входного сигнала 8,4 дБ и разности центральных частот соседних каналов $\Delta F = 1,42$. Такая отстройка находится в соответствии с Планом для радиовещательной спутниковой службы в полосах частот 11,7-12,2 ГГц в Районе 3 и 11,7-12,5 ГГц в Районе 1, приведенным в статье 11 приложения 30 в томе 2 Регламента радиосвязи [31].

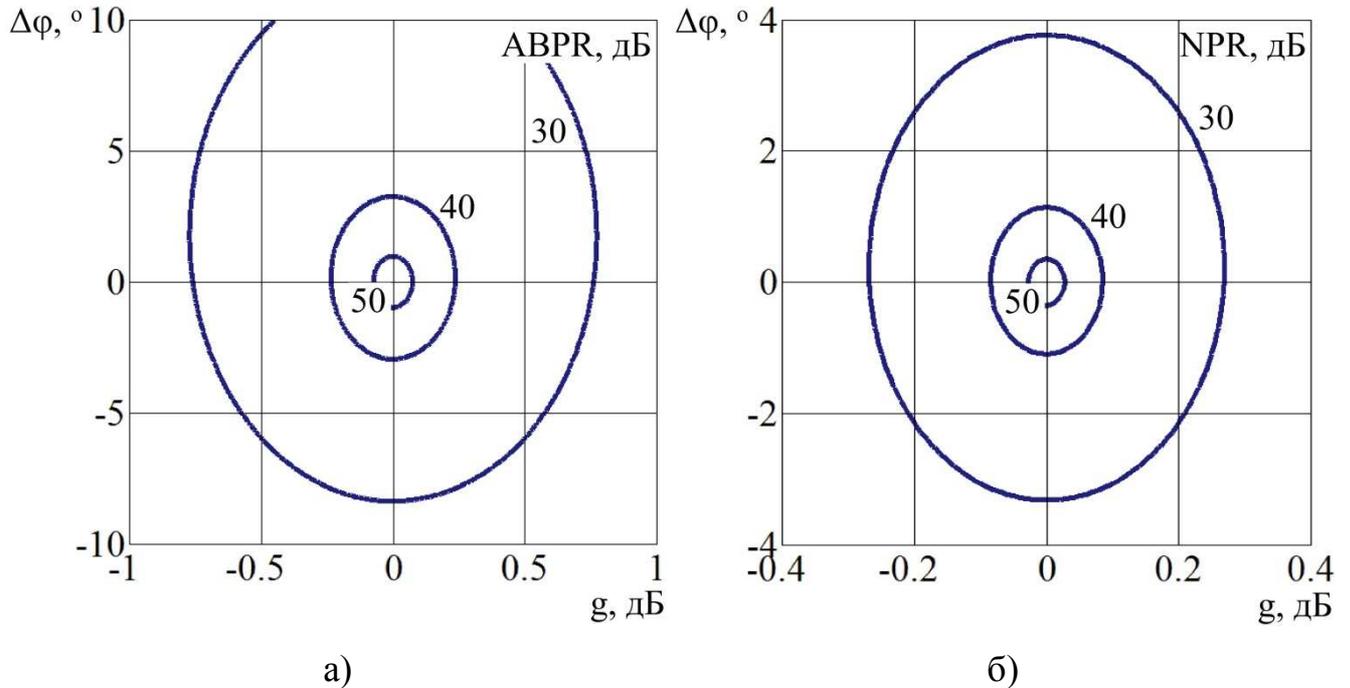


Рисунок 3.3 – Изолинии зависимостей ABPR (а) и NPR (б) от

разности фазовых сдвигов $\Delta\phi$ и отношения коэффициентов усиления трактов g

В соответствии с (3.22) показатель ABPR зависит от мнимой $\text{Im}(\mu)$ и действительной $\text{Re}(\mu)$ частей параметра μ . Если воспользоваться тем, что $\text{Im}(\mu) \leq |\mu|$ и $\rho \geq 0$, то может быть получена оценка нижней границы показателя ABPR, которая зависит только от одного параметра - $|\mu|$:

$$ABPR(\Delta F) \geq \frac{2-2\rho|\mu|+|\mu|^2 \int_{-\infty}^{+\infty} W_e(f)df}{|\mu|^2 \int_{\Delta F-\frac{1}{2}}^{\Delta F+\frac{1}{2}} W_e(f)df}, \quad 1 \leq \Delta F \leq 2. \quad (3.23)$$

Нижняя граница показателя ABPR (3.23) достигается при $\text{Re}(\mu) = 0$ и $\text{Im}(\mu) > 0$. В практическом случае малого разбаланса трактов усиления ($|\mu| \ll 1$) показатель ABPR приближается к своей нижней границе.

Значение ABPR, которое может быть гарантировано при $|\mu| \leq \mu_{\max}$, может быть получено с использованием достигаемой нижней границы (3.23):

$$ABPR^* = \min_{|\mu| \leq \mu_{max}} ABPR(\mu) = \frac{2-2\rho\mu_{max}}{\mu_{max}^2 \int_{\Delta F-\frac{1}{2}}^{\Delta F+\frac{1}{2}} W_e(f) df} + \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} W_e(f) df}{\int_{\Delta F-\frac{1}{2}}^{\Delta F+\frac{1}{2}} W_e(f) df}. \quad (3.24)$$

Результаты расчетов гарантированного значения АВРР (3.24) при требуемых значениях μ_{max} до 15% представлены графически на рисунке 3.4. Расчеты выполнены при пик-факторах входного сигнала, приведенных в таблице 3.1.

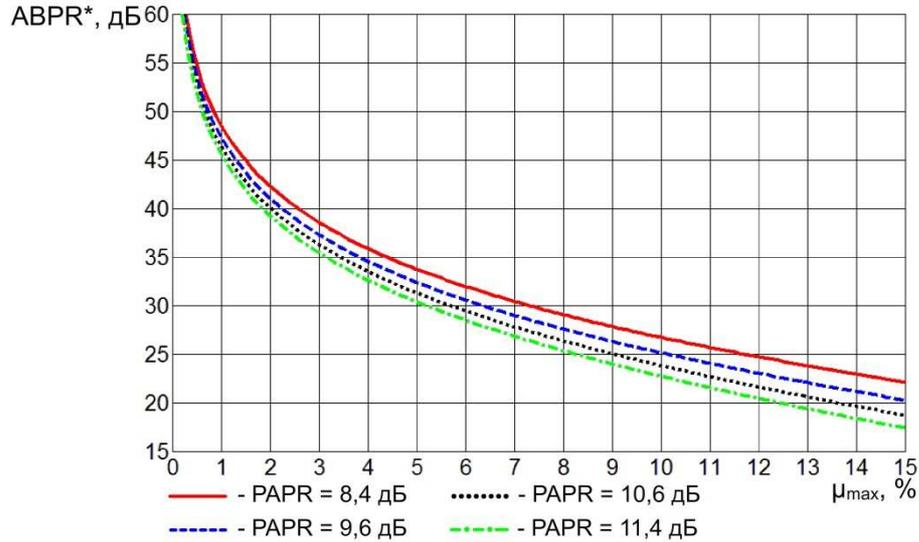


Рисунок 3.4 – Гарантируемые значения АВРР при $\Delta F = 1,42$ в зависимости от μ_{max}

Требования к максимальному модулю относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения μ_{max} приводятся в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Требования к μ_{max} , при которых гарантируется заданный АВРР

В процентах

PAPR, дБ	ABPR* ($\Delta F = 1,42$), дБ		
	30	40	50
8,4 дБ	7,2	2,5	0,8
9,6 дБ	6,3	2,2	0,7
10,6 дБ	5,6	2	0,6
11,4 дБ	5,1	1,8	0,6

Уровень мощности нелинейных искажений в занимаемой сигналом полосе частот NPR может быть оценен как отношение СПМ полезного сигнала $U(t)$ и искажений $D(t)$ на центральной частоте канала:

$$NPR = \frac{|\gamma|^2 W(0)}{W_D(0)}. \quad (3.25)$$

Подстановка в (3.25) выражений для коэффициента линейного усиления (3.15) и СПМ входного сигнала (3.7) и искажений (3.20) дает следующее выражение для показателя NPR:

$$NPR = \frac{2|1 + \frac{j}{2}\rho\mu|^2}{|\mu|^2 [W_e(0) - \frac{1}{2}\rho^2]}. \quad (3.26)$$

Расчеты показателя NPR, произведенные по формуле (3.26) с учетом (2.14) при пик-факторе входного сигнала 8,4 дБ, проиллюстрированы на рисунке 3.3б.

Если воспользоваться тем, что $\text{Im}(\mu) \leq |\mu|$ и $\rho \geq 0$, то на основе (3.26) может быть получена оценка показателя NPR снизу, которая зависит от $|\mu|$:

$$NPR \geq \frac{2(1 - \frac{1}{2}\rho|\mu|)^2}{|\mu|^2 [W_e(0) - \frac{1}{2}\rho^2]}. \quad (3.27)$$

Нижняя граница NPR (3.27) достигается при $\text{Re}(\mu) = 0$ и $\text{Im}(\mu) > 0$. В практическом случае малого разбаланса трактов усиления ($|\mu| \ll 1$) показатель NPR приближается к своей нижней границе.

Значение NPR, которое может быть гарантируемо при $|\mu| \leq \mu_{\max}$, может быть получено с использованием достигаемой нижней границы (3.27):

$$NPR^* = \min_{|\mu| \leq \mu_{\max}} NPR(\mu) = \frac{2(1 - \frac{1}{2}\rho\mu_{\max})^2}{\mu_{\max}^2 [W_e(0) - \frac{1}{2}\rho^2]}. \quad (3.28)$$

Результаты расчетов гарантированного значения NPR (3.28) при требуемых значениях μ_{\max} до 15% представлены графически на рисунке 3.5. Расчеты выполнены при пик-факторах входного сигнала, приведенных в таблице 3.1.

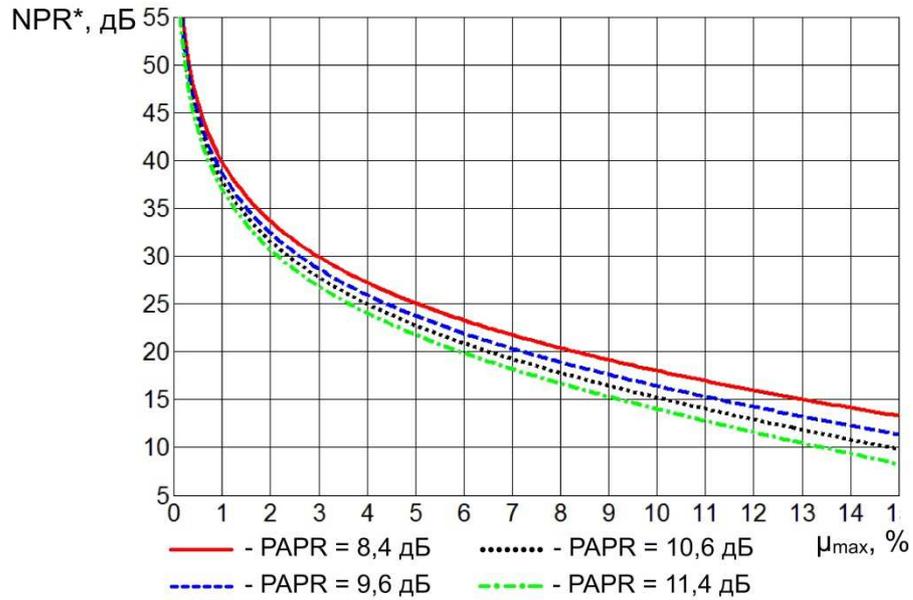


Рисунок 3.5 – Гарантируемые значения NPR в зависимости от μ_{\max}

Требования к максимальному модулю относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения μ_{\max} приводятся в таблице 3.3.

Таблица 3.3 - Требования к μ_{\max} , при которых гарантируется заданный NPR

В процентах

PAPR, дБ	NPR*, дБ		
	30	40	50
8,4 дБ	2,9	0,9	0,3
9,6 дБ	2,5	0,8	0,2
10,6 дБ	2,3	0,7	0,2
11,4 дБ	2,1	0,7	0,2

3.3.2 Влияние ошибок фазовых модуляторов

В предположении малости относительных отклонений коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу выходной сигнал с точностью до постоянного множителя может быть выражен по формуле (2.18):

$$\mathbf{S}_{out}^{(v)}(t) = \mathbf{S}(t) + a_v \mathbf{E}(t) + b_v \mathbf{F}(t), \quad (3.29)$$

где

$$\mathbf{E}(t) = V_m \theta(t) \cos[\theta(t)] e^{j\varphi(t)}, \quad \mathbf{F}(t) = jV_m \theta(t) \sin[\theta(t)] e^{j\varphi(t)}, \quad (3.30)$$

v – вариант построения УМДФ (УМ №1 - 4), a_v и b_v – его параметры, зависимость которых от отклонений ε_1 и ε_2 приводится в таблице 2.1; $\theta(t)$ – угол дефазирования (1.8).

Также как и при исследовании влияния неидентичности выполняются условия теоремы Бассгэнга [69]. В соответствии с теоремой выходной сигнал представим в виде суммы двух некоррелированных сигналов $S_{out}(t) = U(t) + D(t)$, первый из которых представляет собой линейно усиленную копию входного сигнала (полезный сигнал), а второй – нелинейные искажения. СПМ выходного сигнала в этом случае может быть выражена через СПМ входного сигнала и искажений по формуле (3.11).

Коэффициент γ в (3.10) с учетом (3.29) может быть выражен следующим образом:

$$\gamma = 1 + \frac{a_v}{2} R_{ES}(0) + \frac{b_v}{2} R_{FS}(0). \quad (3.31)$$

Взаимные корреляционные функции $R_{ES}(\tau)$ и $R_{FS}(\tau)$ сигналов $E(t)$ и $S(t)$ и $F(t)$ и $S(t)$ в (3.31) могут быть получены путем ряда математических преобразований, если воспользоваться определением взаимной корреляционной функции, выражениями (3.30) для сигналов $E(t)$ и $F(t)$ и статистическими свойствами входного многоканального сигнала с пик-фактором PAPR (3.8):

$$R_{ES}(\tau) = \rho_E \text{sinc}(\tau), \quad (3.32)$$

где

$$\rho_E = \frac{\text{PAPR}^2}{4} e^{-\frac{\text{PAPR}}{2}} \int_0^\pi e^{\frac{\text{PAPR}}{2} \cos(t)} t \sin^2(t) dt > 0, \quad (3.33)$$

$$R_{FS}(\tau) = j\rho_F \text{sinc}(\tau), \quad (3.34)$$

где

$$\rho_F = \frac{\text{PAPR}^2}{4} e^{-\frac{\text{PAPR}}{2}} \int_0^\pi e^{\frac{\text{PAPR}}{2} \cos(t)} t \sin(t) [1 - \cos(t)] dt > 0. \quad (3.35)$$

Коэффициент ρ_E (3.33) имеет смысл модуля средней взаимной мощности сигналов $E(t)$ и $S(t)$, ρ_F (3.35) – сигналов $F(t)$ и $S(t)$.

Подстановка (3.32) и (3.34) при $\tau=0$ в (3.31) дает выражение для коэффициента γ :

$$\gamma = 1 + \frac{a_v}{2} \rho_E + j \frac{b_v}{2} \rho_F. \quad (3.36)$$

Выражение (3.36) характеризует линейные искажения, которые проявляются в виде изменения комплексного коэффициента линейного усиления γ и приводят к изменению мощности полезного сигнала $U(t)$.

СПМ выходного сигнала (3.29) выражается через СПМ и взаимные СПМ сигналов $S(t)$, $E(t)$ и $F(t)$:

$$W_O(f) = W(f) + 2a_v W_{ES}(f) + a_v^2 W_E(f) + b_v^2 W_F(f). \quad (3.37)$$

В (3.37) учтено, что взаимные СПМ сигналов $F(t)$ и $S(t)$ и сигналов $E(t)$ и $F(t)$ принимают мнимые значения, а взаимная СПМ сигналов $E(t)$ и $S(t)$ – действительная на всей оси частот.

Если приравнять выражения (3.11) и (3.37) СПМ выходного сигнала, то может быть получено выражение СПМ нелинейных искажений:

$$W_D(f) = a_v [2W_{ES}(f) - \rho_E W(f)] + a_v^2 \left[W_E(f) - \frac{\rho_E^2}{4} W(f) \right] + b_v^2 \left[W_F(f) - \frac{\rho_F^2}{4} W(f) \right]. \quad (3.38)$$

Взаимная СПМ сигналов $E(t)$ и $S(t)$ получается путем взятия преобразования Фурье корреляционной функции (3.32):

$$W_{ES}(f) = \rho_E \text{rect}(f). \quad (3.39)$$

Подстановка выражений (3.7) и (3.39) СПМ $W(f)$ и $W_{ES}(f)$ в (3.38) позволяет убедиться в равенстве нулю первого слагаемого в (3.38):

$$W_D(f) = a_v^2 \left[W_E(f) - \frac{\rho_E^2}{4} \text{rect}(f) \right] + b_v^2 \left[W_F(f) - \frac{\rho_F^2}{4} \text{rect}(f) \right]. \quad (3.40)$$

В (3.40) СПМ сигналов $E(t)$ и $F(t)$ могут быть получены как преобразование Фурье их автокорреляционных функций. Эти автокорреляционные функции могут быть выражены аналитически

$$R_E(\tau) = \begin{cases} \frac{PAPR^4 \operatorname{sinc}(\tau) e^{-\frac{PAPR}{1-\operatorname{sinc}^2(\tau)}}}{2^5 [1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k+1} \left\{ \frac{\left(\frac{\operatorname{sinc}(\tau)}{2[1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]} PAPR \right)^k}{k!} \int_0^{\pi} e^{\frac{PAPR}{2[1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]} \cos(t)} t \sin^2(t) [1-\cos(t)]^k dt \right\}^2, & \tau \neq 0 \\ \frac{PAPR^2 e^{-\frac{PAPR}{2}}}{8} \int_0^{\pi} e^{\frac{PAPR}{2} \cos(t)} \cdot t^2 \sin(t) [1+\cos(t)] dt, & \tau = 0 \end{cases} \quad (3.41)$$

$$R_F(\tau) = \begin{cases} \frac{PAPR^4 \operatorname{sinc}(\tau) e^{-\frac{PAPR}{1-\operatorname{sinc}^2(\tau)}}}{2^5 [1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k+1} \left\{ \frac{\left(\frac{\operatorname{sinc}(\tau)}{2[1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]} PAPR \right)^k}{k!} \int_0^{\pi} e^{\frac{PAPR}{2[1-\operatorname{sinc}^2(\tau)]} \cos(t)} t \sin(t) [1-\cos(t)]^{k+1} dt \right\}^2, & \tau \neq 0 \\ \frac{PAPR^2 e^{-\frac{PAPR}{2}}}{8} \int_0^{\pi} e^{\frac{PAPR}{2} \cos(t)} \cdot t^2 \sin(t) [1-\cos(t)] dt, & \tau = 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

или получены в результате имитационного моделирования.

Спектры сигналов $E(t)$ и $F(t)$, вычисленные по их автокорреляционным функциям, которые получены аналитически по формулам (3.41) и (3.42) и в результате имитационного моделирования, сопоставлены на рисунках 3.6 и 3.7.

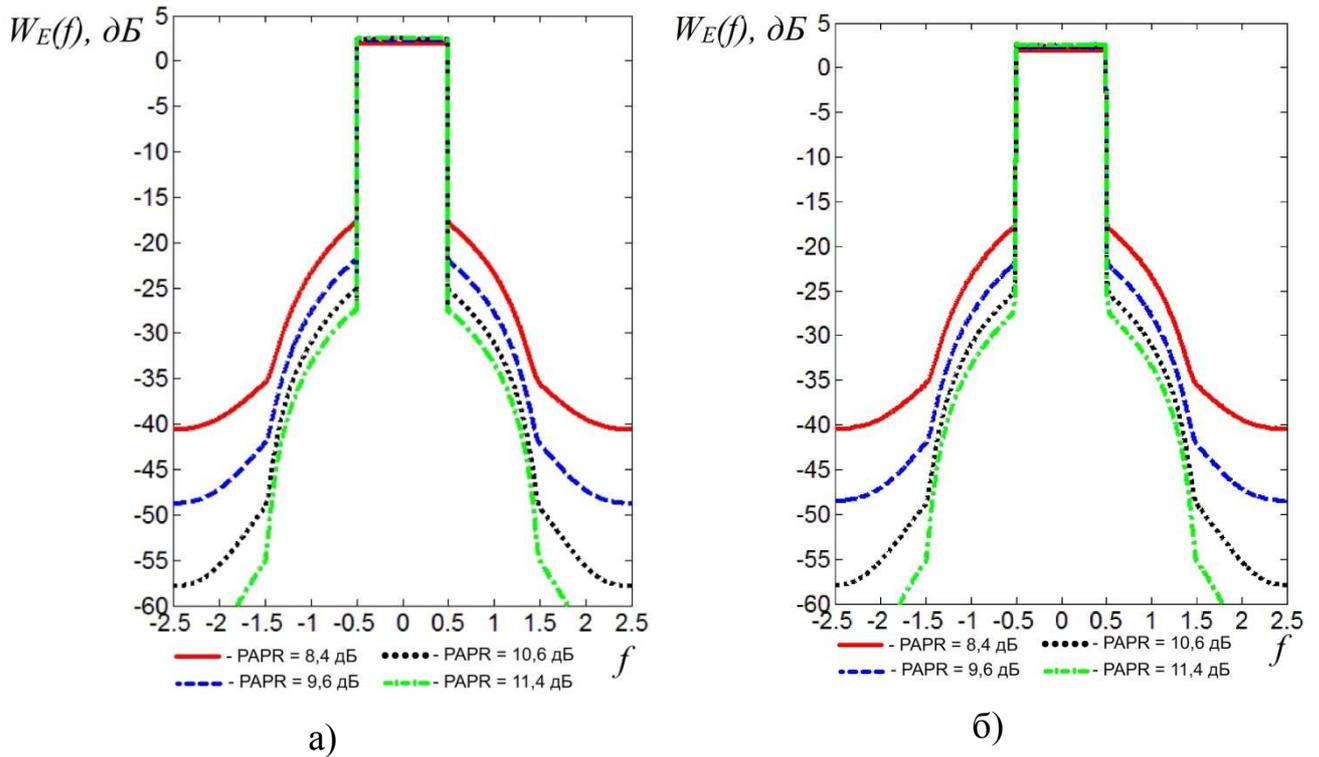


Рисунок 3.6 – Спектры сигнала $E(t)$, вычисленные по его автокорреляционной функции, полученной аналитически (а) и путем моделирования (б)

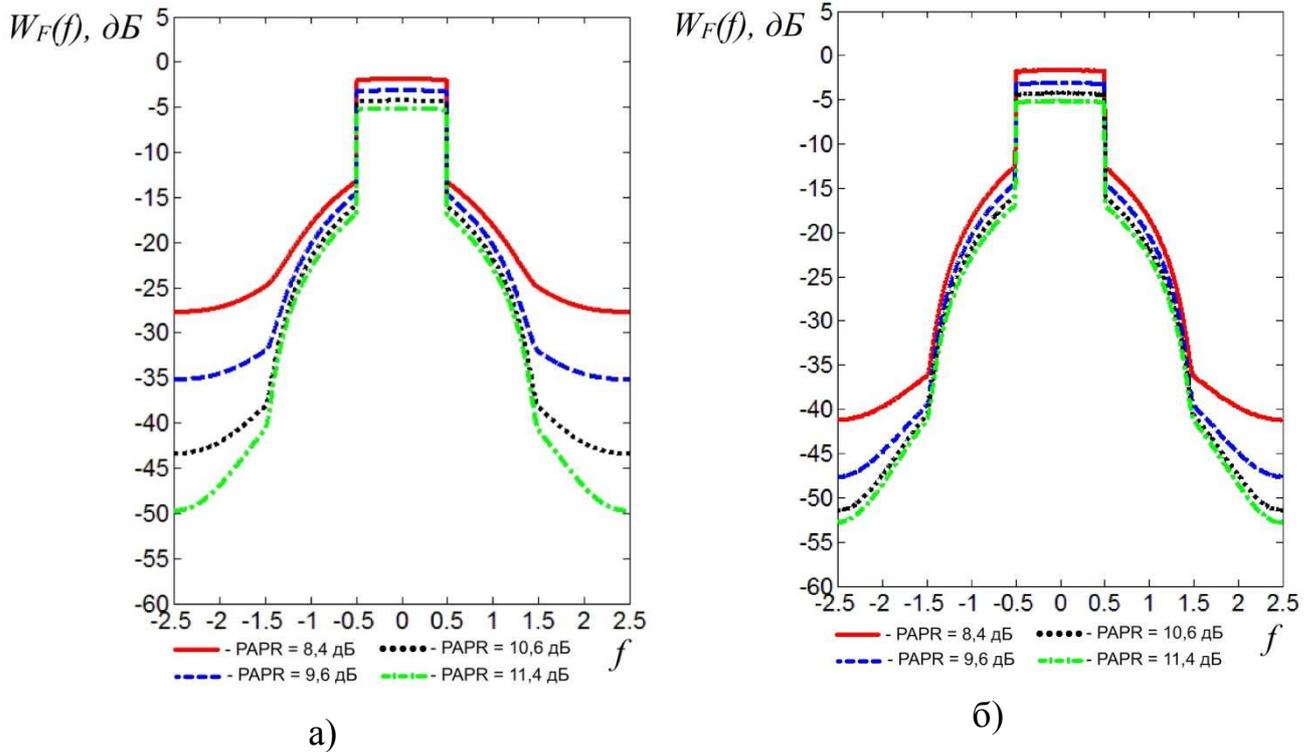


Рисунок 3.7 – Спектры сигнала $F(t)$, вычисленные по его автокорреляционной функции, полученной аналитически (а) и путем моделирования (б)

Спектры сигнала $E(t)$ на рисунках 3.6а и 3.6б выглядят идентичными, что подтверждает возможность использования выражения автокорреляционной функции (3.41) для оценки спектра сигнала $E(t)$. Спектры сигнала $F(t)$ на рисунке 3.7 идентичны в полосе частот входного сигнала, однако, отличаются в области внеполосных искажений. Таким образом, выражение автокорреляционной функции (3.42), полученное в предположении того, что сигнал является гауссовским случайным процессом и в то же время ограничен по амплитуде, в случае сигнала $F(t)$ оказывается неточным. Поэтому спектр сигнала $F(t)$ вне занимаемой сигналом полосы частот, необходимый для оценки показателя АВРР, вычисляется с помощью имитационного моделирования.

Зная спектры сигналов $E(t)$ и $F(t)$ и значения коэффициентов ρ_E и ρ_F , рассчитанные по формулам (3.33) и (3.35), можно получить спектр нелинейных искажений сигнала (3.40). Его составляющие, пропорциональные $\text{rect}(f)$, равны нулю за пределами полосы частот входного сигнала, поэтому СПМ в этой области зависит только от СПМ сигналов $E(t)$ и $F(t)$:

$$W_o(f) = W_D(f) = a_v^2 W_E(f) + b_v^2 W_F(f), |f| \geq \frac{1}{2}. \quad (3.43)$$

Если вместо подынтегрального выражения в числителе (3.3) подставить выражение (3.11), а в знаменателе - (3.43), то можно получить следующее выражение показателя АВРР:

$$ABPR(\Delta F) = \frac{\left[1 + a_v \rho_E + \left(\frac{a_v}{2} \rho_E\right)^2 + \left(\frac{b_v}{2} \rho_F\right)^2\right] \int_{-\infty}^{+\infty} W(f) df + \int_{-\infty}^{+\infty} W_D(f) df}{a_v^2 \int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df + b_v^2 \int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df}, \quad 1 \leq \Delta F \leq 2. \quad (3.44)$$

Если подставить выражения СПМ входного сигнала (3.7) и искажений (3.40) и пренебречь в числителе слагаемыми, пропорциональными квадрату малых параметров a_v и b_v , то (3.44) может быть приведено к виду:

$$ABPR(\Delta F) = \frac{2(1 + a_v \rho_E)}{a_v^2 \int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df + b_v^2 \int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df}, \quad 1 \leq \Delta F \leq 2. \quad (3.45)$$

Значение АВРР, которое может быть гарантировано при условии, что относительные отклонения коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу ε_1 и ε_2 не превосходят по модулю заданного значения ε_{\max} , может быть оценено для каждого из трех вариантов построения v :

$$ABPR^*(\Delta F) \approx \begin{cases} \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df}, & v = 1 \\ \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df + \int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df}, & v = 2 \\ \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df}, & v = 3 \end{cases}, \quad 1 \leq \Delta F \leq 2. \quad (3.46)$$

Оценка (3.46) получена путем подстановки выражений параметров a_v и b_v в таблице 2.1 в (3.45) и нахождении минимума АВРР при $|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\max}$ и $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\max}$ с точностью до главного члена по малому параметру ε_{\max} . Полученная формула (3.46) показывает, что при заданном ε_{\max} усилитель с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью УМ №2 ($v=2$) имеет меньшее гарантируемое значение показателя АВРР.

Выигрыш в АВРР* усилителя с одним фазовым модулятором УМ №3 ($v=3$) по сравнению с усилителем с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи УМ №1 ($v=1$) не зависит от ϵ_{\max} и может быть оценен по формуле:

$$\Delta ABPR \triangleq \frac{ABPR^{*(3)}(\Delta F)}{ABPR^{*(1)}(\Delta F)} = \frac{\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df}{\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df}. \quad (3.47)$$

Зависимость величины этого выигрыша от разности центральных частот соседних каналов при пик-факторах входного сигнала, приведенных в таблице 3.1 представлена графически на рисунке 3.8.

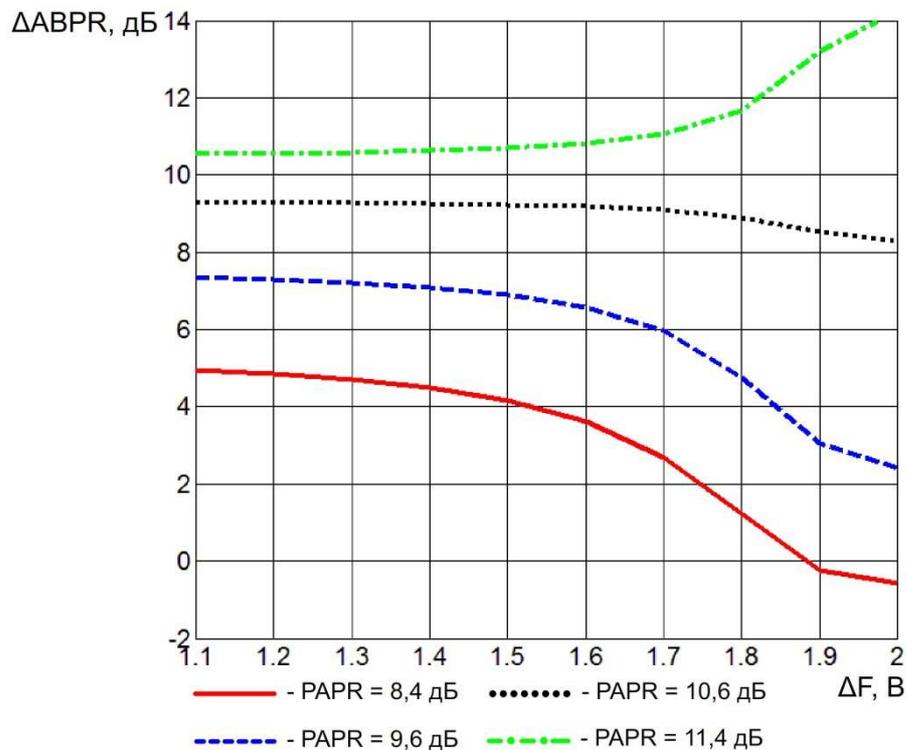


Рисунок 3.8 – Выигрыш в гарантируемом значении АВРР, достигаемый в УМ №3 по сравнению с УМ №1

По графикам на рисунке 3.8 видно, что выигрыш в АВРР при пик-факторе 9,6 дБ и более обеспечивается во всей области внеполосного излучения, а при пик-факторе 8,4 дБ в большей ее части (при $\Delta F \leq 1,8$ В). При $\Delta F \leq 1,5$ величина выигрыша составляет более 4 дБ при пик-факторе 8,4 дБ и растет с ростом пик-фактора.

Результаты расчетов гарантированного значения АВРР (3.46) при требуемых значениях ϵ_{\max} до 40% для каждого из трех исследуемых построений

проиллюстрированы графически на рисунке 3.9. Расчеты выполнены при пик-факторе входного сигнала 8,4 дБ и разности центральных частот соседних каналов $\Delta F = 1,42$.

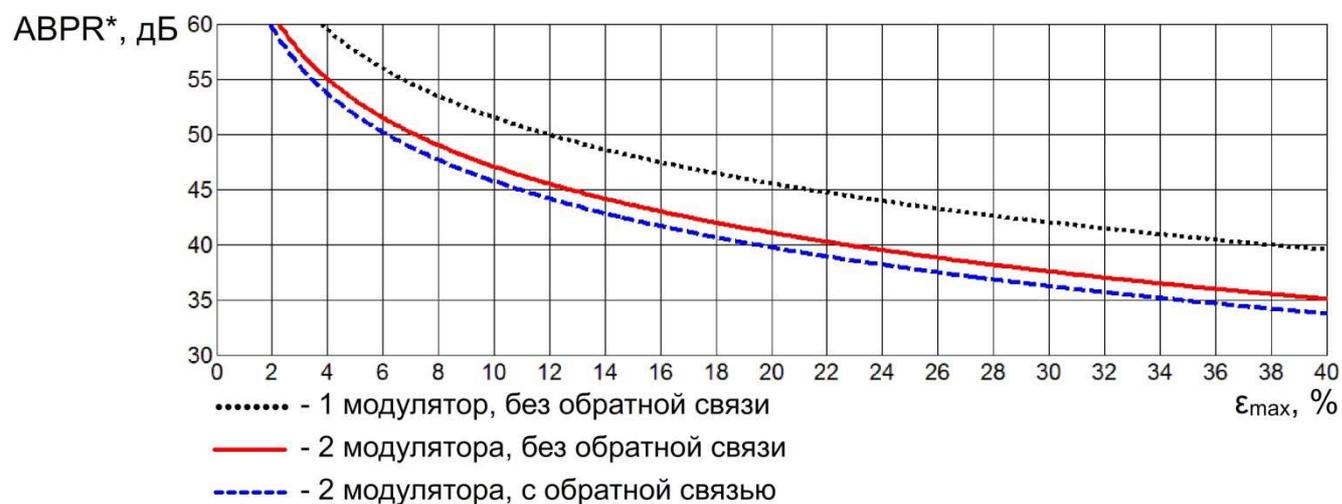


Рисунок 3.9 – Гарантируемые значения АВРР при заданном ϵ_{\max}

Требования к ϵ_{\max} , при выполнении которых АВРР при $\Delta F = 1,42$ будет не меньше 40 дБ при пик-факторах входного сигнала, приведенных в таблице 3.1, приводятся в таблице 3.4.

Таблица 3.4 - Требования к ϵ_{\max} , при которых гарантируется АВРР не менее 40 дБ
В процентах

Вариант построения ν	РАРР, дБ			
	8,4	9,6	10,6	11,4
1	22,7	28,4	33,4	37,4
2	19,5	25,9	31,6	35,9
3	37,9	> 40	> 40	> 40

Показатель NPR может быть оценен, как отношение СПМ полезного сигнала $U(t)$ и искажений $D(t)$ на центральной частоте канала:

$$NPR = \frac{|Y|^2 W(0)}{W_D(0)}. \quad (3.48)$$

Подстановка в (3.48) выражений для коэффициента линейного усиления (3.36) и СПМ входного сигнала (3.7) и искажений (3.40) дает следующее выражение для показателя NPR:

$$NPR = \frac{2 \left[1 + a_v \rho_E + \left(\frac{a_v \rho_E}{2} \right)^2 + \left(\frac{b_v \rho_F}{2} \right)^2 \right]}{a_v^2 \left[W_E(0) - \frac{\rho_E^2}{2} \right] + b_v^2 \left[W_F(0) - \frac{\rho_F^2}{2} \right]}. \quad (3.49)$$

Значение NPR, которое может быть гарантировано при условии, что относительные отклонения коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу ε_1 и ε_2 не превосходят по модулю заданного значения ε_{\max} , может быть оценено для каждого из трех вариантов построения усилителя v :

$$NPR^* \approx \begin{cases} \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{W_F(0) - \frac{\rho_F^2}{2}}, & v = 1 \\ \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{W_E(0) - \frac{\rho_E^2}{2} + W_F(0) - \frac{\rho_F^2}{2}}, & v = 2. \\ \frac{2\varepsilon_{\max}^{-2}}{W_E(0) - \frac{\rho_E^2}{2}}, & v = 3 \end{cases}. \quad (3.50)$$

Оценка (3.50) получена путем подстановки выражений параметров a_v и b_v в таблице 2.1 в (3.49) и нахождении минимума NPR при $|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\max}$ и $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\max}$ с точностью до главного члена по малому параметру ε_{\max} . Полученная формула (3.50) показывает, что при заданном ε_{\max} УМ №2 имеет меньшее значение NPR*. За счет использования блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую в УМ №3 достигается увеличение NPR* по сравнению с УМ №1. Это увеличение не зависит от ε_{\max} , может быть оценено по формуле

$$\frac{NPR^{*(3)}}{NPR^{*(1)}} \approx \frac{2W_F(0) - \rho_F^2}{2W_E(0) - \rho_E^2} \quad (3.51)$$

и составляет

4,4 дБ при пик-факторе входного сигнала 8,4 дБ;

7,3 дБ при пик-факторе 9,6 дБ;

9,3 дБ при пик-факторе 10,6 дБ;

10,5 дБ при пик-факторе 11,4 дБ.

Результаты расчетов гарантированного значения NPR (3.50) при требуемых значениях ε_{\max} до 40% для каждого из трех исследуемых построений проиллюстрированы графически на рисунке 3.10. Расчеты выполнены при пик-факторе входного сигнала 8,4 дБ.

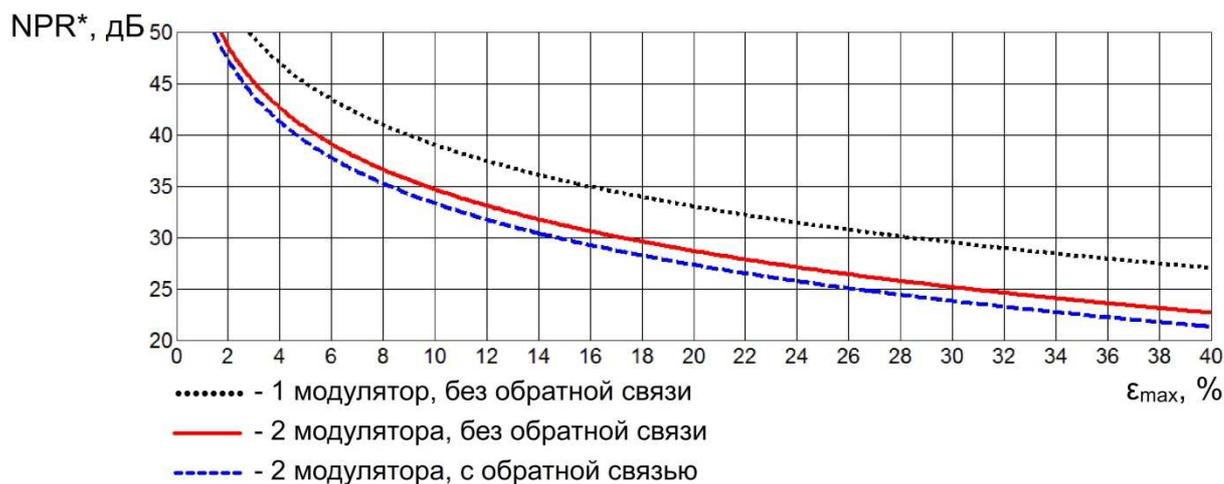


Рисунок 3.10 – Гарантируемые значения NPR при заданном ε_{max}

Требования к ε_{max}, при выполнении которых NPR будет не меньше 30 дБ при пик-факторах входного сигнала, приведенных в таблице 3.1, приводятся в таблице 3.5.

Таблица 3.5 - Требования к ε_{max} при которых гарантируется NPR не менее 30 дБ
В процентах

Номер TP v	PAPR, дБ			
	8,4	9,6	10,6	11,4
1	17,2	19,7	22,8	25,5
2	14,7	18,1	21,5	24,5
3	28,4	> 40	> 40	> 40

3.3.3 Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала

При выборе конечной постоянной времени пикового детектора τ комплексная огибающая усиленного сигнала S_{out}(t) может быть выражена по полученной в пункте 2.3.4 формуле (2.26):

$$S_{out}(t) = \frac{A(t)}{V(t,\tau)} e^{j\varphi(t)}. \quad (3.52)$$

В формуле (3.50) A(t) и φ(t) – амплитуда и фаза входного сигнала, V(t,τ) – сигнал на выходе пикового детектора, определяемый выражениями (2.27).

Оценка спектра выходного сигнала, выполненная по его отсчетам при разных τ , позволяет получить зависимость уровня мощности внеполосного излучения в смежной полосе АВРР от τ . Результаты расчетов значения АВРР (выполненные по методу, описанному в пункте 3.2.3) при τ до 10^3 представлены графически на рисунке 3.11 синей пунктирной линией. Показатель рассчитывается при разности центральных частот соседних каналов $\Delta F = 1,42$.

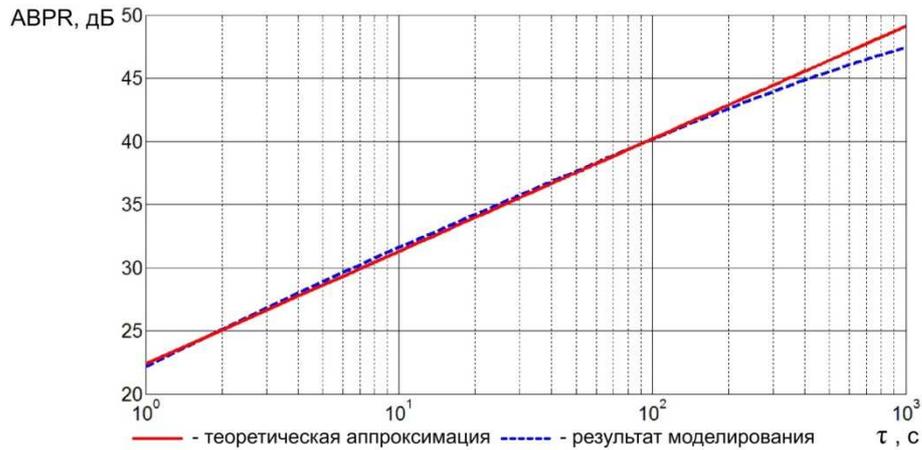


Рисунок 3.11 – АВРР при $\Delta F = 1,42$ в зависимости от τ

Красной сплошной линией на рисунке 3.11 изображена оценка зависимости АВРР, полученная аппроксимацией результатов моделирования:

$$ABPR \approx 1,8 + 14,5\Delta F + 8,9\lg(\tau), \text{ дБ.} \quad (3.53)$$

Оценка (3.53) при практически интересующих значениях $ABPR \leq 40$ дБ и $1,2 \leq \Delta F \leq 2$ отличается от значений АВРР, полученных в результате моделирования, не более чем на 0,8 дБ по модулю. Если учесть это отклонение, то может быть получена оценка значения АВРР, которое может быть гарантировано при условии, что постоянная времени принимает значения не менее τ_{min} .

$$ABPR^* = 1 + 14,5\Delta F + 8,9\lg(\tau_{min}), \text{ при } 1,2 \leq \Delta F \leq 2, ABPR \leq 40 \text{ дБ.} \quad (3.54)$$

Требования к минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{min} , приводятся в таблице 3.6.

Таблица 3.6 - Требования к τ_{min} , при которых гарантируется заданный АВРР

АВРР ($\Delta F = 1,42$), дБ	20	30	40
$\tau_{min}, \text{ с}$	1	9	118

Показатель NPR определяется как отношение СПМ усиленного сигнала на центральной частоте в двух случаях. В первом случае многоканальный сигнал поступает на вход усилителя непосредственно, а во втором – предварительно фильтруется в узкополосном режекторном фильтре, настроенном на центральную частоту сигнала. Спектры выходного сигнала в этих двух случаях могут быть оценены по его отсчетам, полученным в результате имитационного моделирования. Зависимость показателя NPR от постоянной времени пикового детектора τ представлена на рисунке 3.12.

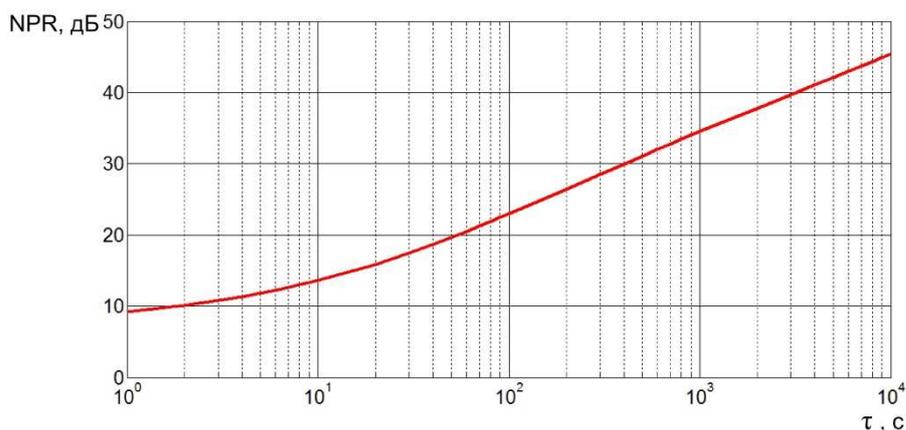


Рисунок 3.12 – NPR в зависимости от τ

Зависимость NPR от постоянной времени пикового детектора строго монотонная: NPR растет с ростом τ . В результате, значение NPR, которое может быть гарантировано при условии, что постоянная времени принимает значения не менее τ_{min} , равно значению показателя при этой граничной постоянной времени:

$$NPR^* = \min_{\tau \geq \tau_{min}} NPR(\tau) = NPR(\tau_{min}). \quad (3.55)$$

Результаты оценки гарантируемого значения NPR (3.55) при требуемых значениях τ_{min} от 1 до 10000 с, взятых с переменным шагом, приводятся в таблице Б.3 Приложения Б.

Требования к минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{min} , при которой NPR* не превышает заданные значения, приводятся в таблице 3.7.

Таблица 3.7 - Требования к τ_{min} , при которых гарантируется заданный NPR

NPR*, дБ	20	30	40
τ_{min} , с	60	500	4000

3.4 Разработка методик оценки уровней нелинейных искажений многоканальных сигналов и проверка их достоверности

3.4.1 Методика оценки влияния неидентичности трактов усиления

Практическую важность представляют уровни мощности нелинейных искажений в занимаемой многоканальным сигналом полосе частот и внеполосного излучения в смежной полосе, которые могут быть гарантированы при нахождении параметров УМДФ в ограниченной требованиями области.

На основе результатов представленных в параграфе 3.3 разработаны методики оценки гарантированных значений показателей АВРР и NPR, характеризующих внеполосные искажения и искажения в полосе частот многоканального сигнала, при влиянии каждого из исследуемых факторов.

Разработанные методики могут использоваться для проверки выполнения требований технического задания на усилитель, которые предъявляются к минимальным значениям показателей АВРР и NPR при известных ограничениях, накладываемых на параметры УМДФ ($|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\max}$, $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\max}$, $|\mu| \leq \mu_{\max}$, $\tau \geq \tau_{\min}$).

Методика оценки влияния неидентичности трактов усиления позволяет оценить гарантируемые значения показателей АВРР и NPR при усилении многоканального сигнала с известным пик-фактором PAPR при ограничении максимального модуля относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения (2.14) значением μ_{\max} .

Исходные данные методики: в соответствии с таблицей 3.8.

Таблица 3.8 - Исходные данные методики

Обозначение	Описание	Допустимые значения
PAPR	Пик-фактор входного многоканального сигнала	От 8,4 до 11,4 дБ
μ_{\max}	Максимальный модуль относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения	От 0 до 15%
ΔF	Разность центральных частот соседних каналов, выраженная в долях от ширины занимаемой сигналом полосы частот	От 1,1 до 2

Оценка выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Рассчитать модуль ρ средней взаимной мощности сигналов $e(t)$ и входного сигнала по формуле (3.14) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала.

Шаг 2. Оценить 2049 отсчетов автокорреляционной функции $R_e(\tau)$ сигнала $e(t)$ по формуле (3.19) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала. Суммировать в (3.19) необходимо первые 80 членов ряда. Отсчеты должны быть взяты симметрично по оси времени с шагом 1/5.

Шаг 3. Оценить 2049 отсчетов СПМ $W_e(f)$ сигнала $e(t)$ путем дискретного преобразования Фурье полученных на шаге 2 отсчетов автокорреляционной функции $R_e(\tau)$ с использованием окна Ханна.

Шаг 4. Рассчитать NPR^* по формуле (3.28) путем подстановки в нее значения ρ , полученного на шаге 1, полученного на шаге 3 значения отсчета СПМ сигнала $e(t)$ $W_e(f)$ на нулевой частоте и заданного максимального модуля μ_{\max} относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения.

Шаг 5. Оценить интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} W_e(f)df$ путем замены интегрирования суммированием по всем полученным на шаге 3 отсчетам СПМ $W_e(f)$.

Шаг 6. Оценить интеграл $\int_{\Delta F-1/2}^{\Delta F+1/2} W_e(f)df$ путем замены интегрирования суммированием по полученным на шаге 3 отсчетам СПМ $W_e(f)$, попавшим в смежную полосу частот, центральная частота которой отстоит от центральной частоты занимаемой сигналом полосы на заданное значение ΔF .

Шаг 7. Рассчитать значение $ABPR^*$ по формуле (3.24), выполнив в нее подстановку полученного на шаге 1 значения ρ , значений интегралов, оцененных на шагах 5 и 6, и заданного максимального модуля μ_{\max} относительного различия комплексных коэффициентов усиления.

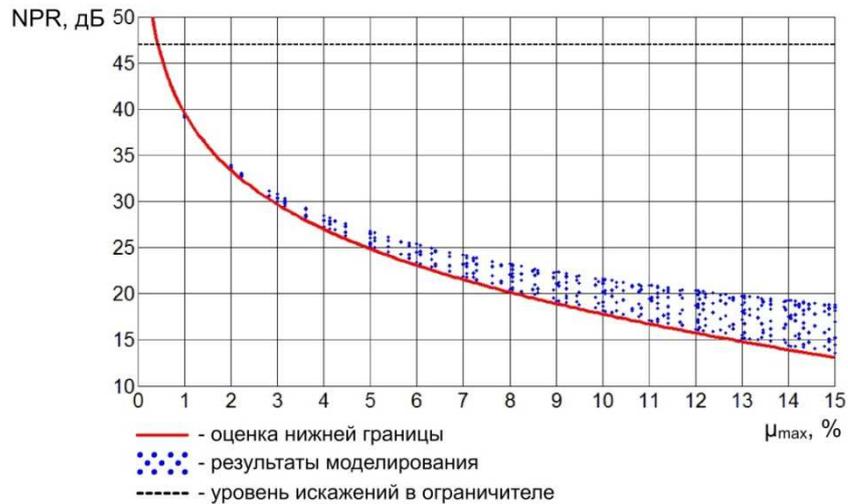
Результат методики: полученные на шагах 4 и 7 значения NPR^* и $ABPR^*$.

Предложенная методика основывается на аналитических выражениях корреляционных функций (3.14, 3.19) и искомым показателям (3.24, 3.28) и применении численных методов оценки СПМ сигналов по корреляционным функциям. Для проверки справедливости полученных зависимостей и правильности использования численных методов выполняется имитационное моделирование.

Отсчеты входного многоканального сигнала преобразуются в усилителе в соответствии с алгоритмом, предложенным в пункте 2.4.3. При этом предполагается отсутствие влияния ошибок фазовых модуляторов (v – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$) и нормирование амплитуды на постоянное заданное значение V_m ($n = 3$, $V_m = \sqrt{2PAPR}$). Входной сигнал представлен $N = 10^7$ комплексными отсчетами. Моделирование выполняется при каждом из четырех значений пик-фактора $PAPR$ входного сигнала, приведенных в таблице 3.1. Варьируются действительная и мнимая части относительного различия комплексных коэффициентов усиления трактов μ в диапазоне от минус 15% до 15% с шагом 1%. СПМ усиленного сигнала оценивается в двух случаях: при наличии и при отсутствии режекции на центральной частоте сигнала до поступления сигнала в усилитель. Значения отсчетов СПМ на нулевой частоте используются для оценки NPR . Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения $ABPR$ (3.3), оцениваются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования. Оценка $ABPR$ производится при разностях частот соседних каналов от 1,1 до 2,0, взятых с шагом 0,1.

Для сопоставления результатов моделирования с оценкой нижней границы показателей NPR и $ABPR$, выполненной по проверяемой методике, результаты представлены графически. Значения показателей, полученные в результате

имитационного моделирования, отмечены синими точками на графиках с координатой по оси абсцисс $\mu_{\max} = |\mu|$. Нижняя граница показателей, оцененная по проверяемой методике, отображена на графиках красной сплошной линией. Черной пунктирной линией отмечено значение показателя, которое получено в результате моделирования при идентичных трактах усиления. Оно характеризует искажения сигнала при его ограничении уровнем V_m . Примеры получаемых графиков представлены на рисунках 3.13 и 3.14.



Представлены результаты при пик-факторе многоканального сигнала PAPR = 8,4 дБ

Рисунок 3.13 - Результаты моделирования и оценка нижней границы NPR



Представлены результаты при разности центральных частот основного и соседнего каналов 1,4 и пик-факторе многоканального сигнала 8,4 дБ

Рисунок 3.14 - Результаты моделирования и оценка нижней границы АВРР

При значениях показателей NPR и ABPR в практически интересном диапазоне до 40 дБ при пик-факторах входного сигнала 9,6 дБ, 10,6 дБ и 11,4 дБ значения показателей, полученные в результате моделирования, лежат выше оценки их нижней границы с точностью до 0,1 дБ. При пик-факторе 8,4 дБ в области значений показателей 35-40 дБ появляются более существенные отклонения, составляющие несколько десятых децибела (таблица 3.9).

Таблица 3.9 – Минимальная разность значений показателей NPR и ABPR (NPR, ABPR \leq 40 дБ), полученных моделированием, и оценки их нижней границы

PAPR, дБ	8,4	9,6	10,6	11,4
Δ NPR, дБ	-0,6	-	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,1$, дБ	-0,4	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,2$, дБ	-0,3	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,3$, дБ	-0,2	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,4$, дБ	-0,3	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,5$, дБ	-0,3	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,6$, дБ	-0,2	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,7$, дБ	-0,2	-0,1	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,8$, дБ	-0,2	-	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=1,9$, дБ	-0,2	-	-	-
Δ ABPR при $\Delta F=2,0$, дБ	-0,1	-	-	-

Предположительно причиной отклонений являются не учитываемые при оценке нижней границы показателей искажения в ограничителе. При пик-факторах 9,6 дБ, 10,6 дБ и 11,4 дБ искажения в ограничителе находятся на уровне не менее 55-60 дБ и отстоят от практически интересующих значений показателей (\leq 40 дБ) более чем на 15-20 дБ. В этом случае отклонения от нижней границы не существенны ($<$ 0,1 дБ). Уровень искажений в ограничителе при пик-факторе сигнала 8,4 дБ имеет значения 45-55 дБ и оказывает более существенное влияние на значения показателей, которых отличаются от уровня искажений в ограничителе не более чем на 15-20 дБ.

Таким образом, результаты имитационного моделирования подтверждают справедливость оценки гарантируемых значений показателей ABPR и NPR, выполненной по проверяемой методике. При значениях показателей в практически интересующем диапазоне до 40 дБ погрешность оценки не превышает 1 дБ.

3.4.2 Методика оценки влияния ошибок фазовых модуляторов

Методика оценки влияния ошибок фазовых модуляторов позволяет оценить гарантируемые значения показателей ABPR и NPR при усилении многоканального сигнала с известным пик-фактором PAPR при ограничении максимального модуля относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах значением ϵ_{\max} .

Исходные данные методики: в соответствии с таблицей 3.10.

Таблица 3.10 - Исходные данные методики

Обозначение	Описание	Допустимые значения
PAPR	Пик-фактор входного многоканального сигнала	От 8,4 до 11,4 дБ
ν	Вариант построения УМДФ: с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи ($\nu = 1$), с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью ($\nu = 2$), с одним фазовым модулятором без обратной связи ($\nu = 3$)	1, 2 или 3
ϵ_{\max}	Максимальный модуль относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах	От 0 до 20%
ΔF	Разность центральных частот соседних каналов, выраженная в долях от ширины занимаемой сигналом полосы частот	От 1,1 до 2

Оценка выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Рассчитать модуль ρ_E средней взаимной мощности сигнала $E(t)$ и входного сигнала по формуле (3.33) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала.

Шаг 2. Рассчитать модуль ρ_F средней взаимной мощности сигнала $F(t)$ и входного сигнала по формуле (3.35) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала.

Шаг 3. Оценить 2049 отсчетов автокорреляционной функции $R_E(\tau)$ сигнала $E(t)$ по формуле (3.41) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала. Суммировать в (3.41) необходимо первые 150 членов ряда. Отсчеты должны быть взяты симметрично по оси времени с шагом 1/5.

Шаг 4. Оценить 2049 отсчетов автокорреляционной функции $R_F(\tau)$ сигнала $E(t)$ по формуле (3.42) при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала. Суммировать в (3.42) необходимо первые 150 членов ряда. Отсчеты должны быть взяты симметрично по оси времени с шагом 1/5.

Шаг 5. Оценить 2049 отсчетов автокорреляционной функции $R_F(\tau)$ сигнала $F(t)$ путем имитационного моделирования при заданном пик-факторе PAPR входного сигнала. При моделировании входной сигнал представляется $N = 10^7$ комплексными отсчетами, взятыми с шагом 1/5. Отсчеты сигнала $F(t)$ определяются по формуле (3.30), примененной к отсчетам входного сигнала. По отсчетам сигнала $F(t)$ оценить 2049 отсчетов автокорреляционной функции этого сигнала:

$$R_F(m) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} F(n+m)F^*(n), & m = 0 \dots 1024 \\ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N+m-1} F(n)F^*(n-m), & m = -1024 \dots -1 \end{cases}$$

Шаг 6. Оценить 2049 отсчетов СПМ $W_E(f)$ сигнала $E(t)$ путем дискретного преобразования Фурье полученных на шаге 3 отсчетов автокорреляционной функции $R_E(\tau)$ с использованием окна Ханна.

Шаг 7. Оценить 2049 отсчетов СПМ $W_F(f)$ сигнала $F(t)$ путем дискретного преобразования Фурье полученных на шаге 4 отсчетов автокорреляционной функции $R_F(\tau)$ с использованием окна Ханна.

Шаг 8. Оценить 2049 отсчетов СПМ $W_F(f)$ сигнала $F(t)$ путем дискретного преобразования Фурье полученных на шаге 5 отсчетов автокорреляционной функции $R_F(\tau)$ с использованием окна Ханна.

Шаг 9. Рассчитать NPR^* по формуле (3.50) при заданном варианте построения УМДФ v путем подстановки в нее значений ρ_E и ρ_F , полученных на шагах 1 и 2, полученных на шагах 6 и 7 значений отсчетов СПМ сигналов $E(t)$ и $F(t)$ на нулевой частоте и заданного максимального модуля ε_{\max} относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах значением.

Шаг 10. Оценить интеграл $\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_E(f) df$ путем замены интегрирования суммированием по полученным на шаге 5 отсчетам СПМ $W_E(f)$, попавшим в смежную полосу частот, центральная частота которой отстоит от центральной частоты занимаемой сигналом полосы на заданное значение ΔF .

Шаг 11. Оценить интеграл $\int_{\Delta F - \frac{1}{2}}^{\Delta F + \frac{1}{2}} W_F(f) df$ путем замены интегрирования суммированием по полученным на шаге 8 отсчетам СПМ $W_F(f)$, попавшим в смежную полосу частот, центральная частота которой отстоит от центральной частоты занимаемой сигналом полосы на заданное значение ΔF .

Шаг 12. Рассчитать значение $ABPR^*$ по формуле (3.46), выполнив в нее подстановку полученных на шагах 1 и 2 значений ρ_E и ρ_F , значений интегралов, оцененных на шагах 10 и 11, и заданного максимального модуля ε_{\max} относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах значением.

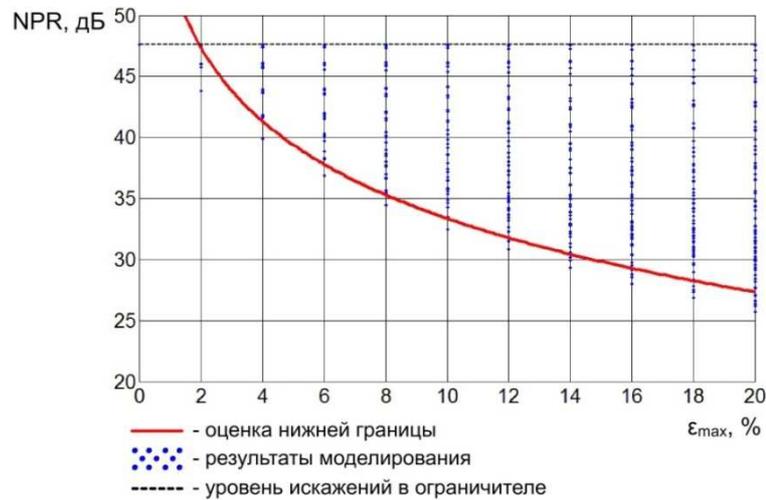
Результат методики: полученные на шагах 9 и 12 значения NPR^* и $ABPR^*$.

Предложенная методика основывается на аналитических выражениях автокорреляционных функций сигналов $E(t)$ и $F(t)$ (3.41, 3.42), оценке автокорреляционной функции сигнала $F(t)$ путем имитационного моделирования, выражениях искомых показателей (3.46, 3.50) и применении метода дискретного преобразования Фурье для оценки СПМ сигналов по отсчетам корреляционных функций. Для проверки справедливости полученных зависимостей и правильности использования численных методов выполняется имитационное моделирование.

Отсчеты входного многоканального сигнала преобразуются в усилителе в соответствии с алгоритмом, предложенным в пункте 2.4.3. При этом предполагается идентичность трактов усиления мощности ($\mu = 0$) и нормирование амплитуды на постоянное заданное значение V_m ($n = 3$, $V_m = \sqrt{2PAPR}$). Входной сигнал представляется $N = 10^7$ комплексными отсчетами. Моделирование выполняется при каждом из четырех значений пик-фактора $PAPR$ входного

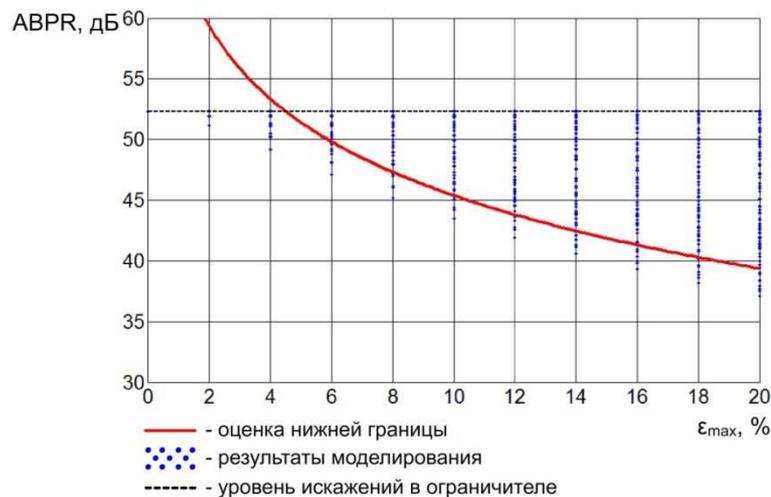
сигнала, представленных в таблице 3.1, и каждом из трех вариантов построения v . Варьируются относительные отклонения ε_1 и ε_2 коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах в диапазоне от минус 20% до 20% с шагом 2%. СПМ усиленного сигнала оценивается в двух случаях: при наличии и при отсутствии режекции на центральной частоте сигнала до поступления сигнала в усилитель. Значения отсчетов СПМ на нулевой частоте используются для оценки NPR. Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения АВРР (3.3), оцениваются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования. Оценка АВРР производится при разностях частот соседних каналов от 1,1 до 2,0, взятых с шагом 0,1.

Для сопоставления результатов моделирования с оценкой нижней границы показателей NPR и АВРР, выполненной по проверяемой методике, результаты представлены графически. Значения показателей, полученные в результате имитационного моделирования, отмечены синими точками на графиках с координатой по оси абсцисс $\varepsilon_{\max} = \max(|\varepsilon_1|, |\varepsilon_2|)$. Нижняя граница показателей, оцененная по проверяемой методике, отображена на графиках красной сплошной линией. Черной пунктирной линией отмечено значение показателя, которое получено в результате моделирования при идентичных трактах усиления. Оно характеризует искажения сигнала при его ограничении уровнем V_m . Примеры получаемых графиков представлены на рисунках 3.15 и 3.16.



Результаты моделирования УМ №2 при пик-факторе многоканального сигнала $PAPR = 8,4$ дБ

Рисунок 3.15 - Результаты моделирования и оценка нижней границы NPR



Результаты моделирования УМ №2 при разности центральных частот соседних каналов 1,4 и пик-факторе многоканального сигнала 8,4 дБ

Рисунок 3.16 - Результаты моделирования и оценка нижней границы АВРР

При значениях показателей NPR и АВРР в практически интересном диапазоне до 40 дБ значения показателей, полученные в результате моделирования, лежат выше оценки их нижней границы с точностью до 2,3 дБ. (таблица 3.11).

Таблица 3.11 – Минимальная разность значений показателей NPR и ABPR (NPR, ABPR ≤ 40 дБ), полученных моделированием, и оценки их нижней границы

PAPR, дБ	8,4			9,6			10,6			11,4		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
v												
ΔNPR, дБ	-0,7	-1,7	-0,7	0	-1,1	-	0	-1,0	-	-	-1,0	-
ΔABPR при ΔF=1,1, дБ	-0,5	-2,3	-	-0,1	-2,1	-	-0,1	-2,1	-	-0,1	-2,1	-
ΔABPR при ΔF=1,2, дБ	-0,4	-2,3	-	-0,1	-2,1	-	-	-2,1	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,3, дБ	-	-2,3	-	-	-2,1	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,4, дБ	-	-2,3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,5, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,6, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,7, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,8, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=1,9, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
ΔABPR при ΔF=2, дБ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

К причинам отклонений следует отнести не учитываемые при оценке нижней границы показателей искажения в ограничителе и влияние второстепенных членов по малому параметру ϵ_{\max} .

Как и при использовании методики оценки влияния неидентичности трактов усиления мощности влияние искажений в ограничителе увеличивается по мере приближения оцениваемого показателя к уровню этих искажений. Отклонения из-за влияния второстепенных членов по малому параметру ϵ_{\max} растут с ростом ϵ_{\max} .

Результаты имитационного моделирования подтверждают справедливость оценки гарантируемых значений показателей ABPR и NPR, выполненной по проверяемой методике. При значениях показателей в практически интересующем диапазоне до 40 дБ погрешность оценки не превышает примерно 1-2,5 дБ.

3.4.3 Методика оценки влияния неточности нормирования амплитуды

Методика оценки влияния неточности нормирования амплитуды позволяет оценить гарантируемые значения показателей ABPR и NPR при усилении многоканального сигнала при ограничении минимальной постоянной времени пикового-детектора значением τ_{\min} .

Исходные данные методики: в соответствии с таблицей 3.12.

Таблица 3.12 - Исходные данные методики

Обозначение	Описание	Допустимые значения
τ_{\min}	Минимальная постоянная времени пикового детектора, выраженная в величинах, обратных ширине полосы входного сигнала	От 10^0 до 10^4
ΔF	Разность центральных частот соседних каналов, выраженная в долях от ширины занимаемой сигналом полосы частот	От 1,1 до 2

Оценка выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Рассчитать NPR^* при постоянной времени пикового детектора, равной заданному минимальному значению τ_{\min} , путем кубической интерполяции поточечной зависимости в таблице Б.3.

Шаг 2. Рассчитать $ABPR^*$ по формуле (3.54) при заданных минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{\min} и разности центральных частот соседних каналов ΔF .

Результат методики: полученные на шагах 1 и 2 значения гарантируемых уровней нелинейных искажений NPR^* и $ABPR^*$.

Предложенная методика основывается на поточечной зависимости показателя NPR от постоянной времени τ , представленной в таблице Б.3, и выражении (3.54) показателя $ABPR^*$. Таблица Б.3 и коэффициенты в выражении (3.54) получены на основе результатов имитационного моделирования, которое выполнено при одной конкретной реализации входного сигнала. Для оценки отклонений значений показателей при других реализациях входного сигнала выполняется имитационное моделирование преобразования сигнала в усилителе при 20 различных реализациях входного сигнала.

Отсчеты входного многоканального сигнала преобразуются в усилителе в соответствии с алгоритмом, предложенным в пункте 2.4.3. При этом предполагается идентичность трактов усиления мощности ($\mu = 0$), отсутствие влияния ошибок фазовых модуляторов (v – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$), нормирование амплитуды с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени ($n = 1$). Входной сигнал представляется $N = 10^7$ комплексными отсчетами,

взятыми с шагом $1/5$. Варьируется постоянная времени пикового детектора τ в диапазоне от 1 до 100 с шагом 1, от 110 до 1000 с шагом 10, от 1100 до 10000 с шагом 100. СПМ усиленного сигнала оценивается в двух случаях: при наличии и при отсутствии режекции на центральной частоте сигнала до поступления сигнала в усилитель. Значения отсчетов СПМ на нулевой частоте используются для оценки NPR. Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения АВРР (3.3), оцениваются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования. Оценка АВРР производится при отличии центральных частот соседних каналов от 1,1 до 2,0, взятых с шагом 0,1.

Для сопоставления результатов моделирования с оценкой нижней границы показателей NPR и АВРР, выполненной по проверяемой методике, результаты представлены графически. Значения показателей, полученные в результате имитационного моделирования, отмечены синими точечными линиями. Нижняя граница показателей, оцененная по проверяемой методике, отображена на графиках красной сплошной линией. На рисунке 3.17 представлены графики NPR, На рисунке 3.18 – графики АВРР при одном из значений разности центральных частот соседних каналов ($\Delta F = 1,4$).

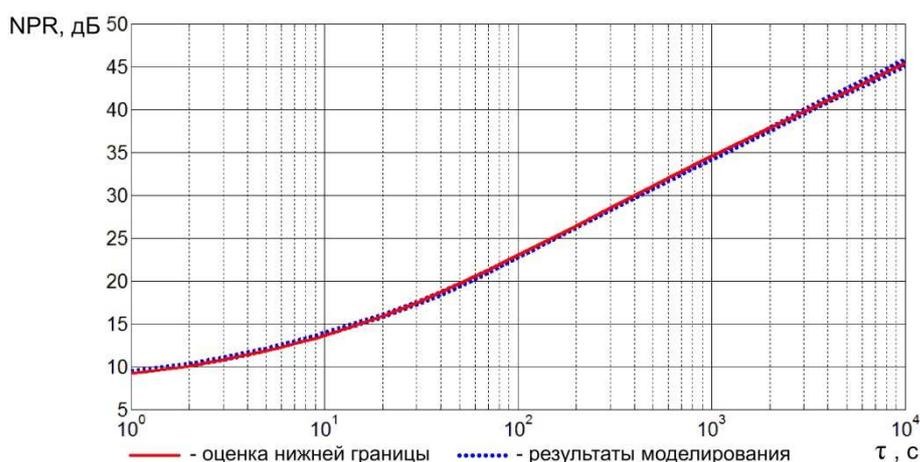


Рисунок 3.17 - Результаты моделирования и оценка нижней границы NPR

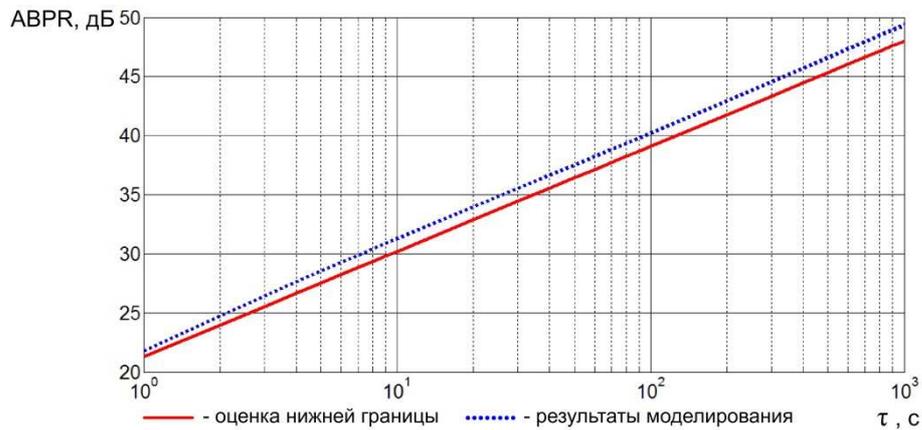


Рисунок 3.18 - Результаты моделирования и оценка нижней границы ABPR

Отклонения значений показателей NPR и ABPR, полученных в результате моделирования, от их нижней границы, оцененной по проверяемой методике, контролировались в практически интересном диапазоне показателей до 40 дБ. Значения показателей NPR, полученные в результате моделирования, лежат выше оценки их нижней границы с точностью до 0,5 дБ, ABPR – с точностью до 0,1 дБ.

3.5 Выводы

1. Разработанные в настоящей главе методики позволяют оценивать допустимые величины параметров анализируемых вариантов построения усилителя мощности, при которых обеспечиваются требования к уровням мощности нелинейных искажений в занимаемой сигналом полосе частот (NPR) и внеполосного излучения в смежной полосе (ABPR) при усилении многоканальных сигналов. Для гарантирования NPR = 30 дБ и ABPR = 40 дБ при отличии центральных частот соседних каналов на 1,42 ширины их полосы частот комплексные коэффициенты усиления трактов не должны отличаться от их среднего значения более чем на 2-3%; постоянная времени пикового детектора должна выбираться в несколько сот раз больше величины, обратной ширине полосы частот входного сигнала; отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах от номинального

значения не более 14% оказывается достаточным для использования любого из исследуемых УМДФ.

2. Результаты имитационного моделирования подтверждают справедливость оценок гарантируемых значений показателей АВPR и NPR, выполняемых по разработанным методикам. При значениях показателей в практически интересующем диапазоне до 40 дБ погрешность оценки влияния неидентичности трактов усиления не превышает 1 дБ; погрешность оценки влияния ошибок фазовых модуляторов не превосходит 1 дБ при использовании УМДФ без обратной связи (УМ №1 и УМ №3) и 2,5 дБ – с обратной связью (УМ №2); погрешность оценки влияния неточности нормирования амплитуды входного сигнала не превосходит 0,5 дБ.

3. Выполненный анализ показывает, что относительное отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах неодинаково влияет на показатели NPR и АВPR при разных вариантах построения УМДФ. При общих для них требованиях к максимальному модулю этого отклонения усилитель с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью (УМ №2) имеет меньшие значения показателей NPR и АВPR, которые могут быть гарантированы при выполнении этих требований фазовыми модуляторами. Предложенное техническое решение усилителя с одним фазовым модулятором без обратной связи (УМ №3) позволяет гарантировать уровень мощности нелинейных искажений в занимаемой полосе частот на 4 дБ выше, чем усилителя с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи (УМ №1). Такой же вывод справедлив для уровня мощности внеполосного излучения в смежной полосе, центральная частота которой отличается от центральной частоты занимаемой сигналом полосы не более чем на 1,5 ее ширины.

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ ОДНОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ

4.1 Введение

В спутниковой связи наряду с многоканальными сигналами с частотным разделением, которые были рассмотрены в главе 3, широко применяются цифровые одноканальные сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией единственной несущей. Настоящая глава посвящена анализу искажений, возникающих при усилении таких сигналов в усилителях мощности, построенных методом дефазирования (УМДФ), технические решения которых предложены в главе 2. При анализе учитываются определенные в параграфе 2.3 факторы, к которым относятся ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления и неточность нормирования амплитуды входного сигнала.

В параграфе 4.2 представлен подход к анализу: описывается выбранная модель передачи одноканального сигнала по спутниковому каналу связи, показатели линейности усиления и методы, используемые при их оценке.

Результаты анализа линейности усиления одноканальных сигналов с импульсами прямоугольной формы представлены в параграфе 4.3. В параграфе 4.4 предложена методика, которая позволяет оценивать значения исследуемых показателей при усилении сигнала с импульсами заданной формы. Разработанная методика может использоваться для подтверждения выполнения требований технического задания на усилитель, предъявляемых к линейности усиления одноканальных сигналов. Достоверность методики подтверждена сопоставлением полученных с ее помощью результатов в частном случае импульсов прямоугольной формы с результатами, которые получены другим методом, использованным при анализе в параграфе 4.3.

4.2 Подход к анализу линейности усиления одноканальных сигналов

4.2.1 Показатели линейности усиления одноканальных сигналов

Нелинейные искажения в усилителе мощности приводят к снижению помехоустойчивости приема сигнала и увеличению внеполосного излучения.

При цифровом сигнале количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибочного приема блока поступившей информации: бита (BER), символа (SER), кадра (FER), пакета (PER). О снижении помехоустойчивости приема из-за нелинейности канала судят [48, 49] по увеличению отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, которое необходимо обеспечить на входе приемника для гарантирования заданной вероятности ошибки:

$$\Delta \frac{E_s}{N_0} \triangleq \frac{\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{\text{нел}}}{\frac{E_s}{N_0}}, \quad (4.1)$$

где E_s/N_0 – отношение средней энергии сигнального символа к спектральной плотности мощности (СПМ) аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на входе приемника при передаче сигнала по линейному каналу, при котором вероятность ошибки равна заданному значению; $(E_s/N_0)^{\text{нел}}$ - таким же образом определяемое отношение в случае канала с нелинейностью.

Возникающее из-за нелинейности усилителя внеполосное излучение может быть охарактеризовано уровнем мощности в смежной полосе частот АВРР, который как и при анализе многоканальных сигналов определяется выражением (3.3). Показатель АВРР определяет часть мощности сигнала, которая излучается в смежной полосе частот такой же ширины и является помехой для сигнала, передаваемого в этой полосе. Внеполосное излучение не может быть снижено без ущерба для соответствующей передачи сообщений за счет применения выходной фильтрации. Область внеполосных излучений обычно [28] лежит в пределах от 0,5 до 2,5 ширин полос канала от его центральной частоты.

4.2.2 Модель передачи одноканального сигнала по спутниковому каналу связи

В качестве модели цифрового одноканального сигнала используется комплексный случайный процесс с циклической стационарностью [29]:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k h(t - kT), \quad (4.2)$$

где T – символный интервал; C_k – последовательность комплексных случайных величин, среднее значение и автокорреляционная последовательность которой не зависит от номера отсчета k ; $h(t)$ – комплексный детерминированный сигнал.

Оценка показателей линейности усиления одноканальных сигналов выполняется в рамках модели преобразования комплексной огибающей сигнала в канале с нелинейностью и АБГШ. Прием сигнала осуществляется когерентно; используется восстановление фазы, центрирование и нормализация сигнала; решения принимаются посимвольно. Последовательность преобразований сигнала проиллюстрирована на рисунке 4.1 и описана ниже.

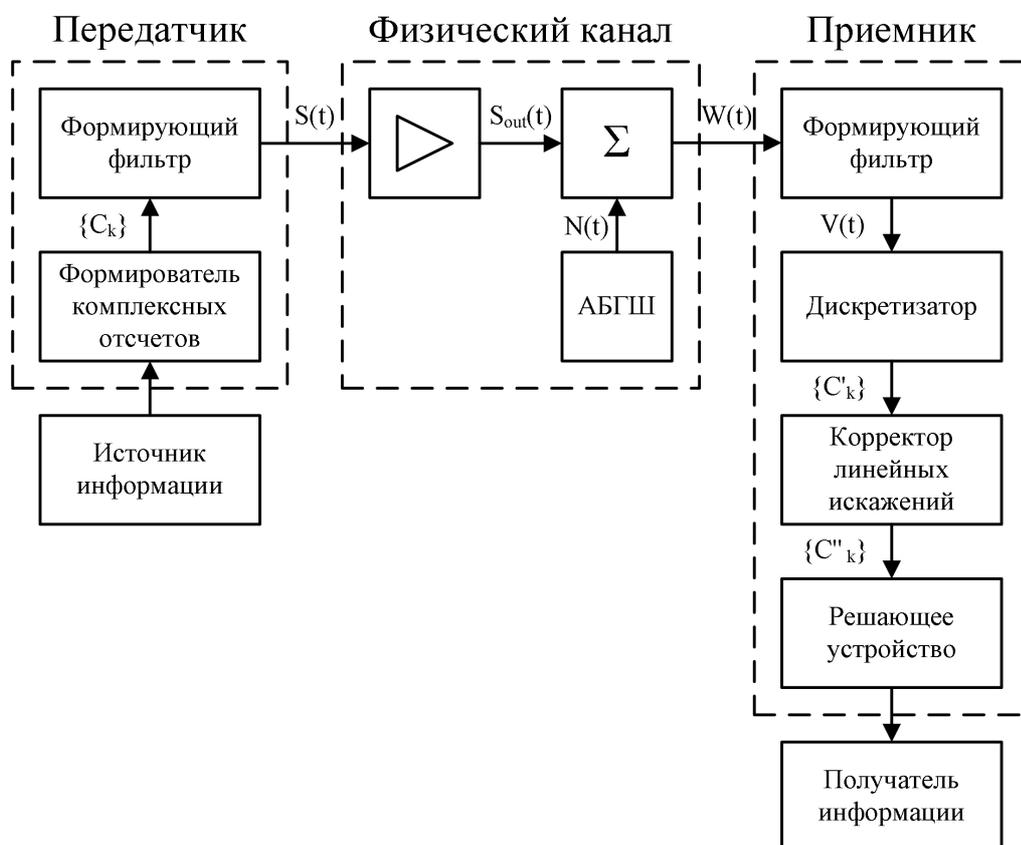


Рисунок 4.1 – Преобразования сигнала в канале с нелинейностью и АБГШ

Выражение (4.2) комплексной огибающей входного сигнала соответствует преобразованиям сигнала в передатчиках земных станций, построенных по стандартам спутниковой связи [59, 62, 64]. В формирователе комплексных отсчетов передатчика каждой группе из $\log_2 M$ бит, последовательно поступающих из источника информации, ставится в соответствие комплексный отсчет C_k , который выбирается из набора позиций Z заданного сигнального созвездия размерности M . $Z(m)$ – комплексное число, представляющее собой m -ю позицию сигнального созвездия при m от 1 до M . Сумма квадратов модулей позиций сигнального созвездия Z равна единице. Последовательность комплексных отсчетов C_k с периодом следования T поступает на формирующий фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$, на выходе которого образуется сигнал $S(t)$, имеющий выражение (4.2).

Сигнал $S(t)$ (4.2) преобразуется в усилителе мощности по заданному нелинейному закону

$$S_{out}(t) = \hat{T}[S(t)] \quad (4.3)$$

и складывается с комплексным белым гауссовским шумом $N(t)$

$$W(t) = S_{out}(t) + N(t). \quad (4.4)$$

Далее сигнал (4.4) фильтруется в формирующем фильтре приемника, согласованном с сигналом (в случае линейного усиления):

$$V(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(x)h^*(t-x)dx. \quad (4.5)$$

Импульсные характеристики формирующих фильтров в передатчике и приемнике комплексно сопряжены. Последовательное преобразование сигнала в этих фильтрах является найквистовской фильтрацией.

Сигнал (4.5) с выхода фильтра поступает на дискретизатор, на выходе которого с периодом T формируются комплексные отсчеты сигнала:

$$C'_k = V(kT). \quad (4.6)$$

Сформированные комплексные отсчеты C'_k (4.6) с целью устранения линейных искажений корректируются в корректоре линейных искажений. В нем производится нормирование отсчетов на корень из среднего квадрата модуля комплексных отсчетов σ и компенсируется средний фазовый сдвиг $\Delta\phi$,

возникающий при передаче. Полученные отсчеты C_k'' связаны с отсчетами на входе корректора следующим соотношением:

$$C_k'' = \frac{e^{-j\Delta\varphi}}{\sigma} C_k' \quad (4.7)$$

Отсчеты C_k'' (4.6) поступают на решающее устройство. Решающее устройство сравнивает модули разности поступившего отсчета и каждой позиции сигнального созвездия и выбирает позицию с меньшим модулем разности. Соответствующая позиции группа бит передается получателю информации.

4.2.3 Методы оценки показателей

Оценка показателей $\Delta E_S/N_0$ и ABPR выполняется с использованием аналитических, вычислительных и имитационных методов.

Показатель $\Delta E_S/N_0$ оценивается в соответствии с его определением (4.1), как отношение пороговых значений сигнал-шум, которые необходимо обеспечить на входе приемника для гарантирования заданной вероятности ошибки в случае использования усилителя с известным нелинейным правилом преобразования сигнала (4.3) и в случае линейного усилителя. Необходимые пороговые значения определяются по рассчитанным в этих случаях зависимостям вероятности ошибки от отношения сигнал-шум.

В линейном канале с АБГШ вероятность SER принятия ошибочного решения о принятом символе ограничена сверху ее аддитивной границей P_a [13]:

$$SER \leq P_a = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M Q\left(\sqrt{\frac{|Z(m)-Z(l)|^2 E_S}{2 N_0}}\right), \quad (4.8)$$

где

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

— дополнительная функция ошибок.

Аддитивная граница (4.8) при больших значениях отношения сигнал-шум может служить оценкой вероятности символьной ошибки $SER \approx P_a$ [13]. Если

предположить, что группам передаваемых бит комплексные отсчеты назначаются в соответствии с кодом Грея, то вероятность битовой ошибки BER приблизительно в $\log_2 M$ раз меньше символьной:

$$BER \approx \frac{1}{M \log_2 M} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M Q\left(\sqrt{\frac{|Z(m)-Z(l)|^2 E_s}{2 N_0}}\right). \quad (4.9)$$

Нелинейность усилителя приводит к отклонению значений комплексных отсчетов C_k на входе решающего устройства приемника от ожидаемых значений. Изменение расположения комплексного отсчета относительно позиций сигнального созвездия при наличии шума влечет за собой изменение вероятности принятия ошибочного решения о принятом символе.

При нелинейности в канале вероятность ошибки может быть оценена с помощью квазианалитического метода, предложенного в [74]. Метод позволяет оценивать вероятность битовой ошибки по аналитической формуле

$$BER \approx \frac{1}{K \log_2 M} \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq I_k}}^M Q\left(\sqrt{\frac{(C_k'' - Z(m))^2 E_s}{2 N_0}}\right), \quad (4.10)$$

в которой отсчеты C_k ($k = 1 \dots K$) на входе решающего устройства получены в результате имитационного моделирования в отсутствие шума.

Оценка (4.10), выполненная на основе $K = 60\,000$ отсчетов C_k , которые получены в результате имитационного моделирования передачи псевдослучайной последовательности символов I_k по каналу связи, используется в методике, описанной в параграфе 4.4. Эта же оценка применяется при анализе влияния неточности нормирования амплитуды входного сигнала на линейность усиления одноканальных сигналов с импульсами прямоугольной формы (пункт 4.3.3).

При анализе влияния неидентичности трактов усиления и ошибок фазовых модуляторов нелинейность не имеет «памяти», что в случае усиления сигналов с импульсами прямоугольной формы приводит к независимости отсчетов C_k . Это позволяет в (4.10) ограничиться усреднением по M отсчетам C_k , полученным в результате передачи импульсов, комплексные огибающие которых совпадают с позициями сигнального созвездия $C_k = Z(k)$:

$$BER \approx \frac{1}{M \log_2 M} \sum_{k=1}^M \sum_{\substack{m=1 \\ Z(m) \neq Z(k)}}^M Q\left(\sqrt{\frac{(C_k'' - Z(m))^2}{2} \frac{E_s}{N_0}}\right). \quad (4.11)$$

По той же причине автокорреляционная функция усиленного сигнала (4.3) равна нулю за пределами длительности символа и постоянна в ее пределах. Спектр такого сигнала пропорционален $|\text{sinc}(f)|^2$. Показатель АВРР (4.3) в этом случае определяется выражением

$$ABPR = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |\text{sinc}(f)|^2 df}{\int_{\Delta F - \frac{B}{2}}^{\Delta F + \frac{B}{2}} |\text{sinc}(f)|^2 df}, \quad |\Delta F| \geq B, \quad (4.12)$$

и не зависит от линейности усилителя.

В случаях нелинейности с «памятью» и передачи импульсов непрямоугольной формы АВРР зависит от характера нелинейности. В этих случаях оценка АВРР производится на основе результатов имитационного моделирования. По отсчетам усиленного сигнала оцениваются отсчеты его автокорреляционной функции, взятые симметрично на оси времени. Спектр усиленного сигнала оценивается с помощью дискретного преобразования Фурье отсчетов автокорреляционной функции, взвешенных с использованием окна Ханна. Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения АВРР (4.3), вычисляются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования. Эта оценка АВРР более подробно изложена в предложенной методике, описанной в параграфе 4.4.

4.3 Анализ линейности усиления одноканальных сигналов с импульсами прямоугольной формы

4.3.1 Влияние неидентичности трактов усиления

Нелинейность усилителя, возникающая из-за неидентичности трактов усиления и ошибок фазовых модуляторов, не обладает «памятью». При таком характере нелинейности в случае усиления сигналов с импульсами прямоугольной формы отсчеты C_k'' на входе решающего устройства независимы. В этом случае вероятность битовой ошибки может быть оценена по формуле (4.11), которая основана на расчете значений принятых в отсутствие шума отсчетов C_k'' при передаче M импульсов, сформированных в соответствии с каждой из M позиций сигнального созвездия.

Значение комплексного отсчета C_k'' на входе решающего устройства может быть выражено через его значение C_k' на входе корректора линейных искажений по формуле (4.7), в которой величины σ и $\Delta\varphi$ могут быть рассчитаны следующим образом:

$$\sigma^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M |C_k'|^2, \Delta\varphi = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \arg \left[\frac{C_k'}{Z(k)} \right]. \quad (4.13)$$

Значение отсчета C_k' , полученное в результате нелинейного преобразования, обусловленного неидентичностью трактов усиления мощности, может быть оценено по формуле (2.13) при $S(t) = Z(k)$ и $e(t) = jZ(k) \sqrt{\left[\frac{V_m}{|Z(k)|} \right]^2 - 1}$:

$$C_k' = Z(k) \left[1 + j\mu \sqrt{\left[\frac{V_m}{|Z(k)|} \right]^2 - 1} \right], \quad (4.14)$$

где μ – относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения (2.14), а пороговый уровень амплитуды V_m выбирается равным максимальному модулю позиции сигнального созвездия: $V_m = \max_{k=1 \dots M} |Z(k)|$.

Преобразования отсчетов C_k' (4.14) в корректоре линейных искажений, выполненные по формуле 4.7 с учетом (4.13), проиллюстрированы на рисунке 4.2 на примере сигнала с амплитудно-фазовой манипуляцией с шестнадцатью сигнальными позициями (АФМн-16) при $\mu = 0,1+0,1j$.

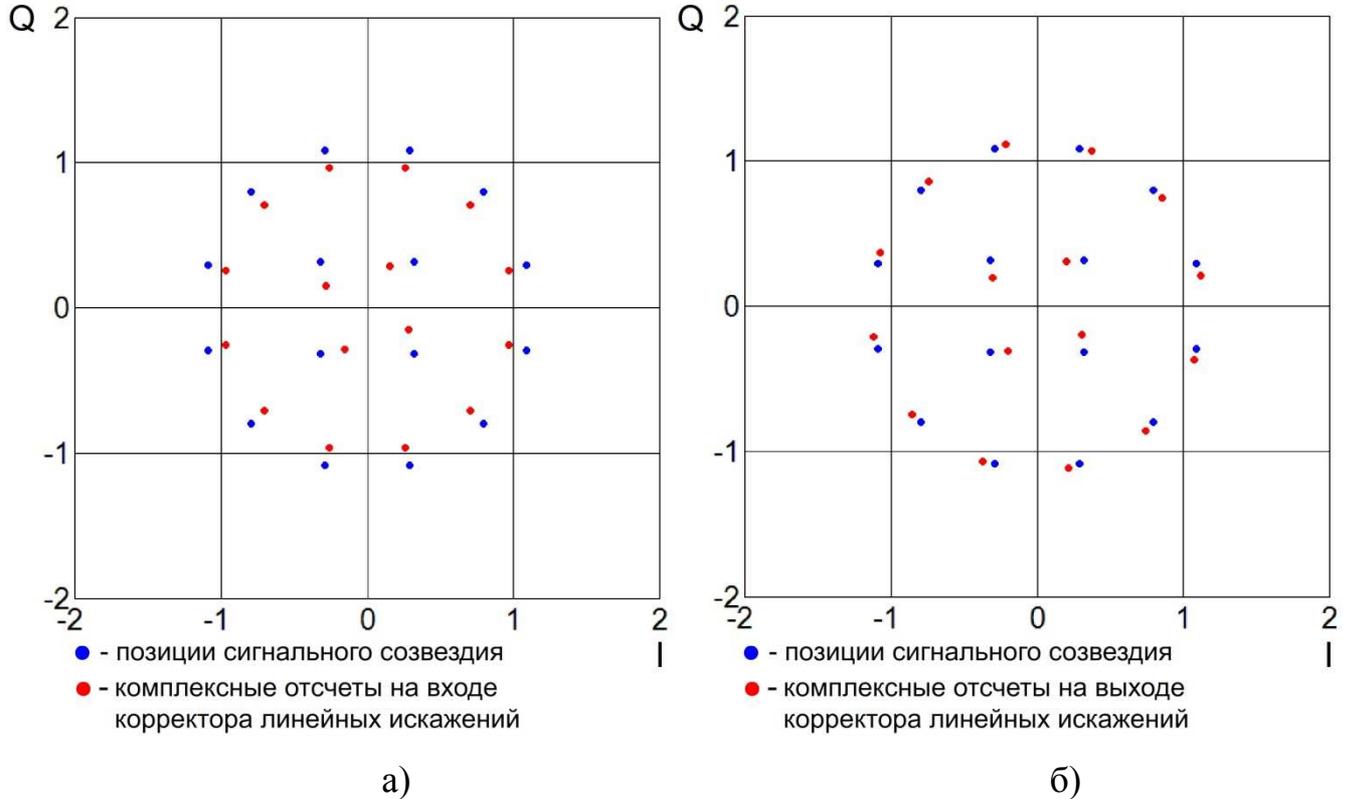


Рисунок 4.2 – Комплексные отсчеты сигнала с АФМн-16 на входе (а) и выходе (б) корректора линейных искажений

При заданном сигнальном созвездии выражение (4.11) с учетом выражений (4.7), (4.13) и (4.14) описывает семейство кривых помехоустойчивости при различных значениях параметра μ .

Интерес представляет определение вероятности битовой ошибки BER^* , которая может быть гарантирована при $|\mu| \leq \mu_{max}$:

$$BER^* = \max_{|\mu| \leq \mu_{max}} BER(\mu). \quad (4.15)$$

Результаты расчетов (4.15) BER^* при некоторых значениях μ_{max} при усилении сигналов с АФМн-16 представлены графически на рисунке 4.3.

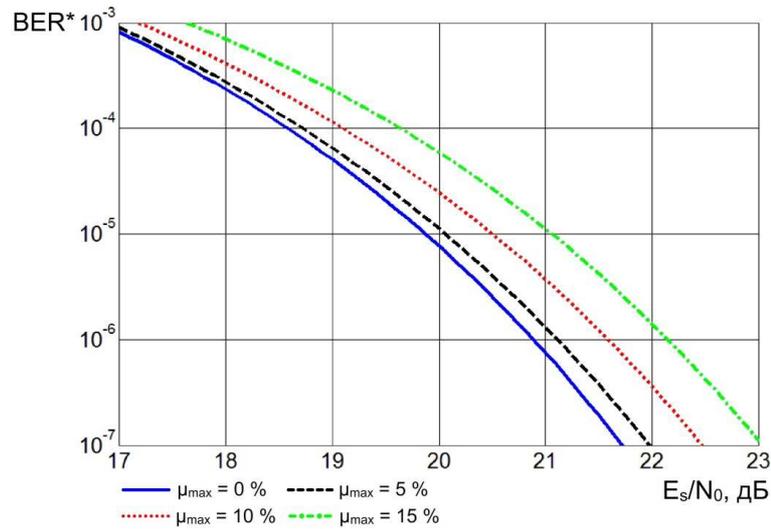


Рисунок 4.3 – Зависимость гарантируемой вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при различных требованиях к идентичности трактов

Увеличение отношения сигнал-шум, достаточное для обеспечения вероятности ошибки 10^{-5} при различных μ_{\max} , иллюстрируется графически на рисунке 4.4 при передаче сигналов с АФМн-16. Требования к μ_{\max} , при которых необходимое увеличение отношения сигнал-шум гарантированно не превышает заданного значения, приводятся в таблице 4.1.

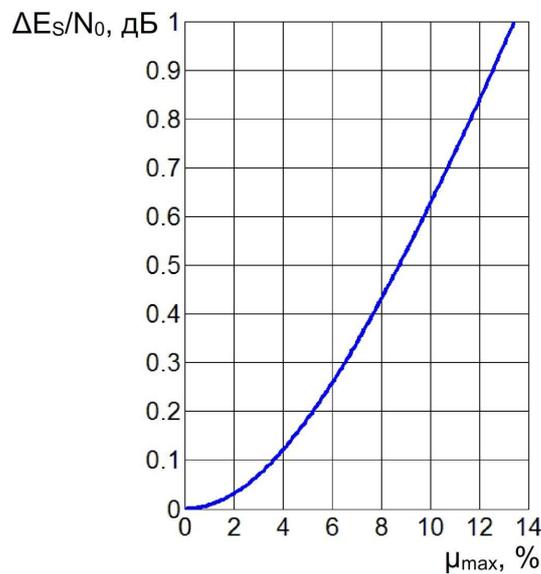


Рисунок 4.4 – Зависимости $\Delta E_s/N_0$ от μ_{\max}

Таблица 4.1 – Требования к μ_{\max} , при которых гарантируется заданный $\Delta E_s/N_0$

$\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
μ_{\max} , %	3,6	5,2	6,5	7,7	8,7	9,7	10,7	11,6	12,5	13,4

4.3.2 Влияние ошибок фазовых модуляторов

Вероятность битовой ошибки при использовании в усилителе фазовых модуляторов с отклонением коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу может быть оценена по формуле (4.11) аналогично оценке, выполненной в пункте 4.4.1, с тем отличием, что отсчеты C_k' на входе корректора линейных искажений выражаются через отсчеты на входе усилителя мощности по формуле (2.25) при $\theta(t) = \arcsin[|Z(k)|/V_m]$:

$$C_k^{(v)} = \sin \left\{ (1 + a_v) \arcsin \left[\frac{|Z(k)|}{V_m} \right] \right\} e^{j \left\{ \arg[Z(k)] + b_v \arcsin \left[\frac{|Z(k)|}{V_m} \right] \right\}}, \quad (4.16)$$

где v – вариант построения УМДФ (УМ №1 - 4), a_v и b_v – его параметры, зависимость которых от отклонений ε_1 и ε_2 приводится в таблице 2.1.

При заданном сигнальном созвездии выражение (4.11) с учетом выражений (4.7), (4.13) и (4.16) описывает семейство кривых помехоустойчивости при различных значениях параметров a_v и b_v .

Интерес представляет определение вероятности битовой ошибки BER^* , которая может быть гарантирована при выполнении модуляторами требований к максимальному модулю ε_{max} отклонений относительных коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу ε_1 и ε_2 :

$$BER^* = \max_{\substack{|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{max} \\ |\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{max}}} BER(\varepsilon_1, \varepsilon_2). \quad (4.17)$$

Результаты расчетов BER^* (4.17) при $\varepsilon_{max} = 15\%$ при усилении сигналов с АФМн-16 представлены графически на рисунке 4.5.

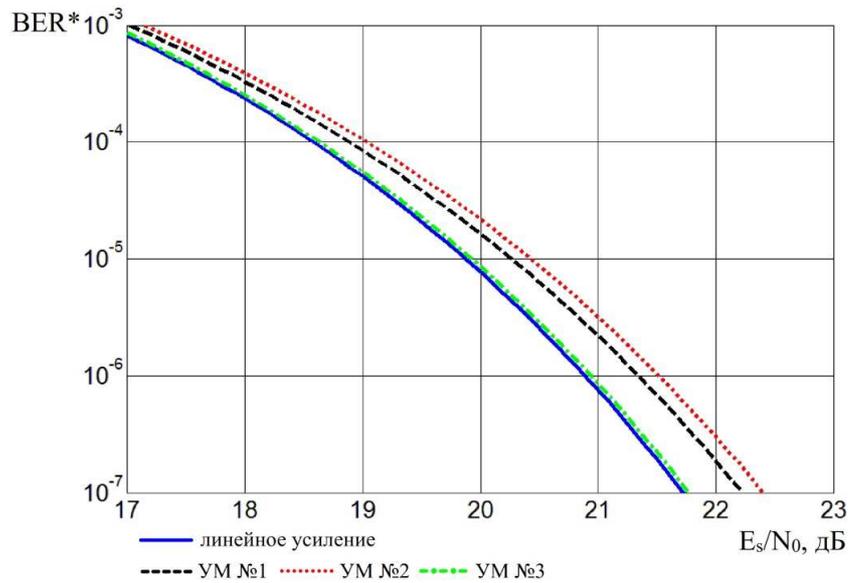


Рисунок 4.5 – Зависимость гарантируемой вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум

Увеличение отношения сигнал-шум, достаточное для обеспечения вероятности ошибки 10^{-5} при различных ϵ_{\max} , иллюстрируется графически на рисунке 4.6 при передаче сигналов с АФМн-16. Требования к ϵ_{\max} , при которых необходимое увеличение отношения сигнал-шум гарантированно не превышает заданного значения, приводятся в таблице 4.2.

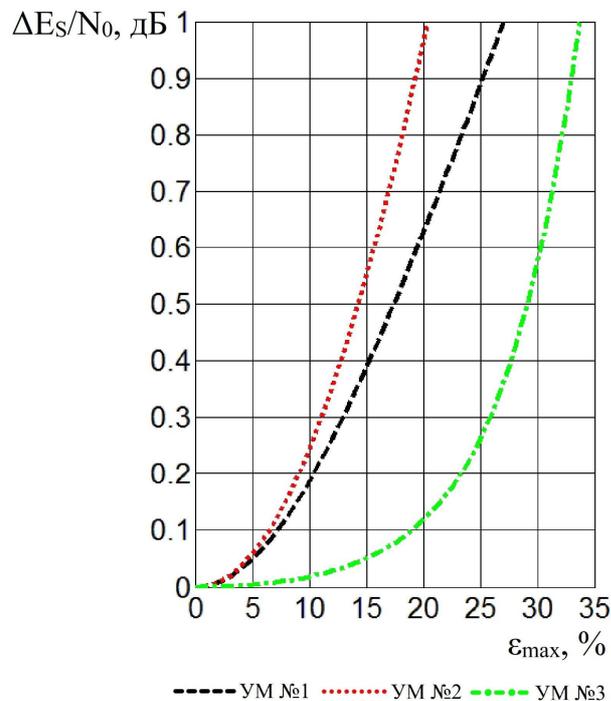


Рисунок 4.6 – Зависимости $\Delta E_s/N_0$ от ϵ_{\max}

Таблица 4.2 – Требования к ϵ_{\max} , при которых гарантируется заданный $\Delta E_s/N_0$

В процентах

Вариант построения ν	$\Delta E_s/N_0$, дБ									
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
1	7,2	10,3	12,9	15,2	17,4	19,4	21,4	23,3	25,2	27,0
2	6,5	9,0	11,0	12,7	14,2	15,6	16,9	18,1	19,2	20,3
3	18,9	23,2	25,8	27,6	29,0	30,2	31,2	32,1	32,9	33,7

На примере сигнала с АФМн-16 показано, что отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах неодинаково влияет на вероятность битовой ошибки при разных вариантах построения усилителя. Использование блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую в УМ №3 позволяет ослабить требования к максимальному модулю этого отклонения по сравнению с усилителями УМ №1 и УМ №2, в которых этот блок не используется. При требованиях к $BER = 10^{-5}$ и $\Delta E_s/N_0 = 0,1-1,0$ дБ выигрыш составляет 65-190% по сравнению с УМ №1 и 25-160% по сравнению с УМ №2.

4.3.3 Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала

Нелинейность усилителя, возникающая из-за неточности нормирования амплитуды входного сигнала, обладает «памятью». При таком характере нелинейности даже в случае с импульсами прямоугольной формы отсчеты C_k на входе решающего устройства не являются независимыми. В этом случае вероятность битовой ошибки может быть оценена по формуле (4.10), которая основана на расчете принятых в отсутствие шума отсчетах C_k при передаче большого количества импульсов, сформированных в соответствии с выбранными случайным образом позициями сигнального созвездия.

При оценке отсчеты C_k'' определяются на основе результатов имитационного моделирования передачи $K = 60\,000$ символов по каналу связи (рисунок 4.1). Импульсная характеристика формирующих фильтров представляет собой восемь единичных отсчетов, взятых симметрично по оси времени с шагом $1/8T$. Отсчеты преобразуются в усилителе по алгоритму, представленному в подразделе 2.4.3. При этом предполагается идентичность трактов усиления мощности ($\mu = 0$), отсутствие влияния ошибок фазовых модуляторов (v – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$), нормирование амплитуды с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени τ ($n = 1$). Последовательность отсчетов V_k с выхода усилителя поступает в формирующий фильтр приемника и дискретизатор, в которых выполняется ее дискретная свертка с импульсной характеристикой фильтра с последующим выбором центрального отсчета каждого импульса. Отсчеты C_k' , полученные на выходе дискретизатора, преобразуются в корректоре линейных искажений в отсчеты C_k'' по формуле (4.7), в которой величины σ и $\Delta\varphi$ рассчитываются путем усреднения по всем отсчетам C_k' :

$$\sigma^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |C_k'|^2, \Delta\varphi = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \arg\left(\frac{C_k'}{Z(I_k)}\right). \quad (4.18)$$

Последовательности C_k'' получены при различных значениях постоянной времени τ пикового детектора. Постоянная времени варьировалась в диапазоне от $7T$ до $12T$ с шагом $0,5T$. Вероятности битовой ошибки, оцененные по формуле (4.10) на основе полученных последовательностей C_k'' , описывают семейство кривых помехоустойчивости при различных значениях параметра τ . Вероятность битовой ошибки уменьшается с увеличением τ , поэтому ее значение, которое может быть гарантируемо при ограничении постоянной времени снизу значением τ_{\min} , равно значению, оцененному при $\tau = \tau_{\min}$:

$$BER^* = \max_{\tau \geq \tau_{\min}} BER(\tau) = BER(\tau_{\min}). \quad (4.19)$$

Результаты расчетов (4.19) BER^* при некоторых значениях τ_{\min} при усилении сигналов с АФМн-16 представлены графически на рисунке 4.7.

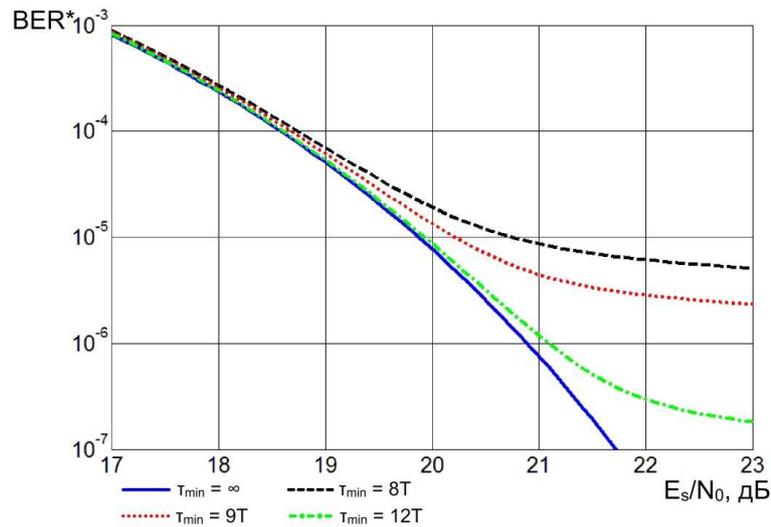


Рисунок 4.7 – Зависимость гарантируемой вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум при различных требованиях к постоянной времени пикового детектора

Увеличение отношения сигнал-шум, достаточное для обеспечения вероятности ошибки 10^{-5} при различных τ_{\min} , иллюстрируется графически на рисунке 4.8. Требования к τ_{\min} , при которых необходимое увеличение отношения сигнал-шум гарантированно не превышает заданного значения, приводятся в таблице 4.3.

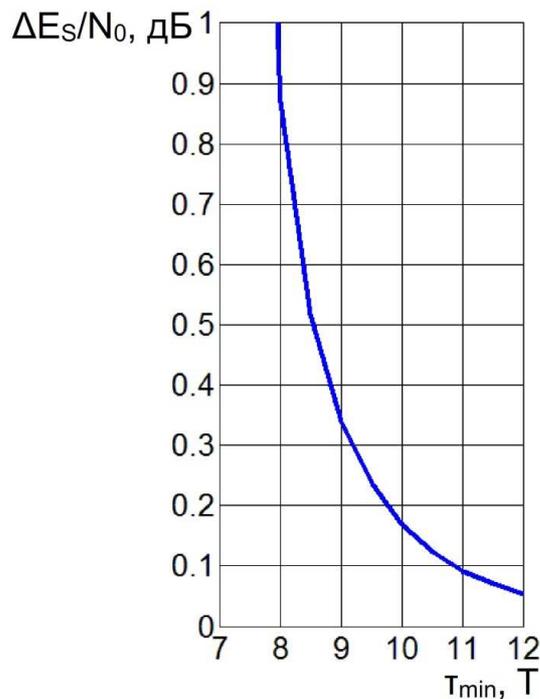


Рисунок 4.8 – Зависимости $\Delta E_s/N_0$ от τ_{\min}

Таблица 4.3 – Требования к τ_{\min} , при которых гарантируется заданный $\Delta E_s/N_0$

$\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
τ_{\min} , Т	10,9	9,7	9,2	8,8	8,5	8,3	8,2	8,1	8,0	7,9

4.4 Разработка методики оценки уровня внеполосных искажений и снижения помехоустойчивости приема одноканальных сигналов

4.4.1 Особенность усиления сигналов с импульсами непрямоугольной формы

Одноканальный сигнал с прямоугольной формой импульсов имеет спектр, пропорциональный $|\text{sinc}(f)|^2$. Этот спектр имеет широкий главный лепесток ($2/T$), большой уровень первого бокового лепестка (минус 13 дБ) и маленькую скорость убывания боковых лепестков (пропорционально $1/f$). Для повышения спектральной эффективности в каналах спутниковой связи, построенных по современным стандартам [59, 62, 64], квадратурные компоненты несущего радиосигнала модулируются импульсами непрямоугольной формы. Эта форма задается в формирующих фильтрах передатчика и совпадает с их импульсной характеристикой.

Усиление одноканальных сигналов с импульсами непрямоугольной формы в нелинейном усилителе имеет особенности по сравнению с усилением сигналов с прямоугольными импульсами.

Пик-факторы сигналов, имеющих прямоугольную и непрямоугольную форму импульсов, при передаче одинаковой последовательности комплексных отчетов имеют отличающиеся пик-факторы, что приводит к отличию возникающих нелинейных эффектов. В качестве примера можно привести сигнал с фазовой манипуляцией (ФМн), который при использовании символов

непрямоугольной формы получает амплитудную модуляцию и подвергается нелинейным искажениям в усилителе.

При использовании импульсов с длительностью больше периода их следования импульсы накладываются друг на друга, в результате чего сигнал на выходе усилителя зависит от нескольких передаваемых в каждый момент времени символов. Возникающая межсимвольная интерференция приводит к кластеризации (размыванию) отсчетов на входе решающего устройства, соответствующих одним и тем же позициям сигнального созвездия. В этом случае оказывается неприменимым упрощенный подход к анализу линейности усиления, используемый в пунктах 4.3.1 и 4.3.2.

Для анализа линейности усиления применяемых в современных системах одноканальных сигналов с импульсами произвольной формы разработана описанная ниже методика.

4.4.2 Описание методики

Методика позволяет оценивать значения показателей $\Delta E_s/N_0$ и АВРР при усилении одноканального сигнала с импульсами произвольной формы. Методика применима для анализа линейности усилителей с известным правилом преобразования сигнала в нем. Для обеспечения применимости методики при статическом предсказании сигнального созвездия (пункт 1.2.1) сигнальные созвездия в приемнике и передатчике задаются независимо.

Оценка производится на основе результатов имитационного моделирования преобразований сигнала в канале связи (рисунок 4.1). Оценка $\Delta E_s/N_0$ в методике представляет собой обобщение оценки, выполненной в пункте 4.3.3, на случай произвольной формы импульсов и произвольного нелинейного преобразования сигнала в усилителе. АВРР оценивается по отсчетам автокорреляционной функции усиленного сигнала по методу, который описан в пункте 4.2.3.

Исходные данные методики: в соответствии с таблицей 4.4.

Таблица 4.4 - Исходные данные методики

Обозначение	Описание	Допустимые значения
Параметры расчета		
BER_{max}	Максимальная допустимая вероятность битовой ошибки	От 0 до 10^{-3}
ΔF	Разность центральных частот соседних каналов, выраженная в долях от ширины их полосы частот	От 1,2 до 2
Параметры сигнальной конструкции		
K	Количество передаваемых символов	N
Z_t	Набор нормированных на сумму квадратов модулей позиций сигнального созвездия, которое используется для манипуляции передаваемого сигнала	C
Z_r	Набор нормированных на сумму квадратов модулей позиций сигнального созвездия, которое используется при обработке сигнала в приемнике	C
D	Количество отсчетов на символьном интервале	N
H	Набор последовательных отсчетов импульсной характеристики формирующего фильтра передатчика, дискретизованной на симметричном относительно нуля отрезке времени с D отсчетами на символьном интервале	C
Усилитель мощности		
T(S)	Правило преобразования отсчетов комплексной огибающей сигнала в усилителе	

Оценка выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Определить размерность сигнального созвездия M, как количество элементов в наборе Z_t .

Шаг 2. Сформировать псевдослучайную последовательность I_k из K чисел от 1 до M.

Шаг 3. Сформировать последовательность C_k из K комплексных отсчетов, каждый из которых равен I_k – му числу в наборе Z_t .

Шаг 4. Сформировать $N = D \cdot K$ комплексных отсчетов S_n , выполнив дискретную свертку последовательности C_k с конечной импульсной характеристикой передающего фильтра H с D отсчетами на символьном интервале.

Шаг 5. Преобразовать N комплексных отсчетов S_n входного сигнала усилителя в N комплексных отсчетов усиленного сигнала $S_{out,n}$ в соответствии с заданным правилом преобразования $S_{out} = T(S)$.

Шаг 6. Сформировать N комплексных отсчетов V_n , выполнив дискретную свертку последовательности $S_{out,n}$ с конечной импульсной характеристикой формирующего фильтра приемника, которая комплексно сопряжена с импульсной характеристикой фильтра передатчика H .

Шаг 7. Сформировать K комплексных отсчетов C'_k путем выбора отсчетов V_n в центрах принятых импульсов.

Шаг 8. Устранить линейные искажения сигнала путем нормирования и восстановления фазы комплексных отсчетов C'_k . Скорректированные отсчеты C_k'' на входе решающего устройства получаются по формуле (4.7), в которой величины σ и $\Delta\varphi$ могут быть рассчитаны следующим образом:

$$\sigma^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |C'_k|^2, \Delta\varphi = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \arg\left(\frac{C'_k}{Z_{r(I_k)}}\right). \quad (4.20)$$

Шаг 9. Оценить увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$ (4.1) при заданных требованиях к максимальной допустимой вероятности битовой ошибки BER_{max} . Оценку выполнять в соответствии с изложенным в пункте 4.2.3 квазианалитическим методом при известных последовательностях I_k и C_k'' и известном наборе позиций сигнального созвездия $Z = Z_r$.

Шаг 9. Оценить уровень мощности внеполосного излучения в смежной полосе при отличии ее центральной частоты от центральной частоты занимаемой сигналом полосы частот на ΔF . Оценку выполнять по изложенному в пункте 4.2.3 методу при известном наборе отсчетов усиленного сигнала $S_{out,n}$ и количестве отсчетов D на одном символьном интервале.

Результат методики: полученные на шагах 8 и 9 значения $\Delta E_s/N_0$ и ABPR.

В пунктах 4.2.1 и 4.2.2 получены оценки увеличения отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, возникающего в результате влияния неидентичности трактов усиления и ошибок фазовых модуляторов на усиление сигнала с прямоугольными импульсами. Эти оценки выполнены методом, который отличается от метода, применяемого в методике. Сравнение результатов оценок в этом частном случае позволяет проверить достоверность методики в части оценки $\Delta E_s/N_0$.

Оценки $\Delta E_s/N_0$ выполнены в случае усиления сигналов с АФМн-16 в усилителе с неидентичными трактами усиления с относительным разбалансом трактов $\mu=0,1+0,1j$. Результаты оценок представлены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Сравнение результатов расчетов $\Delta E_s/N_0$

BER_{\max}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
$\Delta E_s/N_0$, оцененный по методике, дБ	0,834	0,722	0,591	0,452	0,312
$\Delta E_s/N_0$, оцененный по методу в 4.2.1 и 4.2.2, дБ	0,832	0,720	0,589	0,449	0,306
Отличие оценок, дБ	0,002	0,002	0,002	0,003	0,006

Отличие оценок не превышает 0,01 дБ.

4.4.3 Иллюстрация влияния непрямоугольной формы импульсов на линейность усиления одноканальных сигналов

Влияние формы импульсов на показатели линейности усиления может быть проиллюстрировано с помощью разработанной методики на примере сигнальных конструкций известного применяемого стандарта DVB-S2.

Сигнальные конструкции стандарта DVB-S2 представляют собой последовательности импульсов, фаза и амплитуда которых манипулированы в соответствии с сигнальным созвездием ФМн-4, ФМн-8, АФМн-16 или АФМн-32 (рисунок 4.9), а форма определяется импульсной характеристикой фильтра типа «корень из приподнятого косинуса» [56] с коэффициентом сглаживания α 0,2, 0,25 или 0,35:

$$h(t) = \begin{cases} 1 - \alpha + \frac{4\alpha}{\pi}, & t = 0 \\ \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) \right], & t = \pm \frac{T}{4\alpha} \\ \frac{\sin\left((1-\alpha)\pi\frac{t}{T}\right) + 4\alpha\frac{t}{T} \cos\left((1+\alpha)\pi\frac{t}{T}\right)}{\pi\frac{t}{T}(1-(4\alpha\frac{t}{T})^2)}, & t \neq 0 \text{ и } t \neq \pm \frac{T}{4\alpha} \end{cases}, \quad (4.21)$$

где T – символный интервал.

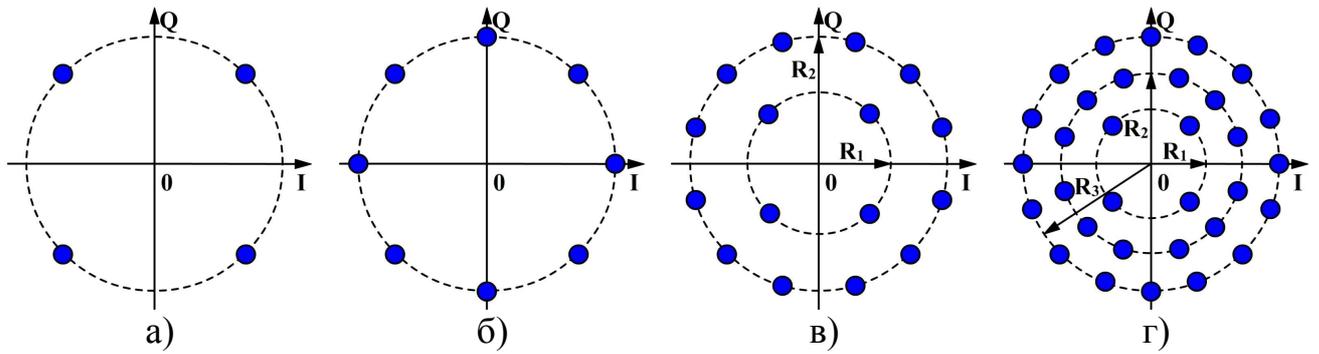


Рисунок 4.9 – Сигнальные созвездия стандарта DVB-S2:
ФМн-4 (а), ФМн-8 (б), АФМн-16 (в) или АФМн-32 (г)

Соотношения амплитудных уровней сигнальных созвездий АФМн-16 и АФМн-32 являются параметрами сигнальных созвездий. При оценке эти соотношения могут быть выбраны, исходя из критерия минимизации порогового отношения сигнал-шум, при котором вероятность битовой ошибки не превышает заданного значения BER_{\max} в случае линейного канала с АБГШ. При $BER_{\max} = 10^{-5}$ отношение внешнего и внутреннего радиуса созвездия АФМн-16 составляет 2,50, отношения радиусов созвездия АФМн-32 - $R_2/R_1 = 2,44$, $R_3/R_1 = 3,75$.

Конечная импульсная характеристика формирующих фильтров H в передатчике и приемнике, используемая при оценке, представляет собой импульсную характеристику (4.21), дискретизованную на участке от минус до плюс шести символьных интервалов с $D = 8$ отсчетами на каждом из них.

Оценка выполняется на примере использования усилителя с неточным нормированием амплитуды из-за использования для ее оценки пикового детектора с конечной постоянной времени τ . В усилителе нелинейное преобразование сигнала $T(S)$ производится по алгоритму, представленному в подразделе 2.4.3. При этом предполагается идентичность трактов усиления мощности ($\mu = 0$), отсутствие влияния ошибок фазовых модуляторов (ν – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$), нормирование амплитуды с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени ($n = 1$).

Оценка производится по псевдослучайной последовательности $K = 60\,000$ символов с АФМн-16. Показатель $\Delta E_s/N_0$ оценивается при $BER_{\max} = 10^{-5}$, АВРР – при $\Delta F = 1,42$. Результаты оценки показателей при постоянных времени пикового

детектора от 10 до 100 символьных интервалов и их различных формах представлены на рисунке 4.10.

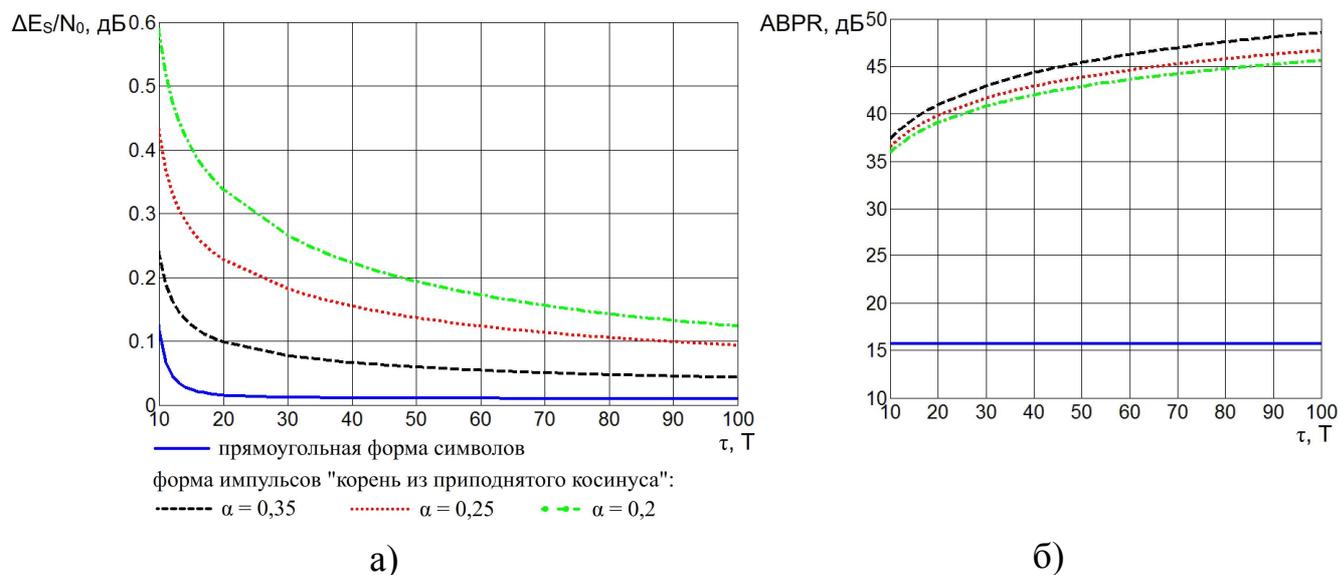


Рисунок 4.10 – Зависимости $\Delta E_s/N_0$ (а) и ABPR (б) от τ

Результаты на рисунке 4.10б показывают увеличение ABPR на 20 дБ и более при использовании импульсов с формой «корень из приподнятого косинуса» по сравнению с прямоугольной формой. С другой стороны, при форме импульсов «корень из приподнятого косинуса» $\Delta E_s/N_0$ имеет большие значения, чем при их прямоугольной форме (рисунок 4.10а). Внеполосное излучение и $\Delta E_s/N_0$ увеличиваются с уменьшением коэффициента сглаживания α (увеличением пик-фактора усиливаемого сигнала [56]).

4.5 Выводы

1. Предложенный подход к анализу линейности усиления одноканальных сигналов с импульсами прямоугольной формы, позволяет оценивать допустимые величины параметров анализируемых вариантов построения усилителя мощности, при которых выполняются заданные требования к помехоустойчивости приема сигналов (требования к максимальному увеличению отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, вызванному нелинейностью усилителя, которое необходимо обеспечить

на входе приемника для гарантирования заданной вероятности битовой ошибки (BER). Показано, что при усилении сигнала с АФМн-16 для гарантирования $\Delta E_s/N_0 = 0,1$ дБ при вероятности битовой ошибки $BER = 10^{-5}$ комплексные коэффициенты усиления трактов не должны отличаться от их среднего значения более чем на 3,6%; постоянная времени пикового детектора должна выбираться примерно в 11 раз больше символьного интервала; отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах от номинального значения не более 6,5% оказывается достаточным для использования любого из исследуемых УМДФ.

2. На примере усиления одноканального сигнала с АФМн-16 и импульсами прямоугольной формы показано, что отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах в исследуемых УМДФ неодинаково влияет на помехоустойчивость приема сигнала. Использование блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую в УМ №3 позволяет ослабить требования к максимальному модулю этого отклонения по сравнению с усилителями УМ №1 и УМ №2, в которых этот блок не используется. При требованиях к $BER = 10^{-5}$ и $\Delta E_s/N_0 = 0,1-1,0$ дБ выигрыш составляет 65-190% по сравнению с УМ №1 и 25-160% по сравнению с УМ №2.

3. Разработанная в настоящей главе методика позволяет оценивать увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, которое необходимо обеспечить на входе приемника для гарантирования заданной вероятности ошибки, и уровень мощности внеполосного излучения АВРР при усилении одноканальных сигналов с импульсами заданной формы в усилителе с заданным правилом преобразования комплексной огибающей сигнала в нем. Методика может использоваться для подтверждения выполнения требований технического задания на усилитель, предъявляемых к линейности усиления одноканальных сигналов. Разработанная методика используется в главе 5 для сравнительной оценки эффективности методов снижения нелинейных искажений, возникающих при усилении одноканальных сигналов.

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ РЕТРАНСЛЯТОРАХ И ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ МЕТОДА ДЕФАЗИРОВАНИЯ

5.1 Введение

В спутниковых ретрансляторах для снижения нелинейных искажений сигнала в усилителе мощности в настоящее время широко применяются методы предискажения сигнала на борту космического аппарата [65, 66] и в передающей земной станции [58]. В настоящей главе выполнен анализ эффективности построения усилителя мощности спутникового ретранслятора методом дефазирования и ее сравнение с эффективностями применяемых методов снижения нелинейных искажений. Даны практические рекомендации по рациональному использованию предложенных технических решений усилителя мощности, построенного методом дефазирования (УМДФ), в спутниковых ретрансляторах.

В параграфе 5.2 представлены результаты анализа эффективности предложенных УМДФ. Исследован эффект от применения методов повышения коэффициента полезного действия (КПД) усилителя при усилении одноканальных и многоканальных сигналов. Рассмотрены известный метод рекуперации мощности с разностного выхода моста сложения, предложенный в [78], и предложенный автором в [21] метод снижения пик-фактора выходного сигнала за счет надлежащего выбора постоянной времени пикового детектора, который применяется при нормировании амплитуды входного сигнала. Результаты выполненного анализа опубликованы автором в [21, 25, 26, 27].

Результаты сравнения эффективности предложенных вариантов построения усилителя методом дефазирования и применяемых в спутниковой связи методов

предыскажения при усилении одноканальных и многоканальных сигналов представлены в параграфе 5.3. На основании этих результатов и результатов выполненного в главах 2-4 и Приложении А анализа линейности усиления различных сигналов в УМДФ в параграфе 5.4 даны практические рекомендации по использованию предложенных вариантов построения усилителя мощности методом дефазирования в спутниковых ретрансляторах.

5.2 Анализ эффективности вариантов построения усилителя мощности методом дефазирования

5.2.1 Повышение коэффициента полезного действия усилителя путем рекуперации мощности и снижения пик-фактора выходного сигнала

В предложенных УМДФ для комбинирования усиленных составляющих входного сигнала используется «развязанный» мост сложения. В таком мосте сложения противофазные компоненты усиленных составляющих входного сигнала складываются по мощности и рассеиваются в балластной нагрузке. Эта потеря мощности приводит к снижению КПД усилителя обратно пропорционально пик-фактору усиленного сигнала [91].

Одним из направлений повышения КПД является повторное использование мощности, рассеиваемой в балластной нагрузке. В этом случае нагрузка заменяется схемой рекуперации мощности (рисунок 2.1).

КПД усилителя мощности, построенного по методу дефазирования с рекуперацией мощности, может быть выражен через параметры усилителя:

$$\eta = \frac{\eta_A \eta_{DC} \eta_C}{L - \eta_R \eta_A (1 - \eta_C)}, \quad (5.1)$$

где η_C – эффективность комбинирования сигналов в мосте сложения, равная обратному пик-фактору PAPR усиленного сигнала, η_{DC} - КПД преобразования

постоянного тока шины питания платформы в постоянный ток с напряжением питания усилителей, η_A – КПД нелинейных усилителей в каналах усиления, η_R – КПД выпрямителя, L – омические потери в мосте сложения.

Если принять $\eta_{DC} = 93\%$ (преобразователь напряжения питания International Rectifier [81]), $\eta_A = 90\%$ (усилители класса F [88]), $L = 0,5$ дБ (реалистичные потери в мосте сложения), то по формуле (5.1) могут быть получены зависимости (рисунок 5.1) КПД усилителя от пик-фактора усиленного сигнала при различных долях рекуперированной мощности (КПД выпрямителя η_R).

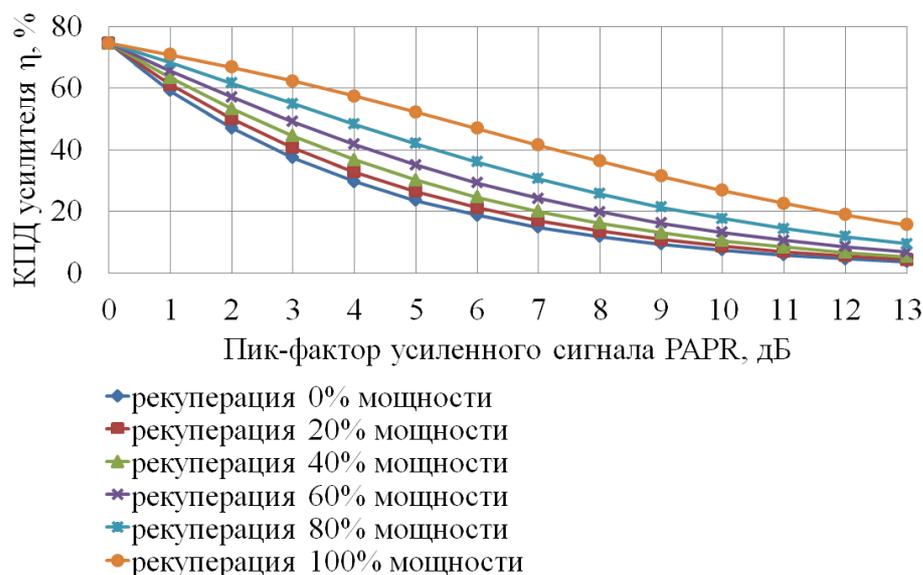


Рисунок 5.1 – Зависимости КПД УМДФ от пик-фактора усиленного сигнала

Кривые на рисунке 5.1 показывают увеличение КПД усилителя с увеличением η_R . Эффект от рекуперации мощности возрастает с увеличением пик-фактора усиленного сигнала: чем больше пик-фактор, тем в большее количество раз увеличивается КПД усилителя относительно своего значения при отсутствии рекуперации мощности. При рекуперации от 40% до 60% мощности (достигнутые в [78] значения) относительное увеличение КПД усилителя лежит между кривыми на рисунке 5.2. Выигрыш от повторного использования мощности составляет 30-50% при пик-факторе 5 дБ и 40-75% при пик-факторе 10 дБ.

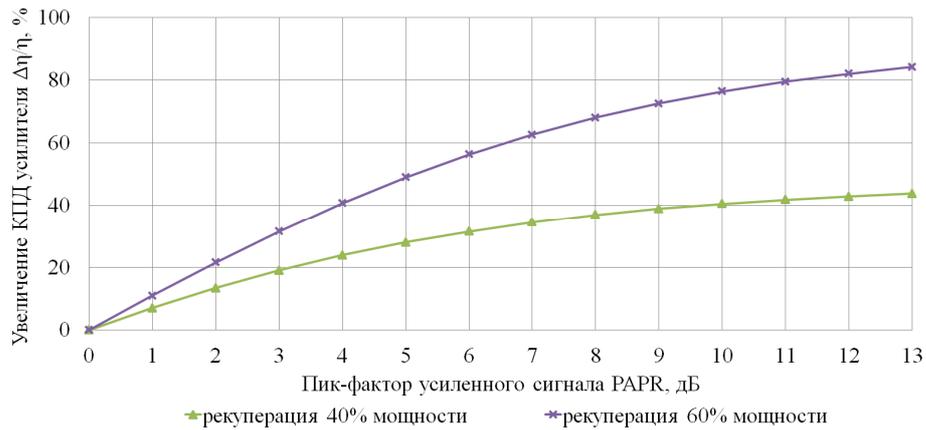


Рисунок 5.2 - Увеличение КПД усилителя за счет рекуперации мощности

Другую возможность для повышения КПД усилителя мощности дает применение в предложенных УМДФ пикового детектора с конечной постоянной времени τ (рисунки 2.2, 2.3, 2.5).

Эффективность комбинирования усиленных составляющих входного сигнала в мосте сложения η_c , обратно пропорциональная пик-фактору PAPR выходного сигнала (2.29), может быть выражена через амплитуду $A(t)$ входного сигнала и сигнал $V(t, \tau)$ на выходе пикового детектора:

$$\eta_c(\tau) = \frac{1}{PAPR} = \overline{\left(\frac{A(t)}{V(t, \tau)}\right)^2}. \quad (5.2)$$

Сигнал $V(t, \tau)$ на выходе пикового детектора (2.30) может отклоняться от значения максимальной амплитуды A_m входного сигнала только в меньшую сторону. Таким образом, выбор конечной постоянной времени пикового детектора τ приводит к снижению пик-фактора выходного сигнала и увеличению эффективности комбинирования (5.2) по сравнению с ее величиной при нормировании амплитуды входного сигнала на ее максимальное значение $V(t, \tau) = A_m$ (бесконечная постоянная времени). Можно видеть, что непостоянство сигнала на выходе пикового детектора, обусловленное конечностью его постоянной времени приводит к увеличению КПД усилителя (5.1).

Эффективность комбинирования усиленных составляющих входного сигнала в мосте сложения η_c (5.2) увеличивается с уменьшением пик-фактора выходного сигнала, который в свою очередь уменьшается с уменьшением τ . Снижение пик-фактора PAPR выходного сигнала с уменьшением постоянной

времени пикового детектора τ проиллюстрировано на рисунке 5.3 на примере усиления многоканального сигнала, модель которого описана в пункте 3.2.2. Зависимость PAPR от τ получена путем имитационного моделирования усилителя по алгоритму, описанному в 2.4.3. Входной сигнал S представлен 10^7 комплексными отсчетами. Другие исходные данные алгоритма заданы таким образом, чтобы учесть конечность постоянной времени ($n = 1$) и абстрагироваться от влияния других факторов (ν - любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \mu = 0$). Моделирование проводилось для 20 реализаций входного сигнала. Итоговый пик-фактор получен путем усреднения пик-факторов усиленных реализаций.

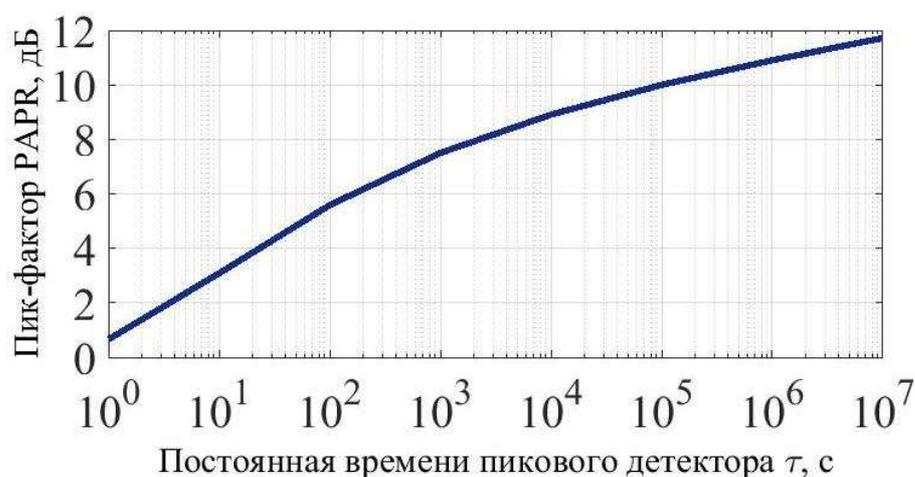


Рисунок 5.3 – Зависимость пик-фактора усиленного многоканального сигнала от постоянной времени пикового детектора

5.2.2 Оценка эффективности усиления многоканальных сигналов

При выборе конечной постоянной времени сигнал $V(t, \tau)$ на выходе пикового детектора меняется со временем, что приводит к амплитудным искажениям сигнала, как это видно из (2.29).

При наличии нелинейных искажений в усилителе мерой эффективности использования мощности платформы может служить величина E , определяемая как отношение минимальной средней мощности потребления идеального линейного усилителя, при которой выполняются заданные требования к

вероятности битовой ошибки BER, к средней мощности потребления нелинейного усилителя, удовлетворяющего этим же требованиям и заданным требованиям к уровню мощности внеполосного излучения ABPR. Если нелинейный усилитель не удовлетворяет требованиям, E принимается равной нулю. Чем больше E , тем меньше мощности необходимо для выполнения заданных требований к помехоустойчивости и внеполосному излучению. В случае идеального линейного усилителя $E = 1$.

Эффективность использования мощности платформы может быть выражена через КПД усилителя мощности η и увеличение ΔSNR отношения сигнал-шум, которое необходимо обеспечить на входе приемника для гарантирования заданной вероятности ошибки при нелинейных искажениях сигнала:

$$E = \frac{\eta}{\Delta SNR}. \quad (5.3)$$

Показатель E зависит от применяемого метода снижения нелинейных искажений сигнала в усилителе, параметров метода, требований к помехоустойчивости и внеполосному излучению и от применяемой сигнальной конструкции. Для сравнения различных методов между собой при передаче сигнала с заданной сигнальной конструкцией целесообразным представляется оценивать максимальные значения показателя E на множестве настраиваемых параметров метода, при которых удовлетворяются заданные требования r к помехоустойчивости и внеполосному излучению.

Формально целевой показатель E_{max} эффективности метода снижения нелинейных искажений при усилении заданных сигнальной конструкции w и наборе требований r к помехоустойчивости и нежелательному излучению вводится следующим образом:

$$E_{max}(m, r, w) = \max_{p \in G(m, r, w)} E(m, r, p, w), \quad (5.4)$$

где $G(m, r)$ – множество настраиваемых параметров p метода m , удовлетворяющих требованиям r при усилении сигнальной конструкции w .

Показатель E_{max} (5.4) может использоваться для сравнения эффективности методов снижения нелинейных искажений, если его рассчитывать при одинаковых требованиях r и сигнальных конструкциях w . Если эффективности

сравниваемых методов имеют значения E'_{\max} и E''_{\max} , то снижение $\Delta P/P$ потребляемой усилителем мощности космической платформы за счет применения второго метода по сравнению с первым может быть выражено по формуле:

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{E''_{\max} - E'_{\max}}{E''_{\max}}. \quad (5.5)$$

При оценке требования γ представляют собой ограничения вероятности битовой ошибки $BER \leq BER_{\max}$ и уровня мощности внеполосного излучения в смежной полосе $ABPR(\Delta F) \geq ABPR_{\min}$. Максимальная вероятность битовой ошибки BER_{\max} задана равной 10^{-5} , мощность внеполосного излучения ограничена уровнем $ABPR_{\min} = 30$ дБ. Уровень мощности внеполосного излучения $ABPR$ определяется при разности центральных частот соседних каналов $\Delta F = 1,42$ ширины их полосы частот. Такая отстройка находится в соответствии с Планом для радиовещательной спутниковой службы в полосах частот 11,7-12,2 ГГц в Районе 3 и 11,7-12,5 ГГц в Районе 1, приведенным в статье 11 Приложения 30 в томе 2 Регламента радиосвязи [31].

При оценке эффективности E_{\max} (5.4) предложенных УМДФ настраиваемым параметром ρ является постоянная времени τ пикового детектора. Оценка выполняется для одноканальных сигналов с сигнальными конструкциями стандарта DVB-S2 [62], описанными в пункте 4.4.3 и многоканальных сигналов с заданным пороговым отношением сигнал-шум SNR_0 на входе приемника, при котором обеспечивается требуемая вероятность битовой ошибки $BER = BER_{\max}$.

В случае многоканальных сигналов увеличение отношения сигнал-шум ΔSNR в (5.3) может быть выражено по формуле (3.2) через NPR и SNR_0 . Зависимость NPR от τ получена ранее (рисунок 3.12). КПД усилителя η в (5.3) может быть определен по формуле (5.1), в которой эффективность комбинирования сигналов в мосте сложения η_c определяется обратным пик-фактором усиленного сигнала, зависимость которого от постоянной времени представлена на рисунке 5.3. Таким образом, эффективность использования мощности платформы (5.3) оказывается выраженной через постоянную времени пикового детектора τ . При поиске ее максимального значения (5.4) τ

варьировалась в диапазоне от 10^0 до 10^4 с (ширина полосы сигнала принята единичной). При выборе максимального значения учитывались только те τ , при которых $NPR \geq SNR_0$, а показатель АВРР, оцененный по формуле (4.53), принимает значения не меньше $ABPR_{\min} = 30$ дБ. Результаты расчета эффективности при оптимальном выборе постоянной времени пикового детектора представлены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 - Эффективность использования мощности космической платформы при усилении многоканальных сигналов

E, %

$\eta_R, \%$	Постоянная времени	$SNR_0, \text{дБ}$				
		4	8	12	16	20
0	$\tau = \infty$	5				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	34	27	20	17	15
20	$\tau = \infty$	6				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	37	29	23	19	17
40	$\tau = \infty$	7				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	40	33	26	22	19
60	$\tau = \infty$	9				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	44	37	30	26	23
80	$\tau = \infty$	13				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	49	42	36	33	29
100	$\tau = \infty$	20				
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	55	50	45	42	39

Используемые при оценке зависимости показателей NPR и АВРР от постоянной времени τ получены ранее в пункте 3.3.3 для случая, при котором неточность нормирования амплитуды является единственным фактором, влияющим на линейность усиления. Если одновременно действуют и другие факторы, то эти зависимости могут быть получены с помощью имитационного моделирования. При моделировании преобразование отсчетов комплексной огибающей сигнала в усилителе необходимо выполнять по алгоритму, описанному в пункте 2.4.3, с параметром $n = 1$. Оценка показателей NPR и АВРР аналогична оценке, приведенной далее в пункте 5.3.2.

В таблице 5.1 в строках « $\tau = \tau_{\text{опт}}$ » представлены значения эффективности использования мощности платформы при восстановлении 0, 20, 40, 60, 80 и 100 процентов мощности. Для оценки выигрыша в эффективности, который дает

оптимальный выбор постоянной времени пикового детектора, в строках « $\tau = \infty$ » указывается соответствующая эффективность при нормировании входного сигнала на постоянный уровень, равный максимальному значению амплитуды входного сигнала. При расчетах максимальный уровень амплитуды принят равным $\sqrt{2PAPR}$ при $\tau = 10^7$ (рисунок 5.3).

Результаты в таблице 5.1 показывают, что эффективность использования мощности космической платформы может быть повышена за счет выбора оптимального значения постоянной времени τ . Эффективность растет при любой доле рекуперированной мощности. Выигрыш в эффективности увеличивается с уменьшением этой доли. Достижимое снижение потребляемой мощности $\Delta P/P$ (5.5) графически представлено на рисунке 5.4а.

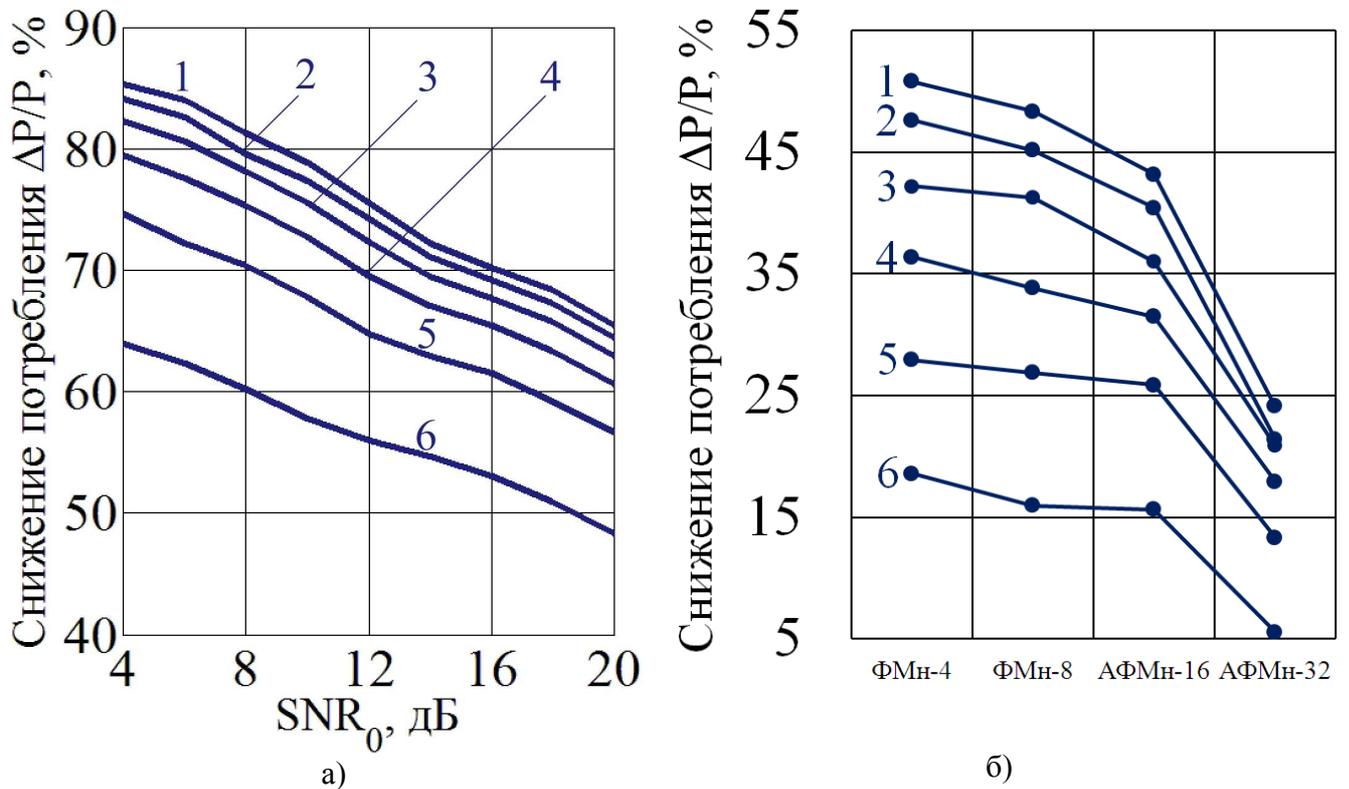


Рисунок 5.4 – Снижение потребляемой мощности за счет оптимального выбора постоянной времени пикового детектора при усилении многоканальных (а) и одноканальных (б) сигналов и рекуперации части мощности:

1 – 0%, 2 – 20%, 3 – 40%, 4 – 60%, 5 – 80%, 6 – 100%

При рекуперации от 40% до 60% мощности (достигнутые в [78] значения) и пороговом отношении сигнал-шум на входе приемника $SNR_0 \leq 20$ дБ обеспечивается снижение потребляемой мощности более чем на 60%.

5.2.3 Оценка эффективности усиления одноканальных сигналов

При усилении одноканальных сигналов также как и при усилении многоканальных сигналов эффективность E_{\max} (5.4) предложенных УМДФ определяется как максимальное значение эффективности использования мощности платформы E (5.3) усилителями с разными значениями постоянной времени пикового детектора τ . Отличие заключается в способе нахождения зависимости $E(\tau)$. При ее оценке используется методика, предложенная в параграфе 4.4. Расчеты выполняются для сигнальных конструкций стандарта DVB-S2, описанных в пункте 4.4.3. Другие исходные данные методики совпадают с исходными данными, используемыми в приведенном в этом пункте примере применения методики.

При каждом значении постоянной времени τ по методике находится уровень мощности внеполосного излучения ABPR и увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$ (4.1), равное ΔSNR в (5.3). По отсчетам выходного сигнала $S_{out,n}$, полученных на шаге 5 методики оценивается пик-фактор PAPR усиленного сигнала. Обратная величина этого пик-фактора равна эффективности комбинирования сигналов в мосте сложения η_c , которая после подстановки в (5.1) позволяет получить КПД усилителя η в (5.3). Эффективность E рассчитывается по формуле (5.3) при найденных значениях η и ΔSNR . При выборе ее максимального значения учитываются только те τ , при которых ABPR принимает значения не меньшие $ABPR_{\min} = 30$ дБ.

Значения оптимизируемой постоянной времени, оцениваемых показателей и вспомогательных величин, полученных в результате решения оптимизационной задачи оценки эффективности (5.4) приводятся в таблицах Б.4-Б.9 Приложения Б.

Результаты оценки эффективности при передаче сигналов с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,35$ представлены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 - Эффективность использования мощности платформы при усилении одноканальных сигналов

$\eta_R, \%$	Постоянная времени	E, %			
		ФМн-4 $\alpha = 0,35$	ФМн-8 $\alpha = 0,35$	АФМн-16 $\alpha = 0,35$	АФМн-32 $\alpha = 0,35$
0	$\tau = \infty$	30	31	25	22
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	61	60	44	29
20	$\tau = \infty$	33	34	28	25
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	63	62	47	31
40	$\tau = \infty$	37	37	32	27
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	64	63	50	35
60	$\tau = \infty$	42	43	37	32
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	66	65	54	39
80	$\tau = \infty$	49	49	43	39
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	68	67	58	45
100	$\tau = \infty$	57	58	54	51
	$\tau = \tau_{\text{опт}}$	70	69	64	54

В таблице 5.2 в строках « $\tau = \tau_{\text{опт}}$ » представлены значения эффективности использования мощности платформы при восстановлении 0, 20, 40, 60, 80 и 100 процентов мощности. Для оценки выигрыша в эффективности, который дает оптимальный выбор постоянной времени пикового детектора, в строках « $\tau = \infty$ » указывается соответствующая эффективность при нормировании входного сигнала на постоянный уровень его максимальной амплитуды.

Результаты в таблице 5.2 показывают, что эффективность использования мощности космической платформы может быть повышена за счет выбора оптимального значения постоянной времени τ . Эффективность растет при любой доле рекуперированной мощности. Выигрыш в эффективности увеличивается с уменьшением этой доли. Достижимое снижение потребляемой мощности $\Delta P/P$ (5.5) графически представлено на рисунке 5.4б. При рекуперации от 40% до 60% мощности (достигнутые в [78] значения) относительное снижение потребляемой мощности составляет 36-42% при ФМн-4, 34-41% при ФМн-8, 31-36% при АФМн-16 и 18-21% при АФМн-32 (рисунок 6б).

Выполненный анализ показал, что эффективность использования мощности платформы УМДФ может быть повышена за счет выбора оптимального значения постоянной времени пикового детектора. Это повышение эффективности имеет место при любых частях рекуперированной мощности и при усилении как одноканальных, так и многоканальных сигналов. При этом следует помнить, что если в случае линейного усиления сигнала заданная вероятность битовой ошибки обеспечивается при мощности излучаемого сигнала $P_{\text{лин}}$, то при нелинейном усилении эта мощность должна быть увеличена в ΔSNR раз. Если учесть омические потери в мосте сложения L и эффективность η_c комбинирования сигналов в нем, равную обратному пик-фактору усиленного сигнала, то для излучения сигнала необходимой мощности, требуется чтобы мощность P_A сигнала на выходе каждого из двух усилителей мощности в трактах УМДФ была равна:

$$P_A = \frac{L}{2\eta_c} \Delta\text{SNR} P_{\text{лин}}. \quad (5.6)$$

Для достижения оптимального значения эффективности следует выбирать мощность P_A в соответствии с формулой (5.6), в которую необходимо подставить значения ΔSNR и η_c при оптимальной постоянной времени пикового детектора, определенные в ходе оценки эффективности.

5.3 Сравнение эффективности методов снижения нелинейных искажений сигналов в усилителе мощности спутникового ретранслятора

5.3.1 Оцениваемые варианты применения методов снижения нелинейных искажений сигналов

Для целесообразности применения предложенных УМДФ в спутниковом ретрансляторе необходимо определить условия, при которых они имеют преимущества перед методами, используемыми в настоящее время для снижения

нелинейных искажений сигналов в усилителе мощности спутникового ретранслятора. Для определения этих условий выполняется сравнение предложенных УМДФ с методами предискажения, описанными в параграфе 1.2. В общей сложности сравнивается четыре варианта применения методов, отличительные признаки которых приведены ниже.

1. Усилитель мощности не линеаризован; методы для снижения возникающих при усилении нелинейных искажений не используются.

2. Усилитель мощности линеаризован с использованием предискажающего линеаризатора.

3. Усилитель мощности не линеаризован; применяется статическое предискажение сигнальных созвездий в передающей земной станции.

4. Усилитель мощности построен методом дефазирования в соответствии с предложенными вариантами построения с рекуперацией мощности и нормированием амплитуды входного сигнала на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени по разряду.

Сравнение осуществляется на основе показателя эффективности E_{\max} (5.2), введенного в параграфе 5.2. Показатель оценивается при общих ограничениях на вероятность битовой ошибки (BER_{\max}) и уровень мощности внеполосного излучения ($ABPR_{\min}$), приведенных в пункте 5.2.2.

При оценке эффективности первых трех вариантов принято, что отсчеты комплексной огибающей сигнала преобразуются в усилителе в соответствии с его АМ/АМ и АМ/ФМ характеристиками. Коэффициент полезного действия усилителя мощности оценивается по его зависимости от отстройки ОВО усилителя по выходной мощности. Настраиваемым параметром является отстройка усилителя от режима насыщения по входной мощности ИВО.

При оценке эффективности четвертого варианта предполагается, что источником нелинейных искажений сигнала является неточность нормирования амплитуды входного сигнала при конечной постоянной времени пикового детектора. Такое предположение справедливо для устройств с идентичными трактами усиления мощности и отсутствием ошибок фазовых модуляторов, или

устройств, в которых приняты специальные меры для компенсации влияния этих факторов. При этом предположении оценка эффективности совпадает с выполненной в пунктах 5.2.2 и 5.2.3 оценкой эффективности вариантов построения усилителя, в которых постоянная времени пикового детектора выбирается оптимальным образом.

Эффективность первого, второго и четвертого вариантов оценивается при усилении одноканальных и многоканальных сигналов. Эффективность третьего - только при усилении одноканального сигнала, поскольку практика статического предсказания сигнальных созвездий многоканальных сигналов не известна.

Результаты оценки эффективности при усилении многоканальных и одноканальных сигналов представлены в параграфе далее.

5.3.2 Оценка эффективности при усилении многоканальных сигналов

В случае усиления многоканальных сигналов оценка эффективности выполняется для вариантов применения методов снижения нелинейных искажений сигнала, которые не используют предсказание сигнальных созвездий (первый, второй и четвертый варианты).

Эффективность первого и второго вариантов оценивается по общей методике. Поиск целевого показателя (5.2) производится при варьировании ИВО в диапазоне от минус 20 до 0 дБ. Выбирается то значение ИВО, при котором выполняется требование к уровню мощности внеполосного излучения в смежной полосе ($ABPR \geq 30$ дБ) и максимальна эффективность использования мощности платформы E. Эффективность использования мощности платформы E выражается по формуле (5.3) через КПД усилителя мощности η и увеличение ΔSNR отношения сигнал-шум.

КПД усилителя определяется по его зависимости от отстройки ОВО усилителя по выходной мощности. Зависимость задана в таблице Б.10 поточечно

и проиллюстрирована на рисунке 1.2б. В промежутках между заданными значениями КПД определяется с использованием кубической интерполяции. Увеличение отношения сигнал-шум ΔSNR определяется по формуле (3.2) через NPR и SNR_0 .

Величины ABPR, NPR и ОВО находятся с помощью имитационного моделирования преобразования в усилителе многоканального сигнала, модель которого описана в пункте 3.2.2. Входной сигнал представляется 10^7 комплексными отсчетами; ширина полосы частот входного сигнала равна единице; отсчеты взяты с шагом $1/5$. Отсчеты преобразуются в усилителе в соответствии с заданными амплитудной и амплитудно-фазовой характеристиками (эти характеристики отличаются у линейризованного и нелинейризованного усилителя). Характеристики заданы в таблице Б.11 поточечно и проиллюстрированы на рисунке 1.1. В промежутках между заданными значениями амплитуда усиленного сигнала определяется с использованием кубической интерполяции, а фазовый сдвиг – с использованием интерполяции сплайнами. Отсчеты выходного сигнала рассчитываются в двух случаях: при наличии и при отсутствии режекции на центральной частоте сигнала до поступления сигнала в усилитель. По отсчетам выходного сигнала оцениваются отсчеты его автокорреляционной функции: всего 2049 отсчетов, взятых симметрично на оси времени. Спектры выходного сигнала оцениваются с помощью дискретного преобразования Фурье отсчетов соответствующих автокорреляционных функций, взвешенных с использованием окна Ханна. Значения отсчетов спектральной плотности мощности (СПМ) на нулевой частоте используются для оценки NPR (3.1). Интегралы СПМ по частоте, необходимые для определения ABPR (3.3), оцениваются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам СПМ, которые попали в диапазон интегрирования. ОВО оценивается как отношение средней мощности сигнала на выходе усилителя к значению выходной мощности при усилении однотонового сигнала в режиме насыщения.

Эффективность УМДФ при повторном использовании 40-60% мощности на 3-16 процентных пункта превышает эффективность нелинеаризованного усилителя и сравнима с эффективностью линеаризованного. В худшем случае (при $SNR_0 = 12-14$ дБ) УМДФ проигрывает в эффективности линеаризованному усилителю мощности 2-7 процентных пункта. Этот проигрыш уменьшается при уменьшении и увеличении SNR_0 . При повторном использовании 60% мощности и $SNR_0 \leq 9$ дБ УМДФ имеет некоторый выигрыш.

Потенциально, при рекуперации 100% мощности, УМДФ имеет выигрыш в эффективности примерно 15 процентных пунктов по сравнению с линеаризованным усилителем, что соответствует снижению мощности потребления на 27-40% (при SNR_0 от 4 до 20 дБ).

5.3.3 Оценка эффективности при усилении одноканальных сигналов

При усилении одноканальных сигналов с использованием известных методов снижения нелинейных искажений сигнала (первые три варианта) также как и при усилении многоканальных сигналов эффективность E_{\max} (5.4) определяется как максимальное значение эффективности использования мощности платформы E (5.3) усилителями с разными значениями ИВО, при которых выполняется требование к уровню мощности внеполосного излучения в смежной полосе ($ABPR \geq 30$ дБ). Эффективность использования мощности платформы E выражается по формуле (5.3) через КПД усилителя мощности η и увеличение ΔSNR отношения сигнал-шум.

КПД усилителя определяется по его зависимости от отстройки ОВО усилителя по выходной мощности. Зависимость задана в таблице Б.10 поточечно и проиллюстрирована на рисунке 1.2б. В промежутках между заданными значениями КПД определяется с использованием кубической интерполяции. Увеличение отношения сигнал-шум ΔSNR совпадает с $\Delta E_s/N_0$ (4.1).

Величины $ABPR$, $\Delta E_S/N_0$ и OBO находятся с помощью методики, описанной в параграфе 4.4. Показатели $ABPR$ и $\Delta E_S/N_0$ являются ее непосредственными результатами; OBO оценивается по отсчетам усиленного сигнала, которые получены на шаге 5.

Исходные данные методики выбраны такими же, как в примере расчета в пункте 4.4.3 за исключением правила $T(S)$ преобразования отсчетов комплексной огибающей сигнала в усилителе и сигнальных созвездий на прием Z_r и передачу Z_t .

Правило $T(S)$ преобразования отсчетов комплексной огибающей сигнала в усилителе определяется его AM/AM и $AM/ФМ$ характеристиками. Эти характеристики отличаются у линейризованного и нелинейризованного усилителей. Характеристики заданы в таблице Б.11 поточечно и проиллюстрированы на рисунке 1.1. В промежутках между заданными значениями амплитуда усиленного сигнала определяется с использованием кубической интерполяции, а фазовый сдвиг – с использованием интерполяции сплайнами.

Оценка выполняется для сигнальных конструкций стандарта DVB-S2, описанных в пункте 4.4.3. В первых двух вариантах применения методов снижения нелинейных искажений сигнальные созвездия на прием Z_r и передачу Z_t совпадают, в третьем - отличаются, поскольку выполняется статическое предсказание сигнального созвездия. Сигнальное созвездие на передачу определяется по алгоритму, предложенному в [49], при заданном сигнальном созвездии на прием Z_r и правиле преобразования $T(S)$ комплексной огибающей сигнала в усилителе мощности. Для синтеза созвездия Z_t через усилитель передавалось $S = 76$ блоков (итерации алгоритма) по $W = 10000$ символов. На каждой итерации корректировалось положение позиций сигнального созвездия в соответствии с правилом, используемым в [49], и заданными параметрами адаптации $\gamma_\rho = \gamma_\theta = 0,1$. В результате применения алгоритма модуль отклонения центров кластеров принятых отсчетов от позиций сигнального созвездия Z_r не превышал 1% от среднего амплитудного уровня созвездия.

В таблицах Б.12-Б.14 приводятся оптимальные значения ИВО, а также значения оцениваемых показателей и вспомогательных величин, полученных в результате решения оптимизационной задачи оценки эффективности (5.4) применяемых методов снижения нелинейных искажений сигналов.

Полученные значения эффективности E_{\max} известных методов представлены столбцами оттенка синего цвета на диаграмме на рисунке 5.6.

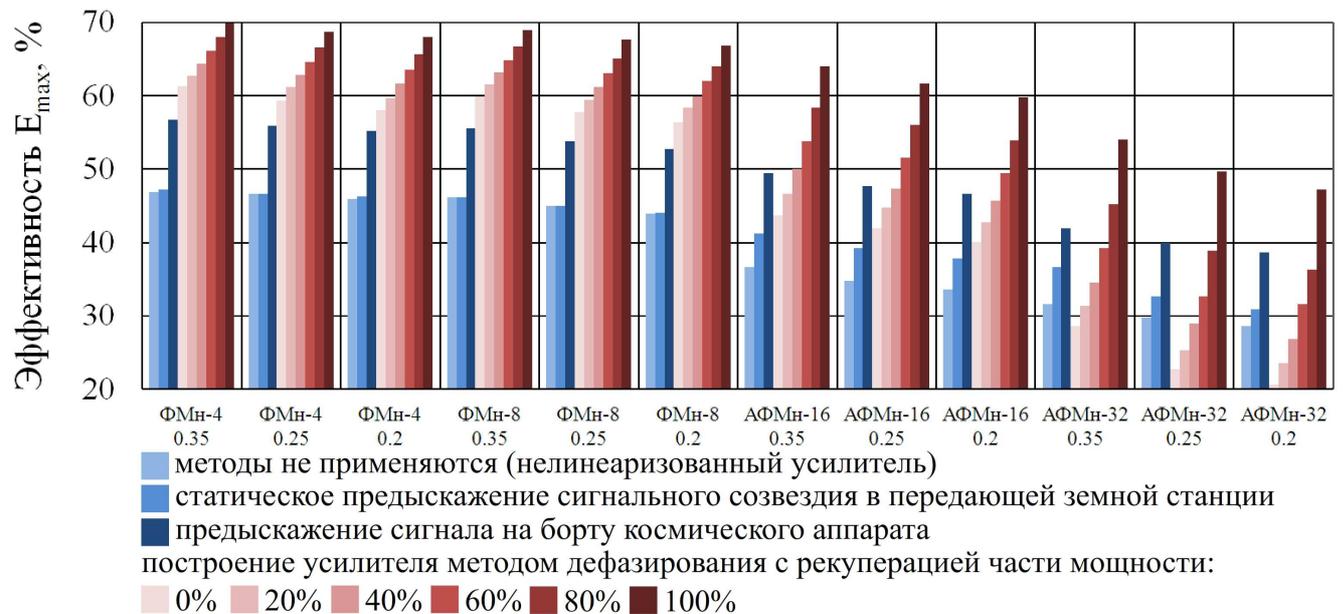


Рисунок 5.6 - Эффективность вариантов применения методов снижения нелинейных искажений при усилении одноканальных сигналов

Оценка эффективности УМДФ (четвертый вариант) совпадает с выполненной в пункте 5.2.3 оценкой эффективности вариантов построения усилителя, в которых постоянная времени пикового детектора выбирается оптимальным образом. Полученные значения E_{\max} при различных частях рекуперированной мощности η_R представлены на рисунке 5.6 столбцами с оттенками красного цвета.

Эффективность сравниваемых вариантов имеет общую тенденцию к снижению с ростом размерности сигнального созвездия и уменьшением коэффициента сглаживания. При увеличении количества позиций сигнального созвездия соседние позиции сближаются, в результате чего нелинейные искажения приводят к повышенной деградации отношения сигнал-шум по сравнению с линейным усилением. Увеличение пик-фактора сигнала при

переходе к сигналам с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМн-16 и АФМн-32) и при уменьшении коэффициента сглаживания приводит к уменьшению эффективности: с ростом пик-фактора при использовании известных методов увеличиваются нелинейные искажения, при использовании метода дефазирования снижается эффективность комбинирования составляющих усиленного сигнала в мосте сложения.

При достигнутом в [78] повторном использовании 40-60% мощности эффективность метода дефазирования при передаче ФМн-4 и ФМн-8 превышает эффективности известных методов предискажения. Эффективность составляет 60-65%, что на 15-20 процентных пунктов превышает эффективность при использовании нелинеаризованного усилителя мощности и на 5-10 процентных пунктов эффективность при линеаризованном усилителе. При передаче сигналов с АФМн-16 и АФМн-32 производимый эффект снижается. При АФМн-16 эффективность УМДФ сравнима с эффективностью линеаризованного усилителя, при АФМн-32 – с эффективностью метода предискажения сигнального созвездия.

Потенциально, при восстановлении 100% мощности, метод дефазирования имеет выигрыш в эффективности 8-13 процентных пунктов по сравнению с методом предискажения сигнала на борту космического аппарата (снижение мощности потребления на 18-23%) и 16-23 процентных пунктов по сравнению с методом статического предискажения сигнального созвездия в передающей земной станции (снижение мощности потребления на 32-37%).

5.4 Практические рекомендации по использованию предложенных вариантов построения метода дефазирования в спутниковых ретрансляторах

5.4.1 Проверка целесообразности построения усилителя мощности методом дефазирования и выбор постоянной времени пикового детектора

При определении целесообразности применения предложенных УМДФ рекомендуется при заданных требованиях, предъявляемых к линейности усиления, и при известной ретранслируемой сигнальной конструкции оценить эффективность (5.4) УМДФ и сравнить ее с эффективностями альтернатив.

Оценка эффективности УМДФ может быть выполнена в соответствии с подходом, использованным в параграфах 5.2 и 5.3, в случае усиления многоканальных сигналов и одноканальных циклостационарных сигналов с комплексной огибающей (4.2). Для применения этого подхода необходимо, чтобы требования были предъявлены к конкретным показателям линейности усиления. Должен быть ограничен уровень мощности внеполосного излучения в смежной полосе ABPR (3.3); заданы пороговое отношение сигнал-шум на входе приемника SNR_0 при усилении многоканальных сигналов и вероятность битовой ошибки BER при усилении одноканальных сигналов. Следует уточнить значения параметров УМДФ с учетом реально достигнутых характеристик используемых элементов. К этим параметрам относятся относительные отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах ε_1 и ε_2 , относительное различие комплексных коэффициентов усиления нелинейных усилителей мощности в трактах усилителя μ , КПД преобразования постоянного тока шины питания платформы в постоянный ток с напряжением питания усилителей η_{DC} , КПД нелинейных усилителей в каналах усиления η_A , КПД выпрямителя η_R , омические потери в мосте сложения L . Преобразование отчетов комплексной огибающей сигнала в

усилителе необходимо выполнять по алгоритму, описанному в пункте 2.4.3, с параметром $n = 1$.

Для достижения оптимального значения эффективности использования мощности космической платформы следует установить соответствующее этой эффективности значение постоянной времени пикового детектора $\tau = \tau_{\text{опт}}$. При этом следует обеспечить мощность P_A сигнала на выходе каждого из двух усилителей мощности в трактах УМДФ в соответствии с формулой (5.6).

5.4.2 Обеспечение требуемой линейности усилителя мощности

При разработке усилителя в соответствии с предложенными вариантами его построения методом дефазирования важно установить, выполняются ли требования к показателям линейности усиления при известных значениях ε_1 , ε_2 , μ , τ параметров УМДФ или при нахождении этих параметров в ограниченной области ($|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\text{max}}$, $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\text{max}}$, $|\mu| \leq \mu_{\text{max}}$, $\tau \geq \tau_{\text{min}}$). Значения этих параметров и их ограничения определяются достигнутой точностью преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах (ε_1 , ε_2) и изготовления идентичных канальных усилителей мощности (μ), а также стремлением к увеличению КПД усилителя за счет уменьшения постоянной времени пикового детектора τ .

Нелинейные искажения при усилении двухтонального сигнала, как правило, характеризуются уровнем интермодуляционных продуктов третьего порядка С/3ИМ (пункт А.2.1). Для оценки значения этого показателя, которое гарантированно не будет меньше при ограничениях параметров УМДФ, заданных в виде $|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\text{max}}$, $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\text{max}}$, $|\mu| \leq \mu_{\text{max}}$, $\tau \geq \tau_{\text{min}}$, рекомендуется использовать методику, приведенную в параграфе А.4 Приложения А.

Возникающие при усилении многоканальных сигналов нелинейные искажения в занимаемой полосе частот и внеполосное излучение могут быть охарактеризованы показателями NPR и ABPR (пункт 3.2.1) соответственно. Для

оценки значений этих показателей, которые гарантированно не будут меньше при ограничениях параметров УМДФ, заданных в виде $|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\max}$, $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\max}$ или $|\mu| \leq \mu_{\max}$, или $\tau \geq \tau_{\min}$, рекомендуется использовать методики, приведенные в параграфе 3.4.

Негативные последствия нелинейности усиления одноканальных сигналов могут быть характеризованы показателями $\Delta E_s/N_0$ и ABPR (пункт 4.2.1). Значения этих показателей при известных параметрах УМДФ ε_1 , ε_2 , μ , τ рекомендуется оценивать по методике в параграфе 4.4.

5.4.3 Выбор варианта построения усилителя методом дефазирования и предложение по его внедрению

Сигнал на входе усилителя мощности спутникового ретранслятора является радиочастотным и может иметь сигнальную конструкцию, неизвестную на этапе изготовления усилителя. Для использования в спутниковом ретрансляторе построение УМДФ должно предусматривать усиление такого сигнала. Четыре подходящих варианта рассмотрены в настоящей диссертации (УМ №1 - 4).

В качестве основного в спутниковых ретрансляторах рекомендуется использование УМ №4. В нем обратная связь обеспечивает точность нелинейного преобразования в разделителе сигнала, а использование блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую, как показано в параграфе 2.3, позволяет избежать нелинейных искажений, вызванных неточностью коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах.

В УМ №3 нелинейное преобразование в разделителе сигнала выполняется с помощью нелинейного элемента. Такое техническое решение имеет недостаток, заключающийся в сложности реализации этого элемента, который должен точно функционировать и сохранять свои характеристики в ходе эксплуатации. Однако если такой элемент будет создан, то применение УМ №3 может быть оправдано

для усиления сигналов с широкой полосой частот. В этом случае линейность усилителя может быть повышена по сравнению с УМ №4, в котором нелинейные искажения, обусловленные задержкой в цепи обратной связи, ограничивают ширину полосы частот. Применение в УМ №3 блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую не позволяет полностью устранить искажения, вызванные ошибками фазовой модуляции, но, как показано в Приложении А, главе 3 и главе 4, влияние этих ошибок на показатели линейности ниже, чем в УМ №1 и УМ №2.

В качестве возможного внедрения предложенных вариантов построения усилителя мощности методом дефазирования предлагается использовать их при создании усилителей мощности L-диапазона частот (1,5 ГГц [73]). Усилители этого диапазона частот установлены на спутниках серии «Экспресс-АМ» в составе системы ФГУП «Космическая связь» [33]. Можно предположить, что для обеспечения преемственности земного сегмента системы эти усилители мощности потребуются в перспективных спутниках, которые предназначены для замены действующих спутников этой серии.

Использование предложенных УМДФ в L-диапазоне частот имеет преимущества по сравнению с более высокочастотными диапазонами.

К настоящему времени накоплен опыт построения усилителей методом дефазирования, работающих на частотах до 2,5 ГГц [42, 68, 70, 78, 80]. Примеры на более высоких частотах автору не известны.

В L-диапазоне частот для обеспечения необходимой высокой выходной мощности порядка 100 Вт возможно применение твердотельных усилителей [46] (на более высоких частотах в основном применяются усилители на лампе бегущей волны). Их КПД может составлять 80% и более (усилители класса F [88]), в то время как КПД усилителя на лампе бегущей волны в режиме насыщения составляет 60-75% [82]. Элементы твердотельных усилителей могут изготавливаться в едином технологическом процессе, что может способствовать обеспечению идентичности усилителей в трактах усиления мощности.

Третьим преимуществом L-диапазона частот является то, что в этом диапазоне системам спутниковой связи и вещания выделяются относительно узкие полосы частот шириной около единиц мегагерц. Для сравнения, на частотах С-диапазона и на более высоких частотах выделяются десятки мегагерц. Узкая полоса частот в L-диапазоне позволит упростить реализацию разделителя сигнала в УМ №4, задержка в петле обратной связи в котором приводит к искажениям, эффект от которых увеличивается с увеличением ширины полосы частот.

5.5 Выводы

1. Эффективность использования мощности космической платформы предложенными УМДФ может быть повышена за счет выбора оптимального значения постоянной времени пикового детектора, применяемого при нормировании амплитуды входного сигнала. Повышение эффективности достигается при любой доле восстанавливаемой мощности. При практически достижимых параметрах высокомошной части усилителя (их значения приводятся в пункте 5.2.1) и пороговом отношении сигнал-шум на входе приемника SNR_0 не более 20 дБ обеспечивается снижение потребления мощности космической платформы более чем на 60% при усилении многоканальных сигналов. При усилении одноканальных сигналов с ФМн-4, ФМн-8 и АФМн-16, сформированных с использованием фильтров типа корня из приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания 0,35, относительное снижение потребляемой мощности составляет примерно 30-40% и около 20% при сигнале с АФМн-32.

2. Дополнительное повышение эффективности может быть достигнуто за счет увеличения доли рекуперированной мощности. Потенциально, при рекуперации всей мощности, УМДФ имеет выигрыш в эффективности по сравнению с рассмотренными вариантами применения используемых методов предсказания сигнала на борту космического аппарата и статического

предыскажения сигнального созвездия в передающей земной станции. В первом случае применение метода дефазирования позволяет снизить мощность потребления на 27-40% при усилении многоканальных сигналов (при $SNR_0 = 4 \dots 20$ дБ) и на 18-23% при усилении одноканальных сигналов стандарта DVB-S2. Во втором случае - на 32-37% при усилении одноканальных сигналов стандарта этого стандарта.

3. Выработанные практические рекомендации позволяют рационально выбирать вариант построения усилителя методом дефазирования и его параметры, при которых обеспечивается заданная линейность усилителя мощности спутникового ретранслятора и высокая эффективность использования мощности космической платформы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации обоснованы и проанализированы технические решения усилителя мощности спутникового ретранслятора методом дефазирования. Основные результаты представленных в диссертации научных исследований заключаются в следующем.

1. Научно обоснованы новые технические решения усилителя мощности, построенного методом дефазирования (УМДФ), которые учитывают особенность применения спутниковых ретрансляторов: позволяют усиливать радиочастотный сигнал с произвольной, заранее неизвестной модуляцией. При произвольной модуляции сигнала нормирование его амплитуды, необходимое для формирования его фазомодулированных составляющих, обеспечивается введением блоков, в которых ее максимальное значение оценивается с помощью пикового детектора.

2. Показано, что использование в разделителях сигналов предложенных технических решений УМ №3 и УМ №4 схем с одним фазовым модулятором вместо двух позволяет повысить линейность усиления по сравнению с УМ №1 и УМ №2, в которых каждая из составляющих формируется на выходе отдельного фазового модулятора. В УМ №4 неточность коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах не приводит к нелинейным искажениям. В УМ №3 требования, предъявляемые к максимальному модулю отклонения этого коэффициента от его номинального значения, при которых обеспечивается заданная линейность усиления, могут быть ослаблены по сравнению с УМ №1 и УМ №2.

3. Разработан новый аналитический метод оценки влияния различия фазовых сдвигов и коэффициентов усиления нелинейных усилителей мощности в трактах УМДФ на его линейность при усилении многоканальных сигналов, основанный на использовании методов статистической радиотехники для аналитического расчета корреляционных функций (3.13, 3.19). Показано, что комплексные коэффициенты усиления трактов не должны отличаться от их

среднего значения более чем на 2-3% для гарантирования уровня мощности нелинейных искажений в занимаемой полосе частот 30 дБ и уровня мощности внеполосного излучения в смежной полосе 40 дБ при отличии центральных частот соседних каналов на 1,42 ширины их полосы частот.

4. Выполнена оценка эффективности использования мощности космической платформы УМДФ с рекуперацией части мощности. Показано, что эффективность может быть повышена за счет выбора оптимального значения постоянной времени пикового детектора.

Показано также, что при практически достижимых параметрах высокоомощной части усилителя и пороговом отношении сигнал-шум на входе приемника SNR_0 не более 20 дБ обеспечивается снижение потребления мощности космической платформы более чем на 60% при усилении многоканальных сигналов. Установлено, что при усилении одноканальных сигналов с ФМн-4, ФМн-8 и АФМн-16, сформированных с использованием фильтров типа корня из приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания 0,35, относительное снижение потребляемой мощности составляет примерно 30-40% и около 20% при сигнале с АФМн-32. Дополнительное повышение эффективности метода может быть достигнуто за счет увеличения доли восстанавливаемой мощности. Потенциально, при рекуперации всей мощности, реализация метода дефазирования имеет выигрыш в эффективности по сравнению с реализациями применяемых методов предискажения сигнала на борту космического аппарата и статического предискажения сигнального созвездия в передающей земной станции. В первом случае применение метода дефазирования позволяет снизить мощность потребления на 27-40% при усилении многоканальных сигналов (при $SNR_0 = 4...20$ дБ) и на 18-23% при усилении одноканальных сигналов стандарта DVB-S2. Во втором случае - на 32-37% при усилении одноканальных сигналов стандарта DVB-S2.

В диссертации представлены следующие основные рекомендации по рациональному использованию в спутниковых ретрансляторах предложенных вариантов построения УМДФ, обоснование которых приведено в параграфе 5.4.

1. При определении целесообразности применения УМДФ, построенных по предложенным техническим решениям, рекомендуется оценить их эффективность и сравнить ее с эффективностями альтернатив в соответствии с предложенным в главе 5 подходом. Для достижения максимальной эффективности использования мощности космической платформы УМДФ следует выбрать соответствующее этой эффективности значение постоянной времени пикового детектора.

2. Для проверки выполнения требований к показателям линейности УМДФ при известных значениях его параметров или при их нахождении в ограниченной области рекомендуется использовать разработанные в диссертации методики таких оценок.

3. В спутниковых ретрансляторах целесообразно использовать УМДФ с одним фазовым модулятором (УМ №3 и УМ №4), что позволяет снизить влияние ошибок фазовых модуляторов на показатели линейности усиления в УМ №3 по сравнению с УМ №1 и УМ №2, а в УМ №4 – исключить это влияние.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

ABPR	Англ. «adjacent band power ratio», уровень мощности внеполосного излучения в смежной полосе
$\arg(z)$	Аргумент комплексного числа z
BER	Англ. «bit error ratio», вероятность принятия ошибочного решения о принятом бите информации
C/3IM	Уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка при усилении двухтонального сигнала
E	Эффективность использования мощности космической платформы
E_s/N_0	Отношение средней энергии сигнала, приходящейся на один символ, к спектральной плотности мощности аддитивного белого гауссовского шума на входе приемника
FER	Англ. «frame error ratio», вероятность принятия ошибочного решения по крайней мере об одном бите информации в кадре
IBO	Англ. «input backoff», отношение средней мощности сигнала на входе усилителя к мощности однотонального сигнала на входе усилителя, при которой он работает в режиме насыщения
j	Мнимая единица
NPR	Англ. «noise power ratio», уровень мощности нелинейных искажений в занимаемой многоканальным сигналом полосе частот
OBO	Англ. «output backoff», отношение средней мощности сигнала на выходе усилителя к мощности однотонального сигнала на выходе усилителя при его работе в режиме насыщения
PAPR	Англ. «peak-to-average power ratio», пик-фактор
PER	Англ. «packet error ratio», вероятность принятия ошибочного решения по крайней мере об одном бите информации в пакете
SER	Англ. «symbol error ratio», вероятность принятия ошибочного решения о принятом символе
АБГШ	Аддитивный белый гауссовский шум
АМ/АМ	Амплитудная характеристика
АМ/ФМ	Амплитудно-фазовая характеристика
АФМ _n -М	Амплитудно-фазовая манипуляция с M сигнальными позициями
КАМ	Квадратурная амплитудная модуляция
КПД	Коэффициент полезного действия

СПМ	Спектральная плотность мощности
УМ №v	Усилитель мощности, построенный методом дефазирования по техническому решению под номером v
УМДФ	Усилитель мощности, построенный методом дефазирования
ФМн-М	Фазовая манипуляция с М сигнальными позициями
ФНЧ	Фильтр нижних частот
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
α	Коэффициент сглаживания формирующего фильтра
ΔF	Разность центральных частот соседних каналов
ε	Относительное отклонение коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовом модуляторе
η	Коэффициент полезного действия
μ	Относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах усилителя, построенного методом дефазирования, от их среднего значения
τ	Постоянная времени пикового детектора по разряду

Комплексные величины в формулах обозначены полужирным шрифтом

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – 3-е изд., перераб. и доп. - М. : Высшая школа, 2000. – 462 с.
2. Бесов О. В. Методические указания по математическому анализу. Ч. 2. Курс лекций по математическому анализу (для студентов 2-го курса). Ч. 2. М. : МФТИ, 2005. – 216 с.
3. Бородич С. В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией. - М. : Связь, 1976. – 256 с.
4. Громорушкин В. Н., Иванюшкин Р. Ю., Царев А. Ю. Нелинейные искажения в усилителе мощности с дефазированием // Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ. – 1997. - С. 76.
5. Громорушкин В. Н., Иванюшкин Р. Ю., Козырев В. Б. Работа усилителя мощности с дефазированием на рассогласованную нагрузку // Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ. - 1998. - С. 112-113.
6. Громорушкин В. Н., Иванюшкин Р. Ю., Козырев В. Б. Ключевой линейный усилитель мощности по методу дефазирования // Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ. - 1998. - С. 109-110.
7. Громорушкин В. Н., Иванюшкин Р. Ю., Козырев В. Б. Обзор методов построения высокоэффективных линейных усилителей мощности // Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ. - 1999. - С. 126-127.
8. Громорушкин В. Н., Иванюшкин Р. Ю., Козырев В. Б. Особенности проектирования ключевых генераторов с переключением напряжения на полевых транзисторах для модуляции дефазированием // Научно-техническая конференция

профессорско- преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ. - 1999. - С. 128-129.

9. Иванюшкин Р. Ю., Козырев В. Б. Основные проблемы построения линейных усилителей мощности по методу дефазирования // Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тез. докл. - М. : МТУСИ, 2000. - С. 105-106.

10. Иванюшкин Р. Ю. Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Иванюшкин Роман Юрьевич. – М., 2001. – 21 с.

11. Иванюшкин Р. Ю. Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Иванюшкин Роман Юрьевич. – М., 2001. – 173 с.

12. Иванюшкин Р. Ю. Методы построения высокоэффективных линейных усилителей мощности : учебное пособие / Р. Ю. Иванюшкин. – М. : МТУСИ, 2006. – 28 с.

13. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. - М. : Техносфера, 2007. – 488 с.

14. Климов В. С. Повышение эффективности транзисторных РВ передатчиков, использующих широтно-импульсную модуляцию, формируемую методом дефазирования : автореф. дис. ... канд. техн. наук. - Л., 1982.

15. Кузлякина С. И., Хмырова Н. П. Метод LINC построения передатчиков // Успехи современной радиоэлектроники. - 2011. - №11. – С. 32-36.

16. Лосев А. А. Анализ возможностей применения метода дефазирования для снижения нелинейных искажений сигналов с переменной амплитудой в спутниковых ретрансляторах // Труды 56-й научной конференции МФТИ. – М. : МФТИ. - 2013. - С. 166-167.

17. Лосев А. А. Анализ влияния шума на качество усиления мощности сигнала по методу дефазирования в ретрансляторах // VIII Международная

отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества» : прогр. науч.-техн. секций. – М. : МТУСИ. - 2014. – С. 59.

18. Лосев А. А. Оценка уровня внеполосных искажений в соседнем канале при усилении сигнала по методу дефазирования // Сборник докладов международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2014». – М. : РНТОРЭС им. А. С. Попова. - 2014. – С. 274-278.

19. Лосев А. А. Оценка нелинейных искажений из-за неидентичности трактов при усилении стационарных сигналов по методу дефазирования // Материалы XVIII международной конференции «Решетневские чтения». – Красноярск : СибГАУ. - 2014. - Ч. 1. – С. 193-195.

20. Лосев А. А. Оценка влияния неточности фазовых модуляторов на линейность усиления сигнала по методу дефазирования // Труды 57-й научной конференции МФТИ. – М. : МФТИ. - 2014.

21. Лосев А. А. Анализ влияния постоянной времени пикового детектора на искажения сигнала в усилителе мощности по методу дефазирования и его коэффициент полезного действия // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. - Т.8, № 10. - С. 47-52.

22. Лосев А. А. Проблемы линеаризации усилителей мощности по методу дефазирования // Труды НИИР. – 2014. - №4. – С. 66-77.

23. Лосев А. А. Анализ влияния неточности фазовых модуляторов на линейность усиления сигнала по методу дефазирования // Труды НИИР. – 2015. - №1. – С. 75-82.

24. Лосев А. А. Анализ искажений при усилении многоканальных сообщений по методу дефазирования из-за неидентичности трактов // Электросвязь. – 2015. - №3. - С. 49-53.

25. Лосев А. А. Повышение эффективности метода дефазирования // Техника радиосвязи. – 2015. - №4 (27). – С. 21-30.

26. Лосев А. А. Повышение эффективности метода дефазирования // Радиотехника, электроника и связь : сборник докладов III Международной

научно-технической конференции. – Омск : Издат. дом «Наука». - 2015. – С. 283-290.

27. Лосев А. А. Оценка эффективности усиления мощности многоканальных сигналов методом дефазирования // III International Conference «Engineering & Telecommunication En&T 2016»: Book of Abstracts. – М. - Долгопрудный : МФТИ. - 2016. – С. 102-117.

28. МСЭ-R SM.1541-5. Нежелательные излучения в области внеполосных излучений : Рекомендация МСЭ. – Женева : МСЭ, 2013. - 77 с.

29. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.

30. Расчет сигнала на выходе усилителя мощности, построенного по методу дефазирования : свид. о гос. рег. программы для ЭВМ 2016612467 Рос. Федерация / А. А. Лосев ; ФГУП НИИР. - № 2015663143 ; заявл. 30.12.2015 ; зарег. 29.02.2016.

31. Регламент Радиосвязи. В 4 т. Т. 2. Приложения. – Женева : МСЭ, 2012. – 811 с.

32. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. - М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.

33. Спутниковые системы связи и вещания 2016 выпуск 1 / Под. ред. Ю. А. Подъездкова. – М. : ЗАО «Радиотехника», 2016. – 339 с.

34. Устройство линейного усиления сигнала с амплитудной и фазовой модуляцией с использованием нелинейных усилителей : пат. на полез. модель 136657 Рос. Федерация / М.А. Быховский, А.А. Лосев ; ФГУП НИИР. - № 2013144858/08 ; заявл. 08.10.2013 ; опубл. 10.01.2014, Бюл. №1. – 2 с.

35. Устройство линейного усиления сигнала с амплитудной и фазовой модуляцией с использованием нелинейного усилителя : пат. на полез. модель 148191 Рос. Федерация / М. А. Быховский, А. А. Лосев, А. Б. Слободян; ФГУП НИИР. - № 2014128679/08 ; заявл. 14.07.2014 ; опубл. 27.11.2014, Бюл. №33. – 2 с.

36. Устройство линейного усиления сигнала с амплитудной и фазовой модуляцией с использованием нелинейных усилителей : пат. на изобрет. 2541842

Рос. Федерация / М. А. Быховский, А. А. Лосев ; ФГУП НИИР. - № 2013144859/08 ; заявл. 08.10.2013 ; опубл. 20.02.2015, Бюл. №5. – 7 с.

37. Устройство линейного усиления сигнала с амплитудной и фазовой модуляцией с использованием нелинейных усилителей : пат. на изобрет. 2541843 Рос. Федерация / М. А. Быховский, А. А. Лосев ; ФГУП НИИР. - № 2013144860/08 ; заявл. 08.10.2013 ; опубл. 20.02.2015, Бюл. №5. – 8 с.

38. Устройство линейного усиления сигнала с амплитудной и фазовой модуляцией : пат. на полез. модель 147517 Рос. Федерация / М. А. Быховский, Р. Ю. Иванюшкин, А. А. Лосев ; ФГОБУ ВПО МТУСИ. - № 2014126975/08 ; заявл. 01.07.2014 ; опубл. 10.11.2014, Бюл. №31. – 2 с.

39. Фузик Н. С. Исследование модуляции дефазированием : автореф. дис. ... канд. техн. наук. - Л. : ЛЭИС, 1961.

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

41. Barbiero L. Satellite channel impairments: link performance degradation and countermeasures : Master thesis. – Italy : UNIPD, 2014. – 62 p.

42. Barton T. W., Dawson J. L. Experimental validation of a four-way outphasing combiner for microwave power amplification // IEEE microwave and wireless components letters. - 2013. – pp. 28-30.

43. Bateman A., Wilkinson R. J., Marvill J. D. The application of digital signal processing to transmitter linearization // IEEE. - 1988. – pp. 64-67.

44. Birafane A., Kouki A. On the linearity and efficiency of outphasing microwave amplifier // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2004. - vol.52, no.7. - pp. 1702-1708.

45. Birafane A., El-Asmar M., Kouki A., Helaoui M., and Ghannouchi F. Analyzing LINC systems // IEEE microwave magazine. - 2010. – pp. 59-71.

46. Braun T. Satellite communications payload and system. – Hoboken : Wiley, 2012. – 369 p.
47. Casadevall F. J., Olmos J. J. On the behavior of the LINC transmitter // Proc. 40th IEEE veh. technol. conf. – Orlando. – 1990. - pp. 29–34.
48. Casadevall F. J., Valdovinos A. Performance analysis of QAM modulations applied to the LINC transmitter // IEEE trans. veh. technol. – 1993. - vol.42, no.4 - pp. 399–406.
49. Casini E., Gaudenzi R. De, Ginesi A. DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels // International Journal on Satellite Communication Networks. - 2004. - pp. 281-318.
50. Chen Y. J., K. Y. Jheng, A. Y. Wu, H. W. Tsao, B. Tzeng. Multilevel LINC system design for wireless transmitters. – IEEE, 2007. - 4 p.
51. Chireix H. High power outphasing modulation // Proc. IRE. – 1935. - vol.23. - pp. 1370-392.
52. Couch L., Walker J. L. A VHF LINC amplifier // Proc. IEEE southeastcon'82. - Destin, FL. – 1982. - pp. 122-125.
53. Cox D. C. Linear amplification with nonlinear components // IEEE transactions on communications. - 1974. – pp. 1942-1945.
54. Cox D. C., Leck R. P. Component signal separation and recombination for linear amplification with nonlinear components // IEEE transactions on communications. - 1975. – pp. 1281- 1287.
55. Cox D. C., Leck R. P. A VHF implementation of a LINC amplifier // IEEE transactions on communications. - 1976. – pp. 1018-1022.
56. Daumont S., Rihawi B., Lout Y. Root-raised cosine filter influences on PAPR distribution of single carrier signals // IEEE : ISCSP, Malta. - 2008. – pp. 841-845.
57. Deleu T. [et. al]. Iterative pre-distortion of the non-linear satellite channel // IEEE transactions on communications. - 2014. – pp. 1-10.
58. DVB satellite broadcast modulator 70/140 MHz IF output, L-band output. – Work microwave, 2015. – 5 p.

59. ETSI EN 300 421 v.1.1.2 Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services : European standard. – ETSI, 1997. - 24p.

60. ETSI EN 301 210 v.1.1.1 Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital satellite news gathering (DSNG) and other contribution applications by satellite : European standard. – ETSI, 1999. – 32 p.

61. ETSI EN 301 790 v.1.3.1 Interaction channel for satellite distribution systems : European standard. – ETSI, 2003. – 110 p.

62. ETSI EN 302 307 v.1.2.1 Digital video broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2) : European standard. – ETSI, 2009. – 78 p.

63. ETSI EN 301 545-2 v.1.2.1 Digital video broadcasting (DVB); second generation DVB interactive satellite system (DVB-RCS2); part 2: lower layers for satellite standard : European standard. – ETSI, 2014. – 239 p.

64. ETSI EN 302307-2 v.1.1.1 (2015-2) Digital video broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications; part 2: DVB-S2 extensions (DVB-S2X) : European standard. – ETSI, 2015. – 135 p.

65. Feicht J. R. [et al.]. Space qualified 140 watt linearized L-band helix TWTA // IEEE. - 2012. – pp. 355-356.

66. Feicht J. R. [et al.]. Space qualified 140-W linearized L-band helix TWTA. – IVEC-IVESC 2012 Talk 16.4, 2012 – 17 p.

67. Finnerty K. Linear operation of switch-mode outphasing power amplifiers : a thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for doctor of philosophy. – Ireland, 2016. – 283 p.

68. Gerhard W., Knoechel R. Predistortion of Chireix power amplifiers // Frequenze. - 2008. – pp. 229-235.

69. Gharaibeh K. M. Nonlinear distortion in wireless systems: modelling and simulation with MATLAB. – IEEE Press, Wiley, 2011. - 355 p.
70. Godoy P., Chung S., Barton T., Perreault D., Dawson J. A 2.5 GHz asymmetric multilevel outphasing power amplifier in 65 nm CMOS // Proc. IEEE topical conf. power amplifiers for wireless and radio applications (PAWR). - 2011. – vol.57, no.12. - pp. 57–60.
71. Hetzel S. A., Bateman A., McGeehan J. P. A LINC transmitter // IEEE electron. lett. - 1991. - vol.27, no.10. - pp. 844–846.
72. Hur J., Lee O., Kim K., Lim K., Laskar J. Highly efficient uneven multi-level LINC transmitter // IET electron. lett. – 2009. - vol.45, no.16. - pp. 837–838.
73. ITU-R V.431-8. Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunication : ITU Recommendation. – Geneva : ITU, 2015. – 5 p.
74. Jeruchim M. C. Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems // IEEE journal on selected areas in communications. – 1984. - vol.sac-2, no.1. – pp. 153-170.
75. Kahn L. R. Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration // Proc. IRE. – 1952. - vol.40. - pp. 803–806.
76. Karam G., Sari H. A data predistortion technique with memory for QAM radio systems // IEEE transactions on communications. – 1991. - vol.39, no.2. – pp. 336-344.
77. Kim B., Kim J., Kim I., and Cha J. The Doherty power amplifier // IEEE microwave magazine. – 2006. - vol.7, no.5. - pp. 42–50.
78. Langridge R., Thornton T., Asbeck P. M., Larson L. E. A power reuse technique for improved efficiency of outphasing microwave power amplifiers // IEEE trans. micr. theory and tech. – 1999. - vol.47, no.8. - pp. 1467–1470.
79. Langton C. All about travelling wave tube amplifiers. – 2002. – 27 p.
80. Lim J., Kang W., Ku H. Compensation of path imbalance in LINC transmitters using EVM and ACPR look up tables // Proc. Asia-Pacific micr. conf. - 2010. - pp. 1296-1299.

81. Lund K., Pedersen L. S. High efficiency DC/DC converter for solid state power amplifier // Proc. of seventh European space power conference. - 2005. - pp. 1-6.
82. Maral G., Bousquet M. Satellite communications systems. Systems, technics and technology. - 5th ed. – UK : WILEY, 2009. – 713 p.
83. Myoung S., Lee I., Yook J., Lim K., Laskar J. Mismatch detection and compensation method for the LINC system using a closed-form expression // IEEE trans. micr. theory and tech. – 2008. - vol.56, no.12. – pp. 3050-3057.
84. Perreault D. J. A new power combining and outphasing modulation system for high-efficiency power amplification // IEEE trans. on circuits and systems. - 2011. – vol.58, no.8. - pp. 1713-1726.
85. Pozar D. Microwave engineering. - 4th ed. - USA : Wiley, 2012. – 732 p.
86. Raab F. H. [et al.]. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave // IEEE trans. on micr. and tech. - 2002. – vol.50, no.3. - pp. 814-826.
87. Rustako A. J. Jr., Yeh Y. S. A wide-band phase-feedback inverse sine phase modulator with application toward a LINC amplifier // IEEE trans. comm. – 1976. – vol.COMM-24. - pp. 1139-1143.
88. Schmelzer D. A GaN HEMT Class F amplifier at 2GHz with 80% PAE // IEEE journal of solid-state circuits. – 2007. - vol.42, no.10. – pp. 2130-2136.
89. Shi B., Sundstrom L. A translinear-based chip for linear LINC transmitters // Proc. IEEE ISCAS, Geneva. – 2000. - vol.1. - pp. 64–67.
90. Shi B., Sundstrom L. A LINC transmitter using a new signal component separator architecture // Proc. IEEE 51st VTC. – 2000. - vol.3. - pp. 1909-1913.
91. Sundstrom L., Johansson M. Effect of modulation scheme on LINC transmitter power efficiency // IEE elect. lett. – 1994. - vol.30, no.20. - pp. 1643–1645.
92. Sundstrom L. Effects of reconstruction filters and sampling rate for a digital signal component separator on LINC transmitter performance // IEEE trans. veh. technol. – 1995. - vol.44, no.1. - pp. 131–139.
93. Sundstrom L. Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters // IEE electronics letters. – 1995. - vol.31, no.3. - pp. 155–156.

94. Sundstrom L. The effect of quantization in a digital signal component separator for LINC transmitters // IEEE trans. on veh. tech. - 1996. – pp. 346-352.

95. Sundstrom L. Spectral sensitivity of LINC transmitters to quadrature modulator misalignments // IEEE trans. on veh. tech. – 2000. - vol.49, no.4. - pp. 1474–1487.

96. Wesson R., Heijden M. Switch-mode RF PAs using chireix outphasing. – Netherlands : NXP Semiconductors N.V., 2013. – 13 p.

Приложение А

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ ДВУХТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ ДЕФАЗИРОВАНИЯ

А.1 Введение

О линейности усилителя можно судить по откликам устройства на тестовые сигналы. Одним из них является двухтональный сигнал. Его детерминированность и периодичность позволяют понятным образом (зачастую аналитически) продемонстрировать и охарактеризовать нелинейные эффекты.

Материал настоящего приложения посвящен анализу искажений, возникающих при усилении таких сигналов в усилителях мощности, построенных методом дефазирования (УМДФ), технические решения которых описаны в главе 2.

В параграфе А.2 представлен подход к анализу: описывается выбранная модель двухтонального сигнала, показатель линейности усиления и методы, используемые при его оценке. При анализе учитываются определенные в параграфе 2.3 факторы, к которым относятся ошибки фазовых модуляторов, неидентичность трактов усиления и неточность нормирования амплитуды входного сигнала. Результаты анализа представлены в параграфе А.3 и, в части анализа ошибок фазовых модуляторов, в публикации автора [23].

На основе результатов анализа разработана методика, позволяющая оценивать значение исследуемого показателя, которое может быть гарантировано при нахождении параметров УМДФ в ограниченной требованиями области. Эта методика в виде пошагового алгоритма приводится в параграфе А.4. Методика может использоваться для подтверждения выполнения требований технического задания на усилитель, предъявляемых к линейности усиления двухтонального сигнала. Достоверность предложенной методики подтверждена результатами имитационного моделирования.

А.2 Подход к анализу линейности усиления двухтонального сигнала

А.2.1 Показатель линейности усиления двухтонального сигнала

Нелинейные искажения при усилении двухтонального сигнала, как правило, характеризуются уровнем интермодуляционных продуктов третьего порядка С/3ИМ. Значения этого показателя присутствуют в спецификациях спутниковых ретрансляторов [46]. Показатель С/3ИМ линейности усиления определяется следующим образом. На вход усилителя подается сигнал, содержащий две гармонические составляющие равной мощности на близких частотах f_1 и f_2 . Отношение мощностей составляющих усиленного сигнала на этих частотах и комбинационных частотах третьего порядка $2f_1-f_2$ и $2f_2-f_1$ определяет показатель С/3ИМ.

А.2.2 Модель двухтонального сигнала

При оценке показателя С/3ИМ используется представление входного двухтонального сигнала его комплексной огибающей:

$$S(t) = \sin(t) = \frac{1}{2j} e^{jt} - \frac{1}{2j} e^{-jt}. \quad (\text{A.1})$$

Амплитуда и фаза сигнала (А.1) меняются во времени в соответствии с выражениями:

$$A(t) = |\sin(t)|, \varphi(t) = \begin{cases} 0, & t \bmod 2\pi < \pi \\ \pi, & t \bmod 2\pi \geq \pi \end{cases}. \quad (\text{A.2})$$

А.2.3 Методы оценки показателя

Исследуемые в главе зависимости комплексной огибающей усиленного сигнала от параметров входного сигнала не нарушают его периодичность и непрерывность. Таким образом, комплексная огибающая выходного сигнала при двухтональном входном сигнале (А.1) является 2π -периодической непрерывной функцией времени и может быть представлена рядом Фурье [2]:

$$S_{out}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_k e^{jkt} \quad (\text{А.3})$$

с коэффициентами разложения

$$f_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_{out}(t) e^{-jkt} dt. \quad (\text{А.4})$$

При известных коэффициентах разложения искомый показатель находится по формуле:

$$C/3IM = \frac{|f_{-1}| + |f_1|}{|f_{-3}| + |f_3|}. \quad (\text{А.5})$$

При анализе коэффициенты разложения определяются путем аналитического взятия интегралов (А.4). При проверке правильности разработанной методики эти интегралы вычисляются путем замены интегрирования суммированием по отсчетам подынтегрального выражения.

А.3 Анализ линейности усиления двухтонального сигнала

А.3.1 Влияние неидентичности трактов усиления

При различии фазовых сдвигов и коэффициентов усиления трактов комплексная огибающая усиленного сигнала $S_{out}(t)$ может быть выражена по полученной в пункте 2.3.2 формуле (2.15):

$$S_{out}(t) = e^{j\varphi(t)} \{ \sin[\theta(t)] + j\mu \cos[\theta(t)] \}, \quad (\text{А.6})$$

где μ - относительное отклонение комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения (2.14);

$$\theta(t) = \arcsin A(t) - \quad (\text{A.7})$$

– угол дефазирования. В (A.7) учтено нормирование амплитуды (A.2) входного сигнала на ее максимальное значение, равное единице.

Выходной сигнал (A.6) при входном двухтональном сигнале (A.1) с учетом выражений (A.2) и (A.7) может быть разложен в ряд Фурье (A.3):

$$S_{out}(t) = \left(\frac{1}{2j} + \frac{\mu}{\pi}\right) (e^{jt} - e^{-jt}) + \sum_{\substack{k-\text{нечетное} \\ k \neq \pm 1}} \frac{2\mu}{\pi} \left[\frac{k+(-1)^{\frac{k+1}{2}}}{k^2-1} \right] e^{jkt}. \quad (\text{A.8})$$

Показатель C/3IM выражается через коэффициенты ряда по формуле (A.5):

$$C/3IM = \frac{\pi^2}{4} |\mu|^{-2} + \pi \text{Im}(\mu^{-1}) + 1. \quad (\text{A.9})$$

В соответствии с (A.9) показатель C/3IM зависит от действительной $\text{Re}(\mu)$ и мнимой $\text{Im}(\mu)$ частей параметра μ . Если воспользоваться тем, что $|\text{Im}(\mu^{-1})| \leq |\mu|^{-1}$, то может быть получена оценка показателя C/3IM снизу, которая зависит только от одного параметра - $|\mu|$:

$$C/3IM \geq \left(\frac{\pi}{2} |\mu|^{-1} - 1\right)^2. \quad (\text{A.10})$$

Нижняя граница показателя C/3IM (A.10) достигается при $\text{Re}(\mu) = 0$ и $\text{Im}(\mu) < 0$. В практическом случае малого разбаланса трактов усиления ($|\mu| \ll 1$) показатель C/3IM приближается к своей нижней границе.

Значение C/3IM, которое может быть гарантировано при условии, что $\mu \leq \mu_{\max}$, может быть получено с использованием достигаемой нижней границы (A.10):

$$C/3IM^* = \min_{|\mu| \leq \mu_{\max}} C/3IM(\mu) = \left(\frac{\pi}{2} \mu_{\max}^{-1} - 1\right)^2. \quad (\text{A.11})$$

Результаты расчетов гарантированного значения C/3IM (A.11) при требуемых значениях μ_{\max} до 15% представлены графически на рисунке A.1.

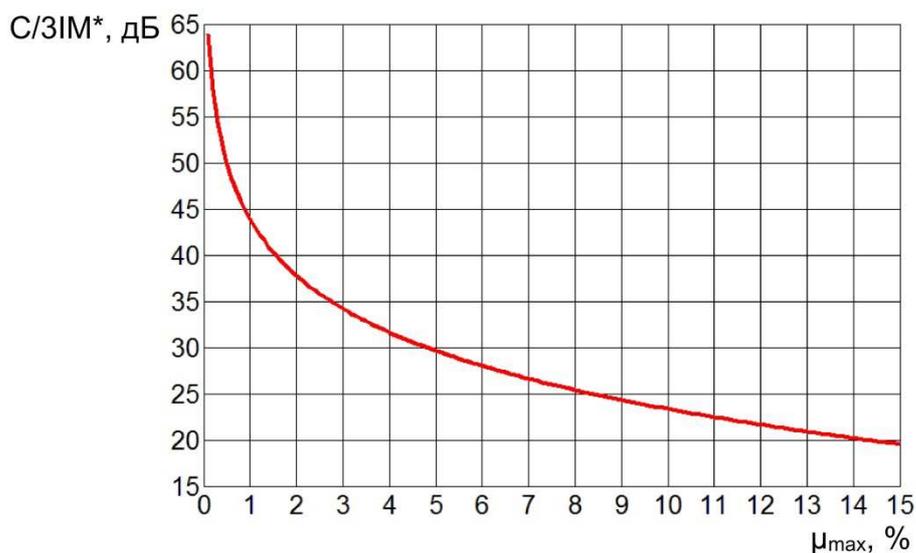


Рисунок А.1 – Гарантируемые значения $C/3IM$ в зависимости от μ_{max}

Требования к μ_{max} , при выполнении которых $C/3IM$ будет не меньше заданного, могут быть получены путем обращения формулы (А.11):

$$\mu_{max} = \frac{\pi}{2} (\sqrt{C/3IM^*} + 1)^{-1}. \quad (\text{А.12})$$

Требования к μ_{max} приводятся в таблице А.1.

Таблица А.1 - Требования к μ_{max} , при которых гарантируется заданный $C/3IM$

$C/3IM^*, \text{дБ}$	30	40	50
$\mu_{max}, \%$	4,8	1,6	0,5

А.3.2 Влияние ошибок фазовых модуляторов

При отклонении коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах от номинального значения комплексная огибающая усиленного сигнала $S_{out}(t)$ может быть выражена по полученной в пункте 2.3.3 формуле (2.25):

$$S_{out}^{(v)}(t) = e^{j[\varphi(t)+b_v\theta(t)]} \sin[\theta(t) + a_v\theta(t)], \quad (\text{А.13})$$

где v – вариант построения УМДФ (УМ №1-4), a_v и b_v – его параметры, зависимость которых от отклонений ε_1 и ε_2 приводится в таблице 2.1; $\theta(t)$ – угол дефазирования (А.7).

В усилителе с одним фазовым модулятором и обратной связью ($v = 4$) сигнал усиливается линейно при любых отклонениях коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу. Усиление в трех других усилителях сопровождается нелинейными искажениями сигнала.

Выходной сигнал (А.13) при входном двухтональном сигнале (А.1) с учетом выражений (А.7) и (А.2) может быть разложен в ряд Фурье (А.3):

$$S_{out}^{(v)}(t) = f_1(e^{jt} - e^{-jt}) + \sum_{\substack{k-\text{нечетное} \\ k \neq \pm 1}} \frac{e^{jkt}}{\pi} \left[\frac{(-1)^{\frac{k+1}{2}} (a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + k}}{(a_v + b_v + 1)^2 - k^2} + \frac{(-1)^{\frac{k+1}{2}} (b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - k}}{(b_v - a_v - 1)^2 - k^2} \right], \quad (\text{А.14})$$

где

$$f_1 = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \left[\frac{-(a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + 1}}{(a_v + b_v + 1)^2 - 1} + \frac{-(b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - 1}}{(b_v - a_v - 1)^2 - 1} \right], & a_v + b_v \neq 0, a_v - b_v \neq 0 \\ -\frac{1}{2\pi} - \frac{j}{4} + \frac{e^{-j\pi a_v - 1}}{4\pi a_v} + \frac{e^{-j\pi a_v + 1}}{4\pi(a_v + 1)}, & a_v + b_v = 0, a_v - b_v \neq 0 \\ \frac{1}{2\pi} - \frac{j}{4} - \frac{e^{j\pi a_v - 1}}{4\pi a_v} - \frac{e^{j\pi a_v + 1}}{4\pi(a_v + 1)}, & a_v + b_v \neq 0, a_v - b_v = 0 \end{cases}$$

Показатель $C/3IM$ выражается через коэффициенты ряда по формуле (А.5):

$$C/3IM = \begin{cases} \left| \frac{\frac{-(a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + 1}}{(a_v + b_v + 1)^2 - 1} + \frac{-(b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - 1}}{(b_v - a_v - 1)^2 - 1}}{\frac{(a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + 3}}{(a_v + b_v + 1)^2 - 9} + \frac{(b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - 3}}{(b_v - a_v - 1)^2 - 9}} \right|^2, & a_v + b_v \neq 0, a_v - b_v \neq 0 \\ \left| \frac{-\frac{1}{2} - \frac{j\pi}{4} + \frac{e^{-j\pi a_v - 1}}{4a_v} + \frac{e^{-j\pi a_v + 1}}{4(a_v + 1)}}{\frac{(a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + 3}}{(a_v + b_v + 1)^2 - 9} + \frac{(b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - 3}}{(b_v - a_v - 1)^2 - 9}} \right|^2, & a_v + b_v = 0, a_v - b_v \neq 0 \\ \left| \frac{\frac{1}{2} - \frac{j\pi}{4} - \frac{e^{j\pi a_v - 1}}{4a_v} - \frac{e^{j\pi a_v + 1}}{4(a_v + 1)}}{\frac{(a_v + b_v + 1) e^{j\frac{\pi}{2}(a_v + b_v) + 3}}{(a_v + b_v + 1)^2 - 9} + \frac{(b_v - a_v - 1) e^{j\frac{\pi}{2}(b_v - a_v) - 3}}{(b_v - a_v - 1)^2 - 9}} \right|^2, & a_v + b_v \neq 0, a_v - b_v = 0 \end{cases} \quad (\text{А.15})$$

Интерес представляет определение значения $C/3IM$, которое может быть гарантировано при выполнении модуляторами требований к максимальному модулю ε_{\max} отклонений относительных коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу ε_1 и ε_2 :

$$C/3IM^* = \min_{\substack{|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{max} \\ |\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{max}}} C/3IM(\varepsilon_1, \varepsilon_2). \quad (A.16)$$

Результаты расчетов гарантируемого значения $C/3IM$ (A.16) при требуемых значениях ε_{max} до 15%, взятых с шагом 0,1%, приведены в таблице Б.1 Приложения Б для первого, второго и третьего вариантов построения УМДФ. Полученные зависимости проиллюстрированы на рисунке А.2.

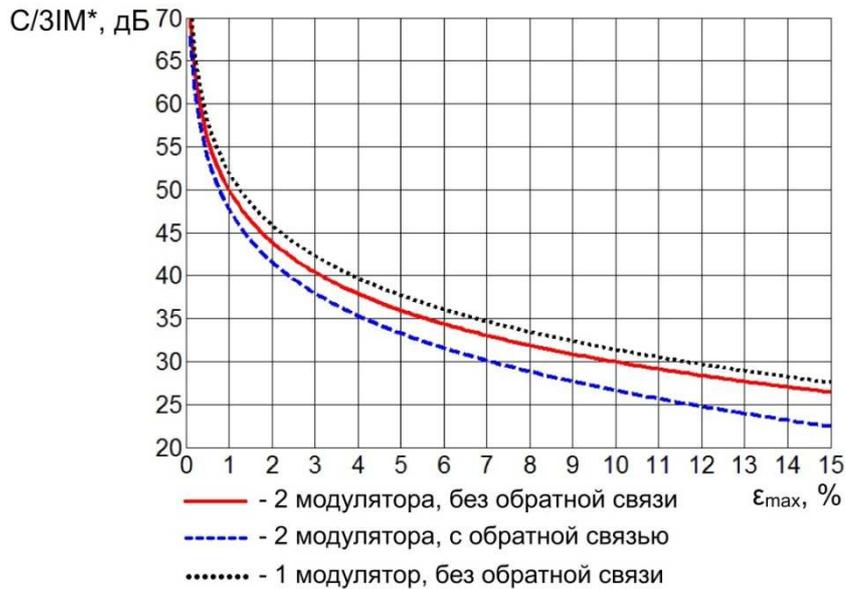


Рисунок А.2 – Гарантируемые значения $C/3IM$ в зависимости от ε_{max}

Графики показывают, что при заданном ε_{max} усилитель с одним фазовым модулятором гарантирует большее значение показателя $C/3IM$, а усилитель с двумя фазовыми модуляторами с обратной связью – меньшее.

На основе зависимостей гарантируемого значения $C/3IM$ от ε_{max} могут быть выработаны требования к ε_{max} , при выполнении которых $C/3IM$ будет не меньше заданного. Требования к фазовым модуляторам при гарантированных значениях $C/3IM$ 30, 40 и 50 дБ для анализируемых УМДФ приводятся в таблице А.2.

Таблица А.2 - Требования к ε_{max} , при которых гарантируется заданный $C/3IM$
В процентах

Вариант построения v	$C/3IM^*$, дБ		
	30	40	50
1	9,9	3,1	0,9
2	7,0	2,3	0,7
3	11,5	3,8	1,2

А.3.3 Влияние неточности нормирования амплитуды входного сигнала

При выборе конечной постоянной времени пикового детектора τ комплексная огибающая усиленного сигнала $S_{out}(t)$ может быть выражена по полученной в пункте 2.3.4 формуле (2.29):

$$S_{out}(t) = \frac{A(t)}{V(t,\tau)} e^{j\varphi(t)}, \text{ где} \quad (\text{A.17})$$

$V(t,\tau)$ – сигнал на выходе пикового детектора, определяемый выражениями (2.30).

Изменение амплитуды входного двухтонального сигнала во времени на протяжении одного периода проиллюстрировано на рисунке А.3 синей пунктирной линией.

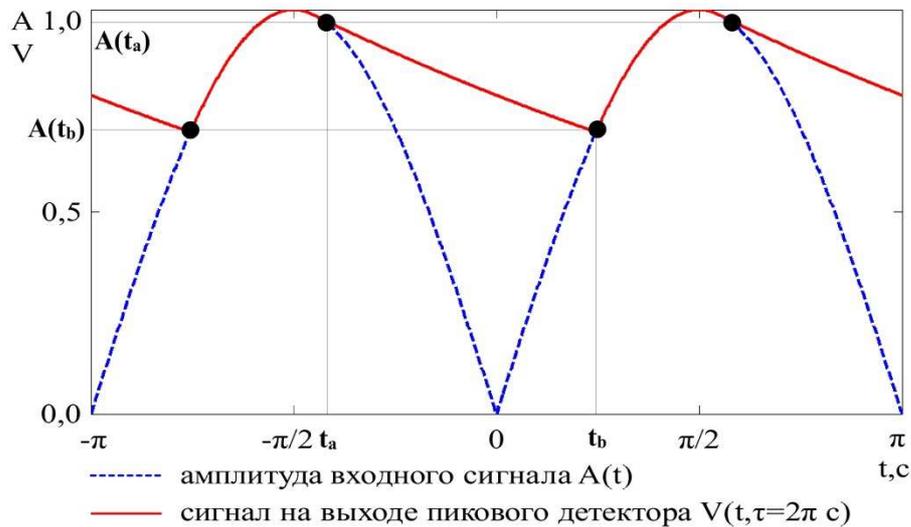


Рисунок А.3 – Амплитуда входного сигнала и сигнал на выходе пикового детектора при постоянной времени, равной одному периоду входного сигнала

Зависимость сигнала $V(t,\tau)$ на выходе пикового детектора от времени при двухтональном входном сигнале показана красной сплошной линией: в промежутках времени от $t_b - \pi$ до t_a и от t_b до $t_a + \pi$ сигнал на выходе пикового детектора повторяет амплитуду входного сигнала, а между пиками входного сигнала спадает по экспоненциальному закону. Аналитически сигнал $V(t,\tau)$ на одном периоде может быть представлен кусочно-заданной функцией:

$$V(t, \tau) = \begin{cases} A(t_a) e^{-\frac{t-t_a+\pi}{\tau}}, & t \in [-\pi, t_b - \pi) \\ A(t), & t \in [t_b - \pi, t_a) \\ A(t_a) e^{-\frac{t-t_a}{\tau}}, & t \in [t_a, t_b) \\ A(t), & t \in [t_b, t_a + \pi) \\ A(t_a) e^{-\frac{t-t_a-\pi}{\tau}}, & t \in [t_a + \pi, \pi) \end{cases}, \quad (\text{A.18})$$

где t_a – момент времени, при котором амплитуда входного сигнала начинает спадать быстрее, чем происходит разряд емкости пикового детектора, t_b – момент времени, при котором растущая амплитуда входного сигнала становится равной сигналу на выходе пикового детектора.

Моменты времени t_a и t_b могут быть найдены из условий:

$$t_a: \frac{\partial A(t)}{\partial t} \Big|_{t=t_a} = \frac{\partial \left[A(t_a) \cdot e^{-\frac{t-t_a}{\tau}} \right]}{\partial t} \Big|_{t=t_a}, \quad t_a \in \left(-\frac{\pi}{2}, 0\right),$$

$$t_b: A(t_b) = A(t_a) \cdot e^{-\frac{t_b-t_a}{\tau}}, \quad t_b \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right),$$

которые с учетом (A.2) $A(t) = |\sin(t)|$ равносильны:

$$t_a = -\arctg(\tau), \quad t_b: e^{\frac{t_a}{\tau}} \sin t_a + e^{\frac{t_b}{\tau}} \sin t_b = 0, \quad t_b \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right). \quad (\text{A.19})$$

Выходной сигнал (A.17) при входном двухтональном сигнале (A.1) с учетом выражений (A.2), (A.18) и (A.19) может быть разложен в ряд Фурье (A.3):

$$S_{out}(t) = \sum_{k-\text{нечетное}} \frac{1}{\pi} \left\{ e^{-jkt_b} \left[-\frac{j}{k} + \frac{\frac{1}{\tau} - jk - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_b}}{(\frac{1}{\tau} - jk)^2 + 1} \right] + e^{-jkt_a} \left[-\frac{j}{k} + \frac{\frac{1}{\tau} - jk - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_a}}{(\frac{1}{\tau} - jk)^2 + 1} \right] \right\} e^{jkt}. \quad (\text{A.20})$$

Показатель $C/3IM$ выражается через коэффициенты ряда по формуле (A.5):

$$C/3IM = \left| \frac{e^{-jt_b} \left[-j + \frac{\frac{1}{\tau} - j - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_b}}{2} \right] + e^{-jta} \left[-j + \frac{\frac{1}{\tau} - j - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_a}}{2} \right]}{e^{-3jt_b} \left[-\frac{j}{3} + \frac{\frac{1}{\tau} - 3j - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_b}}{2} \right] + e^{-3jta} \left[-\frac{j}{3} + \frac{\frac{1}{\tau} - 3j - \frac{1}{\tau \operatorname{tg} t_a}}{2} \right]} \right|^2. \quad (\text{A.21})$$

Зависимость (A.21) $C/3IM$ от постоянной времени пикового детектора строго монотонная (при $\tau \geq 2\pi$): $C/3IM$ растет с ростом τ . В результате, значение $C/3IM$, которое может быть гарантировано при условии, что постоянная времени принимает значения не менее τ_{\min} , равно значению показателя при этой граничной постоянной времени:

$$C/3IM^* = \min_{\tau \geq \tau_{\min}} C/3IM(\tau) = C/3IM(\tau_{\min}). \quad (\text{A.22})$$

Результаты расчетов гарантированного значения $C/3IM$ (А.22) при требуемых значениях τ_{min} от 1 до 150 периодов двухтонального сигнала, взятых с шагом в один период, приведены в таблице Б.2 Приложения Б и проиллюстрированы графически на рисунке А.4.

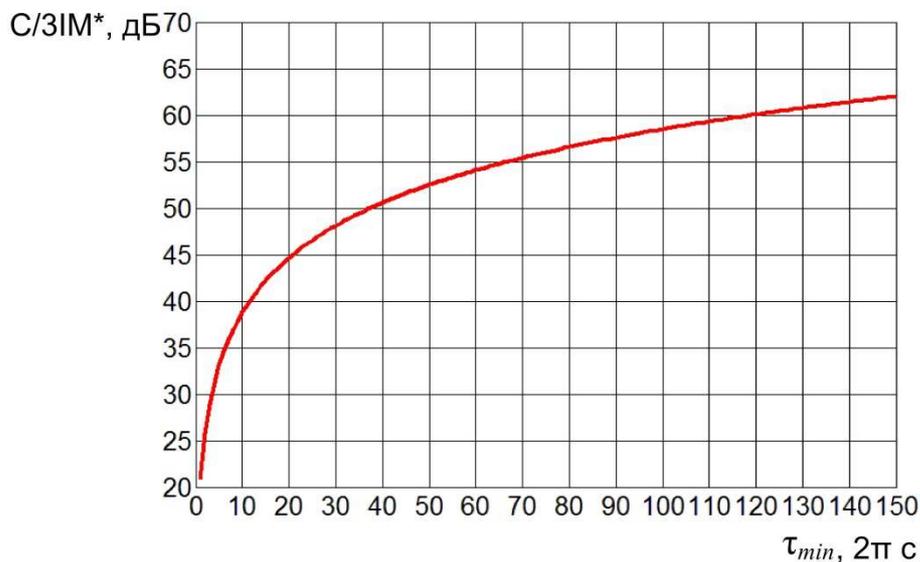


Рисунок А.4 – Гарантируемые значения $C/3IM$ в зависимости от τ_{min}

На основе зависимостей гарантированного значения $C/3IM$ от τ_{min} могут быть выработаны требования к τ_{min} , при выполнении которых $C/3IM$ будет не меньше заданного. Требования к выбору постоянной времени пикового детектора при гарантированных значениях $C/3IM^*$ 30, 40 и 50 дБ приводятся в таблице А.3.

Таблица А.3 - Требования к τ_{min} , при которых гарантируется заданный $C/3IM$

$C/3IM^*, \text{ дБ}$	30	40	50
$\tau_{min}, 2\pi \cdot \text{с}$	4	12	38

А.4 Разработка методики оценки уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка

А.4.1 Выражение уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка при совместном влиянии факторов

Практическую важность представляет оценка уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка, который может быть гарантирован при нахождении параметров усилителей в ограниченной требованиями области. Методика этой оценки, описанная ниже, может использоваться для подтверждения выполнения требования технического задания на усилитель, которое предъявляется к минимальному значению показателя $C/3IM$ при известных ограничениях, накладываемых на параметры усилителя ($|\mu| \leq \mu_{\max}$, $|\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{\max}$, $|\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{\max}$, $\tau \geq \tau_{\min}$).

В параграфе А.3 получены зависимости гарантированного значения показателя $C/3IM$ от граничных значений ε_{\max} , μ_{\max} и τ_{\min} параметров усилителей при влиянии каждого из трех исследуемых факторов в отдельности. Зависимость от μ_{\max} – аналитическая (А.11). Зависимости от ε_{\max} и τ_{\min} – графические (рисунки А.2 и А.4), которые могут быть аппроксимированы путем интерполяции наборов точек в таблицах Б.1 и Б.2 Приложения Б.

Для обобщения результатов на случай одновременного действия этих факторов предлагается подход, который основан на предположении, что минимальное итоговое значение $C/3IM$ достигается в случае, когда максимальные значения интермодуляционных продуктов третьего порядка, обусловленные действием каждого из факторов, складываются в фазе. Если при этом учесть незначительность компрессии мощности составляющих на частоте тона при практически интересном высоком значении показателя $C/3IM$, то для оценки гарантируемого значения показателя $C/3IM$ может быть использована следующая обобщающая формула:

$$C/3IM_{\varepsilon\mu\tau}^*(\varepsilon_{max}, \mu_{max}, \tau_{min}) = \left\{ [C/3IM_{\varepsilon}^*(\varepsilon_{max})]^{-\frac{1}{2}} + [C/3IM_{\mu}^*(\mu_{max})]^{-\frac{1}{2}} + [C/3IM_{\tau}^*(\tau_{min})]^{-\frac{1}{2}} \right\}^{-2}, (A.23)$$

где показатели $C/3IM$ в правой части формулы рассчитываются при отдельном воздействии ошибок фазовой модуляции, разбаланса трактов усиления и неточности нормирования амплитуды входного сигнала: $C/3IM_{\mu}^*(\mu_{max})$ рассчитывается по формуле (A.11), $C/3IM_{\varepsilon}^*(\varepsilon_{max})$ и $C/3IM_{\tau}^*(\tau_{min})$ – по интерполяционному правилу (в методике используется кубическая интерполяция), примененному к точкам таблиц Б.1 и Б.2 соответственно.

А.4.2 Описание методики

Методика оценки гарантируемого уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка при ограничениях, налагаемых на область значений параметров усилителей, разработана на основе обобщения (A.23) аналитической зависимости (A.11) и поточечных зависимостей (таблицы Б.1 и Б.2) этого показателя от граничных значений параметров в случае одновременного воздействия исследуемых факторов.

Исходные данные методики: в соответствии с таблицей А.4.

Таблица А.4 - Исходные данные методики

Обозначение	Описание	Допустимые значения
v	Вариант построения УМДФ: с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи ($v = 1$), с двумя фазовыми модуляторами и обратной связью ($v = 2$), с одним фазовым модулятором без обратной связи ($v = 3$), с одним фазовым модулятором и обратной связью ($v = 4$)	1, 2, 3 или 4
ε_{max}	Максимальный модуль относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах	От 0 до 10%
μ_{max}	Максимальный модуль относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения	От 0 до 10%
τ_{min}	Минимальная постоянная времени пикового детектора, выраженная в периодах входного двухтонального сигнала	От 5 до 100

Оценка выполняется в соответствии со следующим алгоритмом.

Шаг 1. Рассчитать по формуле (A.11) значение показателя $C/3IM_{\mu}^*$ при заданном максимальном модуле μ_{\max} относительного различия комплексных коэффициентов усиления усилителей мощности.

Шаг 2. Рассчитать значение показателя $C/3IM_{\varepsilon}^*$ при заданном максимальном модуле относительного отклонения ε_{\max} коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах путем кубической интерполяции поточечной зависимости в таблице Б.1, которая соответствует заданному варианту построения УМДФ v .

Шаг 3. Рассчитать значение показателя $C/3IM_{\tau}^*$ при заданной минимальной постоянной времени τ_{\min} пикового детектора путем кубической интерполяции поточечной зависимости в таблице Б.2.

Шаг 4. Оценить по формуле (A.23) искомое значение $C/3IM^*$ при совместном влиянии трех факторов путем подстановки значений $C/3IM_{\mu}^*$, $C/3IM_{\varepsilon}^*$, $C/3IM_{\tau}^*$, рассчитанных соответственно на шагах 1, 2 и 3, в правую часть равенства (A.23).

Результат методики: полученное на шаге 4 значение гарантируемого уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка.

А.4.3 Проверка достоверности методики

Методика оценки уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка основывается на аналитической (A.11) и поточечных (таблицы Б.1 и Б.2) зависимостях и описанном подходе к учету совместного влияния факторов. Для проверки правильности полученных зависимостей и справедливости предложенного подхода выполняется имитационное моделирование.

Входной двухтональный сигнал (A.1) представлен $N = 1000$ отсчетами, взятыми через равные промежутки времени на протяжении одного периода. Отсчеты входного сигнала преобразуются в усилителе в соответствии с

алгоритмом, описанным в пункте 2.4.3. Полученные отсчеты выходного сигнала умножаются на отсчеты функции $\exp(-jt)$, $\exp(jt)$, $\exp(-3jt)$ и $\exp(3jt)$, взятые в те же моменты времени. С помощью численного интегрирования оцениваются первые и третьи коэффициенты (А.4) разложения выходного сигнала в ряд Фурье:

$$\begin{aligned} f_{\pm 1} &= \frac{1}{N-1} \left(\frac{S_{out}(t_1)e^{\mp jt_1}}{2} + \sum_{k=2}^{N-1} S_{out}(t_k) e^{\mp jt_k} + \frac{S_{out}(t_N)e^{\mp jt_N}}{2} \right), \\ f_{\pm 3} &= \frac{1}{N-1} \left(\frac{S_{out}(t_1)e^{\mp 3jt_1}}{2} + \sum_{k=2}^{N-1} S_{out}(t_k) e^{\mp 3jt_k} + \frac{S_{out}(t_N)e^{\mp 3jt_N}}{2} \right), \\ t_k &= -\frac{\pi}{2} + \frac{k-1}{N-1} 2\pi, k=1 \dots N. \end{aligned} \quad (A.24)$$

Подстановка коэффициентов ряда (А.24) в (А.5) дает оценку показателя уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка С/ЗІМ.

При проверке зависимости (А.11) гарантируемого значения показателя С/ЗІМ от максимального модуля относительного различия комплексных коэффициентов усиления усилителей мощности в трактах усилителя μ_{\max} исходные данные имитационного алгоритма задаются в предположении отсутствия влияния ошибок фазовых модуляторов (v – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$) и нормирования амплитуды на ее максимальное значение ($n = 2$). Действительная и мнимая части параметра μ варьируются в диапазоне от минус 15% до 15% с шагом 0,1%. Полученные в результате моделирования значения показателя С/ЗІМ отмечены синими точками на графике на рисунке А.5 с координатой по оси абсцисс $\mu_{\max} = |\mu|$. Оценка нижней границы показателя С/ЗІМ, построенная по формуле (А.11), отображена на графике красной линией.

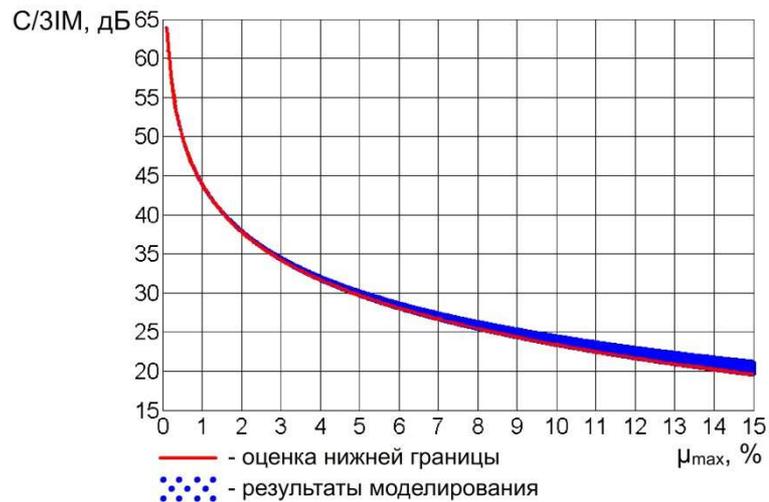
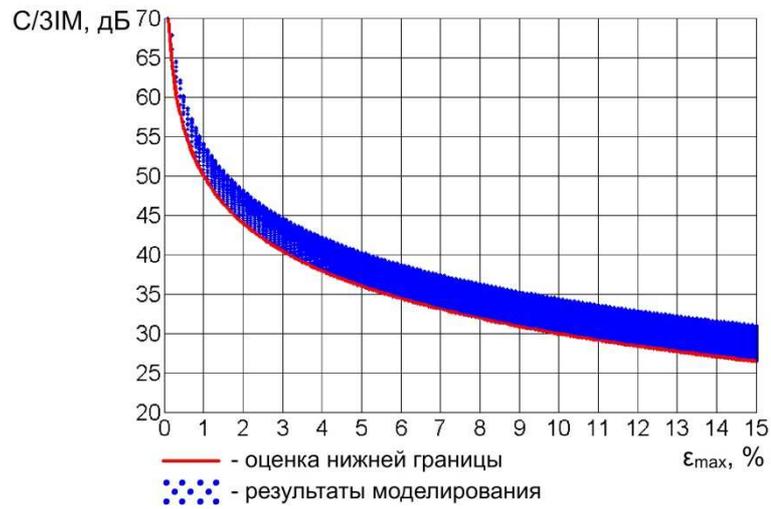
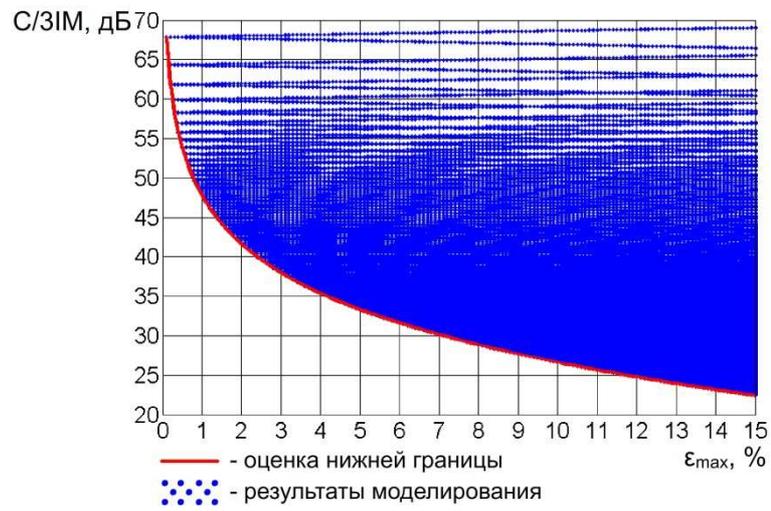


Рисунок А.5 – Результаты моделирования и оценка нижней границы $C/3IM$ при неидентичности трактов усиления

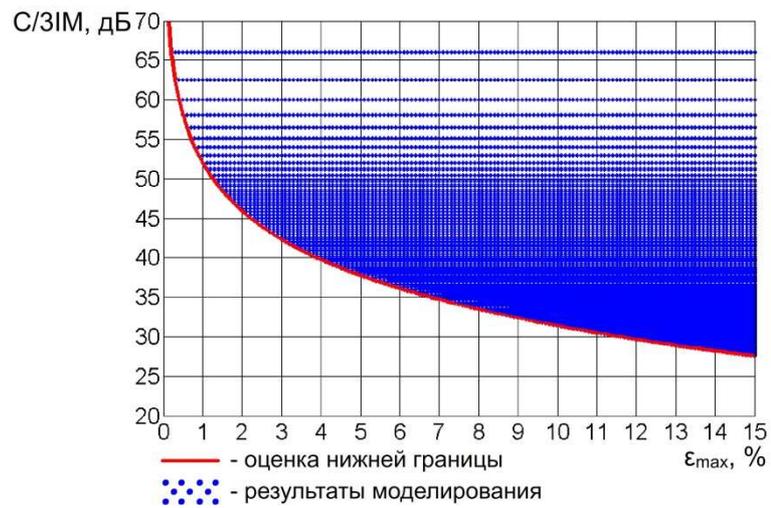
При проверке поточечной зависимости (таблица Б.1) гарантируемого значения показателя $C/3IM$ от максимального модуля относительного отклонения коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах ϵ_{\max} исходные данные имитационного алгоритма задаются в предположении идентичности трактов усиления мощности ($\mu = 0$) и нормирования амплитуды на ее максимальное значение ($n = 2$). Выполняется моделирование первого, второго и третьего вариантов построения УМДФ v . Варьируются относительные отклонений ϵ_1 и ϵ_2 коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах в диапазоне от минус 15% до 15% с шагом 0,1%. Полученные в результате моделирования значения показателя $C/3IM$ отмечены синими точками на графиках на рисунке А.6 с координатой по оси абсцисс $\epsilon_{\max} = \max(|\epsilon_1|, |\epsilon_2|)$. Оценка нижней границы показателя $C/3IM$, построенная по точкам таблицы Б.1, отображена на графиках красной линией.



а)



б)



в)

Рисунок А.6 – Результаты моделирования и оценка нижней границы С/3ИМ при наличии ошибок фазовых модуляторов в УМ №1 (а), УМ №2 (б) и УМ №3 (в)

При проверке поточечной зависимости (таблица Б.2) гарантируемого значения показателя $C/3IM$ от минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{min} исходные данные имитационного алгоритма задаются в предположении идентичности трактов усиления мощности ($\mu = 0$), отсутствия влияния ошибок фазовых модуляторов (v – любое, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$), нормирования амплитуды с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени ($n = 1$). Постоянная времени пикового детектора τ варьируется от 1 до 150 периодов входного двухтонального сигнала с шагом в 1 период. Полученные в результате моделирования значения показателя $C/3IM$ при этих значениях постоянной времени точно легли на кривую оценки нижней границы показателя $C/3IM$ на рисунке А.4.

При всех значениях варьируемых параметров точки на графиках, построенные в результате моделирования, лежат либо выше проверяемой оценки нижней границы показателя $C/3IM$, либо на ней самой, что подтверждает точность аналитической (А.11) и поточечных (таблицы Б.1 и Б.2) зависимостей и, соответственно, точность методики в случае действия исследуемых факторов в отдельности.

При проверке методики в случае совместного влияния факторов исходные данные имитационного алгоритма задаются в предположении нормирования амплитуды с использованием пикового детектора с конечной постоянной времени ($n = 1$). Выполняется моделирование всех четырех вариантов построения УМДФ. Относительные отклонения ε_1 и ε_2 коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах и действительная и мнимая части относительного отклонения комплексных коэффициентов усиления сигнала в трактах УМДФ от их среднего значения μ варьируются в диапазоне от минус 10% до 10% с шагом 0,5%, постоянная времени τ пикового детектора - в диапазоне от 5 до 100 периодов двухтонального сигнала с шагом 5 периодов.

При каждом наборе варьируемых параметров измеряется разность $\Delta C/3IM$ полученного в результате моделирования значения показателя $C/3IM$ и оценки его

нижней границы, выполненной по проверяемой методике с исходными данными $\mu_{\max} = |\mu|$, $\varepsilon_{\max} = \max(|\varepsilon_1|, |\varepsilon_2|)$, $\tau_{\min} = \tau$. Минимальное значение этой разности для каждого из четырех вариантов построения усилителя приводятся в таблице А.5.

Таблица А.5 – Минимальная разность значения показателя С/ЗІМ, полученного в результате моделирования, и оценки его нижней границы

Номер ТР v	1	2	3	4
Минимальная разность $\Delta C/3IM$, дБ	-0,37	0,05	-0,01	-0,02

Минимальные разности показателя С/ЗІМ и оценки его нижней границы в таблице А.5 показывают, что показатель С/ЗІМ УМ №1 в отдельных случаях может отклоняться в меньшую сторону от оценки нижней границы до 0,4 дБ. Погрешность оценки нижней границы показателя С/ЗІМ УМ №2, УМ №3 и УМ №4 не превышает 0,1 дБ.

А.5 Выводы

1. Разработанная методика позволяет оценивать допустимые величины параметров анализируемых УМДФ, при которых обеспечиваются требования к уровню С/ЗІМ интермодуляционных продуктов третьего порядка, возникающих при усилении двухтонального сигнала. Для гарантирования С/ЗІМ 40 дБ комплексные коэффициенты усиления трактов не должны отличаться от их среднего значения более чем на 1,6%; постоянная времени пикового детектора должна выбираться по крайней мере в двенадцать раз больше периода входного двухтонального сигнала; отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах от номинального значения не более 2,3% оказывается достаточным для использования каждого из исследуемых УМДФ.

2. Результаты имитационного моделирования подтверждают справедливость оценки гарантируемого значения показателя $C/3IM$, выполняемой по разработанной методике. Погрешность оценки не превосходит 0,4 дБ при использовании УМДФ с двумя фазовыми модуляторами без обратной связи (УМ №1) и 0,1 дБ – при использовании других УМДФ (УМ №2, УМ №3, УМ №4).

3. Выполненный анализ показывает, что при усилении двухтонального сигнала отклонение коэффициентов преобразования модулирующего сигнала в фазу в фазовых модуляторах неодинаково влияет на уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка при использовании разных вариантов построения усилителя. Использование блока преобразования первой составляющей входного сигнала во вторую в УМ №3 позволяет ослабить требования к максимальному модулю этого отклонения по сравнению с усилителями УМ №1 и УМ №2, в которых этот блок не используется. При требованиях к $C/3IM$ 30-50 дБ выигрыш составляет 15-30% по сравнению с УМ №1 и 60-70% по сравнению с УМ №2.

Приложение Б
ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЙ МАТЕРИАЛ
К ГЛАВАМ ДИССЕРТАЦИИ И ПРИЛОЖЕНИЮ А

Б.1 Таблицы к Приложению А

В таблицах Б.1 и Б.2 приводятся наборы точек, используемые в методике оценки уровня интермодуляционных продуктов третьего порядка для интерполяции зависимостей показателя $C/3IM^*$ от максимального модуля относительного отклонения ϵ_{\max} коэффициента преобразования модулирующего сигнала в фазу от номинального значения в фазовых модуляторах и от минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{\min} .

Таблица Б.1 – Зависимость показателя $C/3IM^*$ от ϵ_{\max} при усилении двухтонального сигнала в УМ №1 ($v = 1$), УМ №2 ($v = 2$), и УМ №3 ($v = 3$)

$\epsilon_{\max}, \%$	$C/3IM^*, \text{дБ}$		
	$v = 1$	$v = 2$	$v = 3$
0,1	69,94	67,84	72,03
0,2	63,92	61,81	66,01
0,3	60,40	58,28	62,48
0,4	57,90	55,77	59,97
0,5	55,96	53,82	58,03
0,6	54,38	52,22	56,44
0,7	53,04	50,87	55,09
0,8	51,88	49,70	53,93
0,9	50,86	48,67	52,90
1	49,94	47,74	51,98
1,1	49,12	46,90	51,14
1,2	48,36	46,14	50,38
1,3	47,66	45,43	49,68
1,4	47,02	44,77	49,03
1,5	46,42	44,16	48,42
1,6	45,86	43,59	47,85
1,7	45,33	43,05	47,32
1,8	44,84	42,54	46,82
1,9	44,37	42,06	46,34
2	43,92	41,60	45,89

$\varepsilon_{\max}, \%$	C/3IM*, дБ		
	$v = 1$	$v = 2$	$v = 3$
2,1	43,50	41,17	45,46
2,2	43,09	40,75	45,05
2,3	42,71	40,36	44,66
2,4	42,34	39,97	44,28
2,5	41,98	39,61	43,92
2,6	41,64	39,26	43,57
2,7	41,32	38,92	43,24
2,8	41,00	38,59	42,92
2,9	40,69	38,27	42,60
3	40,40	37,97	42,30
3,1	40,12	37,67	42,01
3,2	39,84	37,38	41,73
3,3	39,57	37,10	41,46
3,4	39,31	36,83	41,19
3,5	39,06	36,57	40,93
3,6	38,82	36,31	40,68
3,7	38,58	36,06	40,44
3,8	38,35	35,82	40,20
3,9	38,12	35,58	39,97
4	37,90	35,35	39,74
4,1	37,69	35,12	39,52
4,2	37,48	34,90	39,30
4,3	37,27	34,68	39,09
4,4	37,07	34,47	38,88
4,5	36,88	34,26	38,68
4,6	36,69	34,06	38,49
4,7	36,50	33,86	38,29
4,8	36,32	33,67	38,10
4,9	36,14	33,47	37,92
5	35,96	33,29	37,74
5,1	35,79	33,10	37,56
5,2	35,62	32,92	37,38
5,3	35,46	32,74	37,21
5,4	35,29	32,57	37,04
5,5	35,14	32,40	36,87
5,6	34,98	32,23	36,71
5,7	34,83	32,06	36,55
5,8	34,67	31,90	36,39
5,9	34,53	31,74	36,24
6	34,38	31,58	36,09
6,1	34,24	31,42	35,94
6,2	34,09	31,27	35,79
6,3	33,96	31,12	35,64
6,4	33,82	30,97	35,50

$\varepsilon_{\max}, \%$	C/3IM*, дБ		
	$v = 1$	$v = 2$	$v = 3$
6,5	33,68	30,82	35,36
6,6	33,55	30,68	35,22
6,7	33,42	30,53	35,08
6,8	33,29	30,39	34,95
6,9	33,17	30,25	34,81
7	33,04	30,11	34,68
7,1	32,92	29,98	34,55
7,2	32,80	29,84	34,42
7,3	32,68	29,71	34,30
7,4	32,56	29,58	34,17
7,5	32,44	29,45	34,05
7,6	32,33	29,32	33,93
7,7	32,21	29,20	33,81
7,8	32,10	29,07	33,69
7,9	31,99	28,95	33,57
8	31,88	28,83	33,46
8,1	31,77	28,71	33,34
8,2	31,67	28,59	33,23
8,3	31,56	28,47	33,12
8,4	31,46	28,35	33,01
8,5	31,35	28,24	32,90
8,6	31,25	28,12	32,79
8,7	31,15	28,01	32,68
8,8	31,05	27,90	32,58
8,9	30,95	27,78	32,47
9	30,86	27,67	32,37
9,1	30,76	27,56	32,26
9,2	30,67	27,46	32,16
9,3	30,57	27,35	32,06
9,4	30,48	27,24	31,96
9,5	30,39	27,14	31,86
9,6	30,30	27,03	31,77
9,7	30,21	26,93	31,67
9,8	30,12	26,83	31,58
9,9	30,03	26,73	31,48
10	29,94	26,63	31,39
10,1	29,86	26,53	31,29
10,2	29,77	26,43	31,20
10,3	29,69	26,33	31,11
10,4	29,60	26,23	31,02
10,5	29,52	26,14	30,93
10,6	29,44	26,04	30,84
10,7	29,35	25,95	30,75
10,8	29,27	25,85	30,67

$\epsilon_{\max}, \%$	C/3IM*, дБ		
	$v = 1$	$v = 2$	$v = 3$
10,9	29,19	25,76	30,58
11	29,11	25,66	30,49
11,1	29,04	25,57	30,41
11,2	28,96	25,48	30,32
11,3	28,88	25,39	30,24
11,4	28,80	25,30	30,16
11,5	28,73	25,21	30,07
11,6	28,65	25,12	29,99
11,7	28,58	25,03	29,91
11,8	28,50	24,95	29,83
11,9	28,43	24,86	29,75
12	28,36	24,77	29,67
12,1	28,29	24,69	29,59
12,2	28,21	24,60	29,51
12,3	28,14	24,52	29,44
12,4	28,07	24,43	29,36
12,5	28,00	24,35	29,28
12,6	27,93	24,26	29,21
12,7	27,87	24,18	29,13
12,8	27,80	24,10	29,06
12,9	27,73	24,02	28,98
13	27,66	23,94	28,91
13,1	27,60	23,86	28,84
13,2	27,53	23,78	28,76
13,3	27,46	23,70	28,69
13,4	27,40	23,62	28,62
13,5	27,33	23,54	28,55
13,6	27,27	23,46	28,48
13,7	27,21	23,38	28,41
13,8	27,14	23,31	28,34
13,9	27,08	23,23	28,27
14	27,02	23,15	28,20
14,1	26,96	23,08	28,13
14,2	26,89	23,00	28,06
14,3	26,83	22,92	28,00
14,4	26,77	22,85	27,93
14,5	26,71	22,78	27,86
14,6	26,65	22,70	27,80
14,7	26,59	22,63	27,73
14,8	26,54	22,55	27,66
14,9	26,48	22,48	27,60
15	26,42	22,41	27,53

Таблица Б.2 – Зависимость показателя $C/3IM^*$ от τ_{min}

$\tau_{min}, 2\pi c$	$C/3IM^*, дБ$
1	20,76
2	25,79
3	28,93
4	31,22
5	33,03
6	34,53
7	35,80
8	36,91
9	37,89
10	38,78
11	39,58
12	40,31
13	40,99
14	41,61
15	42,20
16	42,75
17	43,26
18	43,75
19	44,21
20	44,65
21	45,06
22	45,46
23	45,84
24	46,20
25	46,55
26	46,89
27	47,21
28	47,52
29	47,83
30	48,12
31	48,40
32	48,67
33	48,93
34	49,19
35	49,44
36	49,68
37	49,92
38	50,15
39	50,37
40	50,59
41	50,80
42	51,01
43	51,21
44	51,41

$\tau_{\min}, 2\pi \text{ c}$	C/3IM*, дБ
45	51,60
46	51,79
47	51,98
48	52,16
49	52,34
50	52,51
51	52,68
52	52,85
53	53,01
54	53,17
55	53,33
56	53,49
57	53,64
58	53,79
59	53,94
60	54,08
61	54,23
62	54,37
63	54,50
64	54,64
65	54,77
66	54,91
67	55,04
68	55,16
69	55,29
70	55,41
71	55,54
72	55,66
73	55,78
74	55,89
75	56,01
76	56,12
77	56,24
78	56,35
79	56,46
80	56,57
81	56,67
82	56,78
83	56,89
84	56,99
85	57,09
86	57,19
87	57,29
88	57,39
89	57,49

$\tau_{\min}, 2\pi \text{ с}$	C/3IM*, дБ
90	57,59
91	57,68
92	57,78
93	57,87
94	57,96
95	58,05
96	58,14
97	58,23
98	58,32
99	58,41
100	58,50
101	58,58
102	58,67
103	58,75
104	58,84
105	58,92
106	59,00
107	59,08
108	59,16
109	59,24
110	59,32
111	59,40
112	59,48
113	59,55
114	59,63
115	59,71
116	59,78
117	59,86
118	59,93
119	60,00
120	60,08
121	60,15
122	60,22
123	60,29
124	60,36
125	60,43
126	60,50
127	60,57
128	60,63
129	60,70
130	60,77
131	60,83
132	60,90
133	60,97
134	61,03

$\tau_{\min}, 2\pi \text{ с}$	C/3IM*, дБ
135	61,10
136	61,16
137	61,22
138	61,29
139	61,35
140	61,41
141	61,47
142	61,53
143	61,59
144	61,65
145	61,71
146	61,77
147	61,83
148	61,89
149	61,95
150	62,01

Б.2 Таблицы к главе 3

В таблице Б.3 приводится набор точек, используемый в методике оценки влияния неточности нормирования амплитуды на уровни нелинейных искажений при усилении многоканального сигнала для интерполяции зависимостей показателя NPR* от минимальной постоянной времени пикового детектора τ_{\min} .

Таблица Б.3 – Зависимость показателя NPR* от τ_{\min}

$\tau_{\min}, 1/\text{В}$	NPR*, дБ
1	9,2
2	10,1
3	10,8
4	11,4
5	11,8
6	12,3
7	12,6
8	13,0
9	13,3
10	13,6
20	15,9
30	17,4
40	18,7
50	19,7

$\tau_{\min}, 1/B$	NPR*, дБ
60	20,5
70	21,3
80	21,9
90	22,5
100	23,0
200	26,4
300	28,5
400	29,9
500	31,1
600	32,0
700	32,8
800	33,4
900	34,0
1000	34,5
2000	37,8
3000	39,7
4000	41,1
5000	42,1
6000	43,0
7000	43,7
8000	44,3
9000	44,9
10000	45,4

Б.3 Таблицы и графики к главе 5

В таблицах Б.4-Б.9 приводятся значения оптимизируемых параметров, оцениваемых показателей и вспомогательных величин, полученных в результате решения оптимизационной задачи оценки эффективности (5.4) реализаций метода дефазирования с разными долями рекуперированной мощности при передаче сигнальных конструкций стандарта DVB-S2 спутникового радиовещания.

Таблица Б.4 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 0% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	4,0	4,9	5,5	3,8	4,7	5,2	4,7	5,6	6,3	5,3	6,2	6,6
	Эффективность использования мощности платформы E, %	30	24	21	31	25	22	25	21	18	22	18	16
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,5	2,7	2,2	2,5	2,7	11	11	11	200	840	1300
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,8	0,8	0,9	2,1	2,2	2,2	3,6	4,5	4,9
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,2	0,3	0,5	0,5	0,7	0,7
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,1	30,2	30,1	30,0	30,2	30,1	37,9	37,0	36,4	51,0	53,9	53,6
	Коэффициент полезного действия η , %	63	62	61	63	62	61	46	45	45	32	27	24
	Эффективность использования мощности платформы E, %	61	59	58	60	58	56	44	42	40	29	23	21

Таблица Б.5 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 20% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	3,9	5,0	5,5	3,9	4,8	5,2	4,7	5,6	6,3	5,3	6,2	6,5
	Эффективность использования мощности платформы E, %	33	26	24	34	28	25	28	23	20	25	20	19
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,4	2,7	2,2	2,5	2,7	12	11	11	220	940	1100
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,7	0,8	0,9	2,2	2,2	2,2	3,7	4,5	4,8
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,2	0,3	0,5	0,5	0,7	0,7
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,1	30,0	30,1	30,1	30,1	30,2	38,4	37,0	36,4	51,4	54,2	53,2
	Коэффициент полезного действия η , %	65	64	63	64	63	63	48	48	48	35	29	27
	Эффективность использования мощности платформы E, %	63	61	60	62	59	58	47	45	43	31	25	24

Таблица Б.6 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 40% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	4,0	5,0	5,5	3,9	4,8	5,5	4,8	5,5	6,4	5,5	6,2	6,6
	Эффективность использования мощности платформы E, %	37	30	28	37	31	27	32	27	23	27	24	22
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,4	2,7	2,2	2,5	2,7	11	14	12	260	990	1200
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,7	0,8	0,9	2,1	2,3	2,2	3,7	4,5	4,9
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,2	0,3	0,5	0,5	0,6	0,6
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,0	30,0	30,1	30,1	30,1	30,1	37,9	38,2	36,8	52,0	54,3	53,4
	Коэффициент полезного действия η , %	66	66	65	66	65	65	52	51	51	39	33	31
	Эффективность использования мощности платформы E, %	64	63	62	63	61	60	50	47	46	35	29	27

Таблица Б.7 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 60% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	3,9	5,0	5,5	3,9	5,0	5,3	4,7	5,5	6,1	5,4	6,5	6,5
	Эффективность использования мощности платформы E, %	42	35	32	43	35	33	37	32	29	32	27	27
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,5	2,7	2,2	2,5	2,7	13	13	14	360	1280	1700
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,8	0,8	0,9	2,2	2,3	2,3	3,8	4,6	5,0
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,1	0,3	0,4	0,4	0,6	0,5
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,0	30,2	30,1	30,0	30,1	30,1	38,8	37,8	37,5	53,3	54,9	54,1
	Коэффициент полезного действия η , %	68	67	67	68	67	67	56	55	54	43	37	35
	Эффективность использования мощности платформы E, %	66	65	64	65	63	62	54	52	49	39	33	32

Таблица Б.8 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 80% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	3,9	4,9	5,5	3,9	4,8	5,5	4,8	5,7	5,9	5,4	6,4	6,8
	Эффективность использования мощности платформы E, %	49	43	39	49	44	39	43	38	36	39	34	32
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,4	2,7	2,2	2,9	3,2	13	14	14	530	2000	3100
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,7	0,9	1,0	2,2	2,3	2,3	3,9	4,8	5,2
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,3	0,1	0,3	0,4	0,3	0,5	0,5
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,1	30,0	30,2	30,1	30,9	30,9	38,7	38,2	37,5	54,9	55,8	54,9
	Коэффициент полезного действия η , %	70	70	69	70	69	68	60	60	60	49	43	41
	Эффективность использования мощности платформы E, %	68	67	66	67	65	64	58	56	54	45	39	36

Таблица Б.9 – Показатели эффективности метода дефазирования при восстановлении 100% мощности

Способ нормирования амплитуды	Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
	Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Нормирование амплитуды на ее максимальное значение	Пик-фактор усиленного (усиливаемого) сигнала PAPR, дБ	4,0	4,9	5,5	3,8	4,9	5,4	4,7	5,6	6,3	5,3	6,0	6,5
	Эффективность использования мощности платформы E, %	57	53	50	58	53	50	54	49	45	51	47	44
Нормирование амплитуды на сигнал с выхода пикового детектора с конечной постоянной времени	Оптимальная постоянная времени пикового детектора τ , $\times T_s$	2,2	2,4	2,7	3,3	4,3	4,9	15	17	26	1000	4700	4900
	Пик-фактор усиленного сигнала PAPR, дБ	0,7	0,8	0,9	0,9	1,1	1,2	2,2	2,4	2,7	4,1	5,0	5,4
	Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,2	0,2	0,1	0,2	0,2	0,1	0,2	0,3	0,2	0,2	0,3
	Уровень мощности излучения в соседнем канале ABPR при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,0	30,0	30,1	32,2	33,1	33,2	39,5	39,1	40,2	56,9	57,0	55,4
	Коэффициент полезного действия η , %	72	72	71	71	71	70	66	65	64	57	52	50
	Эффективность использования мощности платформы E, %	70	69	68	69	68	67	64	62	60	54	50	47

В таблицах Б.10 и Б.11 приводятся поточечные зависимости, характеризующие усилитель мощности и используемые в главе 5 при оценке эффективности реализаций применяемых методов снижения нелинейных искажений сигнала.

Таблица Б.10 – Зависимости КПД и NPR усилителя мощности от ОВО

ОВО, дБ	КПД, %	NPR, дБ	
		Нет линейризатора	Есть линейризатор
0,0	64,3	-	-
-0,5	60,1	-	-
-1,0	57,1	-	-
-1,5	53,4	-	-
-2,0	50,4	10,60	11,70
-2,5	47,4	12,20	14,10
-3,0	44,5	12,90	15,50
-3,5	41,7	14,10	16,80
-4,0	38,9	15,20	19,00
-5,0	33,5	17,20	23,20
-6,0	28,6	19,10	26,80
-7,0	24,1	21,10	31,00
-8,0	20,2	23,10	34,80
-9,0	16,8	23,50	39,50
-10,0	13,8	25,50	43,30

Таблица Б.11 – Характеристики АМ/АМ и АМ/ФМ усилителя мощности

Наличие линейризатора	Нет		Да	
	ОВО, дБ	Сдвиг фазы, °	ОВО, дБ	Сдвиг фазы, °
5	-3,76	-71,51	-1,04	1,40
4	-2,40	-64,89	-0,95	0,60
3	-1,26	-58,86	-0,78	-0,05
2	-0,50	-53,63	-0,49	-0,56
1	-0,11	-48,99	-0,16	-0,12
0	0,00	-44,41	0,00	0,61
-1	-0,08	-40,15	-0,17	1,46
-2	-0,31	-35,72	-0,69	2,46
-3	-0,64	-31,55	-1,44	2,46
-4	-1,06	-28,07	-2,28	2,27
-5	-1,54	-24,72	-3,18	1,91
-6	-2,08	-21,57	-4,11	1,47
-7	-2,68	-18,67	-5,08	1,19
-8	-3,34	-15,99	-6,07	0,98
-9	-4,06	-13,52	-7,07	0,91

Наличие линеаризатора	Нет		Да	
	ОВО, дБ	Сдвиг фазы, °	ОВО, дБ	Сдвиг фазы, °
-10	-4,84	-11,32	-8,07	0,77
-11	-5,67	-9,31	-9,07	0,69
-12	-6,54	-7,53	-10,07	0,60
-13	-7,44	-5,99	-11,06	0,50
-14	-8,36	-4,74	-12,06	0,32
-15	-9,30	-3,67	-13,06	0,23
-16	-10,25	-2,81	-14,06	0,21
-17	-11,21	-2,15	-15,06	0,18
-18	-12,17	-1,59	-16,06	0,17
-19	-13,15	-1,15	-17,06	0,13
-20	-14,13	-0,80	-18,06	0,08
-21	-15,10	-0,60	-19,06	0,06
-22	-16,10	-0,40	-20,06	0,04
-23	-17,10	-0,20	-21,06	0,02
-24	-18,10	0,00	-22,06	0,00
-25	-19,10	0,00	-23,06	0,00
-26	-20,10	0,00	-24,06	0,00
-27	-21,10	0,00	-25,06	0,00
-28	-22,10	0,00	-26,06	0,00
-29	-23,10	0,00	-27,06	0,00
-30	-24,10	0,00	-28,06	0,00
-31	-25,10	0,00	-29,06	0,00
-32	-26,10	0,00	-30,06	0,00
-33	-27,10	0,00	-31,06	0,00
-34	-28,10	0,00	-32,06	0,00
-35	-29,10	0,00	-33,06	0,00
-36	-30,10	0,00	-34,06	0,00
-37	-31,10	0,00	-35,06	0,00
-38	-32,10	0,00	-36,06	0,00
-39	-33,10	0,00	-37,06	0,00
-40	-34,10	0,00	-38,06	0,00

В таблицах Б.12-Б.14 приводятся значения оптимизируемых параметров, оцениваемых показателей и вспомогательных величин, полученных в результате решения оптимизационной задачи оценки эффективности (5.4) реализаций применяемых методов снижения нелинейных искажений сигналов при передаче сигнальных конструкций стандарта DVB-S2 спутникового радиовещания.

Таблица Б.12 – Показатели эффективности при отсутствии специальных методов снижения нелинейных искажений

Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Отстройка усилителя от насыщения по входной мощности ИВО, дБ	-8,1	-8	-8,1	-8	-8	-8,1	-8,3	-8,4	-8,6	-10,1	-10,6	-10,9
Отстройка усилителя от насыщения по выходной мощности ОВО, дБ	-2,5	-2,4	-2,5	-2,4	-2,5	-2,5	-2,9	-3,0	-3,1	-4,1	-4,4	-4,6
Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,1	0,1	0,2	0,3	0,3	0,9	1,1	1,2	0,9	0,9	0,9
Уровень мощности излучения в соседнем канале АВРР при $\Delta F/B = 1,42$, дБ	30,1	30,2	30,2	30,2	30,1	30,2	30,0	30,0	30,1	33,2	34,1	34,3
Коэффициент полезного действия η , %	48	48	47	48	48	47	45	45	44	39	37	35
Эффективность использования мощности платформы E, %	47	47	46	46	45	44	37	35	34	32	30	29

Таблица Б.13 – Показатели эффективности метода предсказания сигнала на борту космического аппарата

Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Отстройка усилителя от насыщения по входной мощности ИВО, дБ	-1,3	-1,2	-1,3	-1,3	-1,5	-1,5	-2,4	-2,7	-3	-4,3	-4,8	-5
Отстройка усилителя от насыщения по выходной мощности ОВО, дБ	-0,9	-0,9	-1,0	-0,9	-1,0	-1,0	-1,7	-1,9	-2,0	-2,9	-3,3	-3,4
Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,1	0,2	0,2	0,3	0,3	0,2	0,3	0,3	0,3	0,3	0,4
Уровень мощности излучения в соседнем канале АВРР при $\Delta F/B = 1.42$, дБ	30,4	30,2	30,3	30,2	31,3	30,9	32,1	33,2	34,0	38,5	40,7	40,7
Коэффициент полезного действия η , %	58	58	57	58	57	57	52	51	50	45	43	42
Эффективность использования мощности платформы E, %	57	56	55	56	54	53	49	48	47	42	40	39

Таблица Б.14 – Показатели эффективности метода статического предсказания сигнального созвездия в передающей земной станции

Сигнальное созвездие	ФМн-4			ФМн-8			АФМн-16			АФМн-32		
Коэффициент сглаживания α	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2	0,35	0,25	0,2
Отстройка усилителя от насыщения по входной мощности ИВО, дБ	-8	-8	-8	-8	-8	-8,1	-8,4	-8,6	-8,7	-8,3	-9,1	-10,3
Отстройка усилителя от насыщения по выходной мощности ОВО, дБ	-2,4	-2,4	-2,5	-2,4	-2,5	-2,5	-3,0	-3,1	-3,1	-3,1	-3,5	-4,2
Увеличение отношения сигнал-шум $\Delta E_s/N_0$, дБ	0,1	0,1	0,1	0,2	0,3	0,3	0,3	0,5	0,6	0,8	1,1	0,9
Уровень мощности излучения в соседнем канале АВРР при $\Delta F/B = 1.42$, дБ	30,0	30,2	30,0	30,0	30,2	30,2	30,1	30,2	30,1	30,2	31,0	32,9
Коэффициент полезного действия η , %	48	48	48	48	48	47	45	44	44	44	42	38
Эффективность использования мощности платформы E, %	47	47	46	46	45	44	41	39	38	37	33	31

Приложение В

АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожск, ЗАТО Железнодорожск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru,
http://www.iss-reshetnev.ru ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Директор отраслевого центра
крупногабаритных трансформируемых
механических систем АО «ИСС»

им. акад. М.Ф. Решетнёва,
кандидат физико-математических наук

В.И.Халиманович

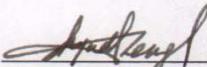
2016 г.

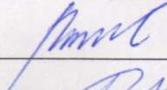


АКТ

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва
(АО «ИСС») о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Лосева Александра Александровича

Комиссия в составе председателя – начальника управления систем связи и ретрансляции информации А.В.Кузовникова, к.т.н., доцент, и членов комиссии А.Г.Романова (зам.главного конструктора общего проектирования КА, к.т.н.), И.Ю.Данилова (начальник отдела проектирования бортовых антенных систем КА), А.Е.Пашкова (начальник сектора лаборатории проектирования полезных нагрузок КА) составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Лосева А.А. на тему «Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы при разработке эскизного проекта бортовых ретрансляционных комплексов спутниковой связи в рамках составной части опытно-конструкторской работы «Построение бортового ретрансляционного комплекса фиксированной спутниковой связи космических аппаратов для системы спутниковой конфиденциальной мобильной связи», выполненную Федеральным государственным унитарным предприятием Ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательским институтом радио (ФГУП «НИИР») по заказу АО «ИСС».

Председатель комиссии:  А.В.Кузовников

Члены комиссии:  А.Г.Романов

 И.Ю.Данилов

 А.Е.Пашков



ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
 УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ**
ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ РАДИО
(ФГУП НИИР)

Казакова ул., д. 16, Москва, 105064
 Телефон: (499) 261 36 94, для справок: (499) 261 63 70,
 Факс: (499) 261 00 90, E-mail: info@niir.ru
<http://www.niir.ru>
 ОКПО 01181481, ОГРН 1027700120766
 ИНН/КПП 7709025230/997750001

УТВЕРЖДАЮ
 Генеральный директор
 ФГУП НИИР



В.В. Бутенко

«18» октября 2016 г.

А К Т

«18» октября 2016 г.

Москва

№ 2016/1

О внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
 Лосева Александра Александровича

Составлен комиссией:

Председатель комиссии:

Сподобаев М.Ю. - первый заместитель генерального директора.

Члены комиссии:

Климов Д.А. – директор НТЦ СБССН;

Лобанов Д.С. – начальник отдела 090-14;

Ихсанов Р.М. – начальник лаборатории 090-14-20.

Комиссия составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы начальника лаборатории 045-047-89 Лосева А.А. на тему «Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования», представленной на соискание ученой степени кандидата наук, использованы при выборе блока усилителя мощности терминальной земной станции в рамках работ на объекте «Строительство аэродрома «Темп», о. Котельный архипелага Новосибирские острова» по заказу ООО «ЗАПСИБГАЗПРОМ-ГАЗИФИКАЦИЯ».

Председатель

М.Ю. Сподобаев

Члены комиссии

Д.А. Климов

Д.С. Лобанов

Р.М. Ихсанов

**МОСКОВСКИЙ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)
ФАКУЛЬТЕТ РАДИОТЕХНИКИ И КИБЕРНЕТИКИ
КАФЕДРА РАДИО И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ**

СОГЛАСОВАНО

Заместитель декана ФРТК по
аспирантуре, международной
деятельности, дополнительным
направлениям подготовки, к.т.н.



Л.К. Ужинская
«20» октября 2016 г.

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой радио и
информационных технологий
ФРТК МФТИ, д.т.н.



В.В. Бутенко
«16» ноября 2016 г.

А К Т

«20» октября 2016 г.

№ 2016/2

Москва

О внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Лосева Александра Александровича

Комиссия в составе заместителя заведующего кафедрой радио и информационных технологий факультета радиотехники и кибернетики (ФРТК) Московского физико-технического института (государственного университета) (МФТИ), доцента, к.т.н. А.П. Назаренко, доцента, к.т.н. А.С. Белова и доцента, к.т.н. Е.Л. Пустовойтова установила, что результаты диссертационной работы А.А. Лосева на тему «Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, внедрены в учебный процесс кафедры радио и информационных технологий ФРТК МФТИ при разработке курса лекций, преподаваемого студентам МФТИ в рамках программы дисциплины «Теоретические основы спутниковой приемопередающей радиоаппаратуры».

Члены комиссии:

А.П. Назаренко

Е.Л. Пустовойтов

А.С. Белов