

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
« ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ »**

На правах рукописи

Шутов Владимир Дмитриевич

**ЛИНЕАРИЗАЦИЯ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
МЕТОДОМ ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ**

Специальности

01.04.03 – Радиоп физика,

05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата

физико-математических наук

Научные руководители:

доктор физико-математических наук,

профессор А.М. Бобрешов;

доктор физико-математических наук,

доцент Л.И. Аверина

Воронеж – 2015

Оглавление

Введение	4
ГЛАВА 1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В СВЧ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ И МЕТОДЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ.....	11
1.1 Нелинейные искажения сигналов в СВЧ усилителях мощности.....	12
1.1.1 Нелинейные искажения гармонических сигналов	13
1.1.2 Нелинейные искажения многопозиционных сигналов	17
1.1.3 Инерционные свойства СВЧ усилителя мощности	22
1.2 Методы линеаризации передающего СВЧ тракта	24
1.3 Метод цифровых предискажений.....	30
1.3.1 Корректоры на основе таблиц соответствия.....	33
1.3.2 Корректоры на основе бесструктурных моделей	34
1.4 Особенности реализации метода цифровых предискажений в системах с ППРЧ	35
Выводы к главе 1	41
ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ БЕССТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ И АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ	43
2.1 Модели на основе таблиц соответствия.....	44
2.1.1 Идентификация моделей на основе таблиц соответствия.....	45
2.1.2 Алгоритмы адаптации моделей на основе таблиц соответствия	49
2.2 Модели на основе функциональных зависимостей.....	53
2.2.1 Безинерционные модели	54
2.2.2 Модели с линейной памятью	59
2.2.3 Модели с нелинейной памятью.....	62
2.3 Идентификация бесструктурных моделей СВЧ усилителей мощности.....	67
2.4 Алгоритмы идентификации адаптивных цифровых корректоров.....	73
Выводы к главе 2	81
ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ВЫБОР МОДЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ И ТИП ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА	83
3.1 Моделирование системы с корректором на основе таблиц соответствия.....	84
3.2 Сравнительный анализ бесструктурных моделей СВЧ усилителей мощности	90

3.3 Сравнительный анализ цифровых корректоров на основе поведенческих моделей	100
Выводы к главе 3	110
ГЛАВА 4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ	112
4.1 Автоматизированная система идентификации моделей усилителя мощности и цифрового корректора.....	113
4.2 Требования, предъявляемые к системе с цифровыми предсказаниями.....	119
4.3 Практическое применение системы с цифровыми предсказаниями.....	123
Выводы к главе 4	131
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	132
Список сокращений и условных обозначений	134
Список литературы.....	135

Введение

Диссертационная работа посвящена исследованию и развитию методов бесструктурного моделирования нелинейных динамических систем и компенсации нелинейных искажений, вносимых ими, а также приложению этих методов для решения практически важных задач построения передающего тракта беспроводных систем связи.

Актуальность темы исследования. Для повышения спектральной эффективности современных беспроводных систем связи применяют сигналы с различной амплитудно-фазовой модуляцией (QAM, APSK, QPSK). Значительное изменение уровня огибающей данных сигналов в совокупности с нелинейными свойствами усилителя мощности служат причиной множества внутри- и внеполосных помех, которые искажают сигнал и ухудшают передачу по соседним каналам. Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к усилителю мощности, так как при этом минимизируется потребляемая мощность от источников питания, снижаются расходы на энергопотребление. Главная проблема состоит в том, что высокая энергоэффективность усилителя достигается лишь в нелинейных режимах его работы, что приводит к высоким уровням нелинейных искажений передаваемого сигнала.

Одним из наиболее эффективных методов уменьшения нелинейных искажений является метод цифровых предискажений, который позволяет добиться значительного уменьшения внеполосного излучения при сохранении высокой энергоэффективности передающей системы, и обладает при этом большой гибкостью [22].

Метод предискажений предполагает включение на входе усилителя мощности дополнительного устройства (корректора), осуществляющего предварительное искажение входного сигнала с целью уменьшения нелинейных искажений на выходе усилителя. При этом для построения цифровых корректоров

широко используются бесструктурные модели [23,24]. Бесструктурные модели усилителей мощности также находят применение при моделировании телекоммуникационных устройств на системном уровне при воздействии реальных сигналов. Существующее множество бесструктурных моделей, описывающих нелинейные динамические системы, постоянно дополняется новыми и модификациями уже существующих моделей. Поэтому актуальной является задача исследования эффективности применения данных моделей для задач бесструктурного моделирования и построения систем с цифровыми предсказаниями.

В условиях реальной работы происходит изменение нелинейных и динамических свойств радиопередающего устройства, вызванные температурными колебаниями, изменением напряжения источника питания, старением активных элементов. Поэтому цифровой корректор должен подстраивать свои параметры в соответствии с изменившимися характеристиками усилителя мощности, то есть система с цифровыми предсказаниями должна быть адаптивной. Поэтому актуальным является вопрос разработки и совершенствования алгоритмов адаптации цифрового корректора.

В современной военной и гражданской технике широко применяются системы связи с псевдослучайной перестройкой частоты (ППРЧ), обладающие высокой скрытностью и помехозащищенностью. Для данных систем величина отношения рабочей полосы к центральной частоте может составлять 15% и более. В таких системах характеристики усилителя мощности и блоков преобразователей частоты значительно отличаются в пределах рабочего диапазона, что приводит к необходимости изменения структуры цифрового корректора. Поэтому актуальными являются задачи модификации метода цифровых предсказаний для таких систем связи и разработки рекомендаций для практической реализации цифровых корректоров для данных систем.

Для проверки эффективности методов повышения линейности, а также для выявления особенностей при практическом использовании цифровых корректоров, необходимы экспериментальные измерения. Для получения

характеристик усилителя мощности и других нелинейных устройств системы связи необходимы измерения параметров в достаточно большом диапазоне рабочих частот, для различных видов воздействующих сигналов и разных уровней входных мощностей. Поэтому актуальной является задача разработки автоматизированного программно-аппаратного комплекса для измерения нелинейных характеристик передающего тракта и определения параметров его моделей и моделей цифровых корректоров.

Большое количество публикаций в международных журналах и докладах на научных конференциях подтверждает незавершенность в вопросе исследования и применения метода цифровых предискажений.

Таким образом, практическая потребность в решении перечисленных выше задач определяет актуальность тематики диссертации.

Степень разработанности проблемы.

Первые научные работы, посвященные методу цифровых предискажений, были опубликованы ведущими зарубежными учеными Grabowski, Shanmugan, Saleh [1-3]. В этих работах в основном уделялось внимание уменьшению векторной ошибки передаваемого сигнала с цифровой модуляцией. Позднее, когда проблема внеполосного излучения и ухудшения качества связи в соседнем канале стала острее, акцент работ по цифровым предискажениям был перенесен на уменьшение внеполосного излучения.

Первое практическое применение метода цифровых предискажений было описано середине 90-х годов в работах Cavers [4-7], Wright [8], Faulkner [9].

Параллельно развитию метода цифровых предискажений в литературе активно начали освещаться динамические свойства усилителя мощности (эффект памяти). В работе Bosch [10] впервые изложены принципы измерения эффекта памяти.

В последние годы проводится множество исследований и публикуется большое количество научных работ, посвященных методу цифровых искажений. Важное место в списке этих публикаций отводится инерционным нелинейным моделям, компенсации эффекта памяти и т.д. [11-16].

Отдельную область научных интересов составляют алгоритмы идентификации цифровых корректоров и практическая реализация адаптивных методов в системе с цифровыми предсказаниями [17-19].

В отечественной научной литературе теме цифровых предсказаний уделено недостаточно внимания. Можно лишь отметить работы теоретического характера Соловьевой Е.Б. [20,21] и Короткова А.С.[25].

Однако во всех указанных научных трудах показана эффективность применения цифровых корректоров для относительно узкополосных сигналов с фиксированной частотой, что ограничивает применение данного метода для систем связи с ППРЧ. Также в этих работах отсутствует систематизированный сравнительный анализ бесструктурных моделей и не уделено должного внимания аналитическим соотношениям, описывающим итерационное изменение параметров корректора в системах с адаптивными цифровыми предсказаниями.

Целью диссертационной работы является увеличение линейности передающего тракта за счет усовершенствования методов цифровых предсказаний, а также анализ эффективности работы бесструктурных моделей нелинейных динамических систем.

Основные задачи диссертации вытекают непосредственно из ее целей:

- модифицировать метод цифровых предсказаний для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты;
- вывести аналитические соотношения для адаптивного обновления параметров цифровых корректоров, в основе которых лежат нелинейные инерционные бесструктурные модели;
- провести сравнительный анализ бесструктурных моделей как усилителей мощности, так и цифровых корректоров;
- исследовать влияние параметров цифрового корректора на степень линеаризации передающего тракта;
- разработать программно-технический измерительный комплекс для автоматического измерения нелинейных характеристик передающей системы и расчета параметров корректора;

- выработать перечень требований и рекомендаций, предъявляемых при практической реализации метода цифровых предсказаний, и провести экспериментальную проверку результатов исследования.

Методы исследования. При решении задач, поставленных в диссертационной работе, использовались: методы математического и компьютерного моделирования нелинейных динамических систем, численные методы расчета и анализа, методы и алгоритмы теории автоматического регулирования, методы цифровой обработки сигналов, а также экспериментальные методы радиофизики.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Предложена модификация метода цифровых предсказаний, которая, в отличие от имеющихся методик, применима для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

2. С помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов впервые выведены аналитические соотношения для адаптивного изменения параметров цифровых корректоров, построенных на основе различных бесструктурных полиномиальных моделей с комплексными коэффициентами.

3. В отличие от большинства известных работ по бесструктурному моделированию проанализировано влияние ширины полосы сигнала и его средней мощности на выбор оптимальной структуры модели, как усилителя мощности, так и цифрового корректора для него.

4. Выработан необходимый набор требований, основанных как на теоретических, так и экспериментальных исследованиях, которых необходимо придерживаться при построении передающего тракта с цифровыми предсказаниями.

Достоверность результатов диссертации подтверждается строгостью доказательств утверждений и наложенных ограничений, обоснованностью применения математического аппарата, результатами экспериментальных исследований на программных моделях. Достоверность экспериментальных

результатов обеспечена применением аттестованной измерительной аппаратуры, обработкой экспериментальных данных современными численными методами.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

1. Разработанная модификация цифрового корректора и изложенный алгоритм синтеза системы позволяют увеличить линейность передающего тракта системы связи с ППРЧ.

2. Выведенные аналитические соотношения для адаптивного процесса дают практическую возможность применять в качестве цифрового корректора более эффективные бесструктурные модели.

3. Разработанный автоматизированный комплекс позволяет ускорить процесс построения модели передающего тракта и цифрового корректора.

Основные результаты диссертационного исследования использовались в научно-исследовательских работах АО «Концерн «Созвездие» и в учебном процессе Воронежского государственного университета.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Модифицированный метод цифровых предсказаний для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и экспериментальные результаты применения данной модификации.

2. Аналитические соотношения для расчёта адаптивного изменения параметров цифрового корректора, построенного на базе различных бесструктурных моделей.

3. Результаты сравнительного анализа бесструктурных моделей для задач моделирования передающего тракта и построения цифровых корректоров.

4. Программно-аппаратный измерительный комплекс для автоматического измерения нелинейных характеристик передающей системы и расчета параметров корректора.

Личный вклад автора. Результаты, представленные в диссертации, получены при непосредственном участии автора на этапах постановки задач и разработки экспериментальных и теоретических методов для их выполнения, обработки полученных данных и написании публикаций.

Апробация работы. Основные материалы по всем разделам диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: международной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация и связь” (г. Воронеж, 2010, 2011, 2013); международной научно-технической конференции “Физика и технические приложения волновых процессов” (г. Самара, 2011, г. Екатеринбург, 2012); международном симпозиуме по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии (г. Санкт-Петербург, 2011); всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2013); всероссийской научно-технической конференции «Расплетинские чтения» (г. Москва, 2014); международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» (г. Воронеж, 2015).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 18 работ, в том числе 4 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 1 – патент РФ на полезную модель.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы из 111 наименований. Общий объем диссертации составляет 146 страниц, включая 66 рисунков и 4 таблицы.

ГЛАВА 1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В СВЧ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ И МЕТОДЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

В связи со значительно возросшим числом устройств беспроводной связи при разработке современных систем телекоммуникации накладываются жесткие требования на спектр передаваемого сигнала. Это связано с тем, что при формировании и усилении полезного сигнала из-за нелинейности передающего тракта возникают различные внеполосные излучения. Внеполосные составляющие, не попадающие в частотную область канала передачи, например гармоники рабочей частоты, достаточно просто подавляются выходным фильтром. Интермодуляционные составляющие нечётного порядка, наоборот, лежат вблизи рабочей частоты и непосредственно проходят на выход передающего устройства. Уменьшить их уровень простыми методами уже не удаётся. Помимо появления излучения в соседнем канале нелинейность выходного тракта приводит также к искажению сигнала и в основной его полосе, что увеличивает вероятность битовой ошибки и уменьшает достоверность приёма.

В качестве источников внеполосных радиоизлучений могут выступать различные устройства передающего тракта: модулятор, синтезатор частот, смеситель, но основным устройством, вносящим нелинейные искажения в полезный сигнал, является усилитель мощности. Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к УМ, так как при этом минимизируется потребляемая мощность от источников питания, снижаются расходы на энергопотребление. Кроме того, это приводит к увеличению срока службы активных элементов и упрощению системы охлаждения с последующим уменьшением размеров устройства [26-28]. Однако при этом передаточная характеристика усилителя начинает

отклоняться от линейной, а следовательно увеличивается уровень нелинейных искажений полезного сигнала. Таким образом, при разработке передающего тракта возникает вопрос поиска компромисса между линейностью системы и ее энергоэффективностью.

Для обеспечения высокой линейности передаточной характеристики усилителя мощности разрабатываются специальные звенья линеаризации, выбираются типы и классы работы активного элемента, его схема включения, реализуется выходная система фильтрации высших гармоник [29,30]. При этом для корректной оценки уровня внеполосного излучения на выходе усилителя и определения методов его линеаризации необходимо иметь полное представление о физике происхождения нелинейных искажений в нём.

В данной главе рассматриваются механизмы возникновения внеполосных излучений на выходе усилителя мощности, как на примере гармонических сигналов, так и многопозиционных цифровых сигналов, вводятся критерии оценки нелинейных искажений сигналов. Также приводится обзор различных методов повышения линейности передающего тракта, при этом более подробно рассматриваются особенности метода цифровых предискажений, как наиболее перспективного для современных систем беспроводной связи. И, наконец, предлагается структура цифрового корректора для беспроводных систем с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, которые в настоящее время достаточно широко применяются.

1.1 Нелинейные искажения сигналов в СВЧ усилителях мощности

Прежде чем приступить к рассмотрению и анализу методов повышения динамического диапазона передающего тракта необходимо рассмотреть виды нелинейных искажений, возникающих в усилителе мощности.

1.1.1 Нелинейные искажения гармонических сигналов

Усилитель мощности является важной составной частью устройств беспроводной передачи данных, увеличивающий мощность радиосигнала до необходимого уровня прежде чем он будет передан в эфир.

В идеальном случае передаточная характеристика усилителя носит линейный характер и можно записать следующее соотношение

$$v_{\text{вых}} = kv_{\text{вх}}, \quad (1.1)$$

где $v_{\text{вых}}$ и $v_{\text{вх}}$ напряжение на выходе и входе усилителя, соответственно, а k — комплексный коэффициент усиления.

Реальный усилитель мощности имеет предел выходной мощности, определяемый типом схемы включения, типом усилительного элемента, напряжением смещения и питания. Поэтому, с некоторого значения уровня входной мощности зависимость перестает быть линейной и усиление системы падает с увеличением входной мощности. На рис.1.1 приведен график зависимости выходной мощности от входной в случае линейного усилителя мощности (сплошная линия) и нелинейного (пунктирная линия).

Существует множество способов математического описания нелинейных систем. Одним из простейших методов является представление нелинейной характеристики устройства в виде полиномиальной функции

$$v_{\text{вых}} = k_1 v_{\text{вх}} + k_2 v_{\text{вх}}^2 + k_3 v_{\text{вх}}^3 + \dots, \quad (1.2)$$

где $k_i, i = 1, 2, 3 \dots$ комплексные коэффициенты полинома. Теперь выходное напряжение зависит не только от линейного члена, но и от более высоких порядков входного напряжения. Стоит отметить, что передаточная характеристика усилителя с увеличением входной мощности загибается и насыщается, поэтому коэффициент k_3 обычно имеет отрицательное значение.

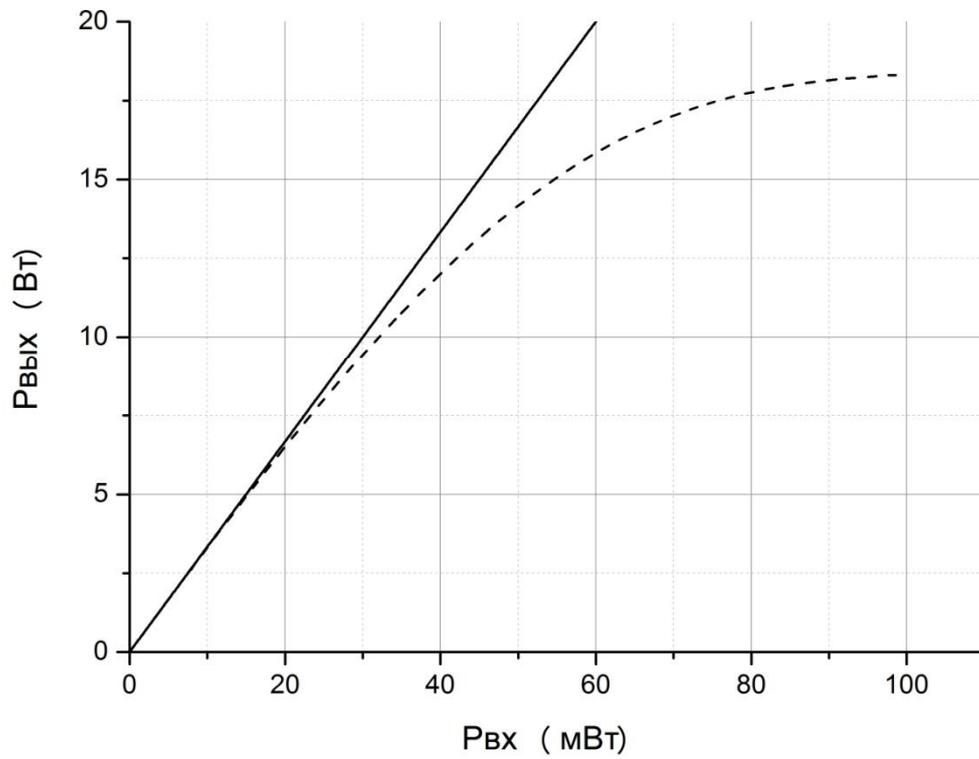


Рис.1.1 Зависимость выходной мощности от входной

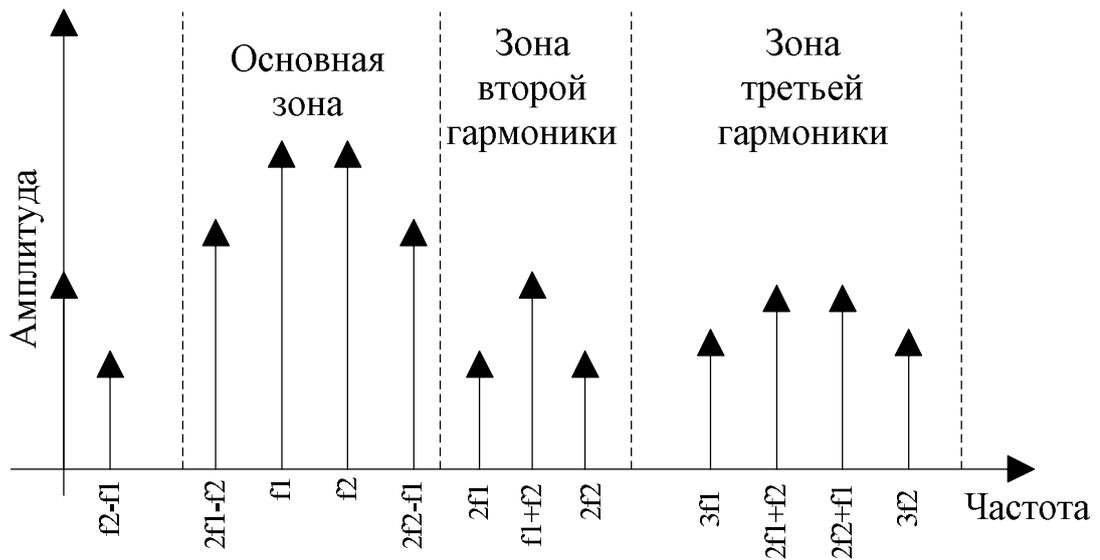


Рис.1.2 Спектр сигнала на выходе усилителя мощности при двухтональном воздействии

Предположим, что на вход усилителя мощности поступает гармонический сигнал

$$v_{\text{вх}} = v \cos(\omega t). \quad (1.3)$$

Подставляя (1.3) в (1.2), имеем

$$v_{\text{вых}} = \frac{k_2 v^2}{2} + (k_1 v + \frac{3v^3}{4} k_3) \cos(\omega t) + \frac{k_2 v^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{3k_3 v^3}{4} \cos(3\omega t). \quad (1.4)$$

Анализируя получившееся выражение, видно, что выходной сигнал содержит постоянную составляющую, составляющую на частоте входного воздействия, а также гармоники на удвоенной и утроенной частоте. Таким образом, при воздействии на нелинейный усилитель мощности гармонического сигнала в выходном сигнале появляются составляющие с частотами кратными основной частоте. Борьба с внеполосными нелинейными продуктами в данном случае позволяют полосовые фильтры на выходе усилителя мощности.

Что касается амплитуды выходного сигнала на основной частоте, то, как видно из (1.4) она уменьшается пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала. Также в усилителе мощности имеется нелинейная зависимость относительной фазы выходного сигнала от амплитуды входного воздействия. Природу возникновения фазовых искажений можно также проанализировать с помощью соотношения (1.4). Как видно за образование сигнала на основной частоте отвечают два коэффициента k_1 и k_3 . Так как эти коэффициенты комплексны, то их сложение происходит по правилам сложения векторов, а значит угол результирующего вектора зависит от соотношения амплитуд k_1 и k_3 и их фаз. В линейном же случае вносится постоянная фаза, определяемая комплексным коэффициентом k .

Рассмотрим теперь прохождение через усилитель сигнала, представляющий собой сумму двух гармонических колебаний

$$v_{\text{вх}} = v \cos(\omega_1 t) + v \cos(\omega_2 t). \quad (1.5)$$

Подставляя (1.5) в (1.2), получим

$$\begin{aligned}
 v_{\text{вых}} = & k_1 v \cos(\omega_1 t) + k_1 v \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{2} k_2 v^2 \cos(2\omega_1 t) + \\
 & \frac{1}{2} k_2 v^2 \cos(2\omega_2 t) + k_2 v^2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \\
 & k_2 v^2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{9}{4} k_3 v^3 \cos(\omega_1 t) + \frac{9}{4} k_3 v^3 \cos(\omega_2 t) + \\
 & \frac{3}{4} k_3 v^3 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + \frac{3}{4} k_3 v^3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t).
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Анализируя выражение (1.6), видно, что в выходном сигнале присутствуют помимо сигналов на основных частотах множество комбинационных составляющих на частотах определяемых выражением:

$$\omega_{\text{инт}} = n\omega_1 \pm m\omega_2, \tag{1.7}$$

где m, n - неотрицательные числа, в том числе и ноль. Эти спектральные составляющие называются интермодуляционными составляющими, а величина $m+n$ называется порядком нелинейных искажений (порядком интермодуляции). Особую опасность представляют интермодуляционные составляющие нечетного порядка, 3-го, 5-го и т.д., имеющие частоту близкую к частотам ω_1 и ω_2 .

На рис.1.2 схематично изображен спектр на выходе усилителя мощности при воздействии на него двухчастотного сигнала. Интермодуляционные составляющие нечетного порядка с основными гармониками образуют основную зону, вторые гармоники с четными интермодуляционными составляющими образуют зону второй гармоники и т.д.

Фильтр на выходе усилителя мощности позволяет уменьшить нелинейные искажения в зоне второй, третьей гармоник, но не уменьшает искажения интермодуляционные составляющие в основной зоне. Для уменьшения побочного излучения в основной зоне применяют специальные методы повышения линейности, рассматриваемые далее.

1.1.2 Нелинейные искажения многопозиционных сигналов

Развитие современных систем цифровой связи происходит в направлении повышения качества связи, увеличения скорости и надежности передачи данных в сложных условиях распространения сигналов. Для эффективного использования выделенного частотного диапазона, а также повышения помехоустойчивости приема в настоящее время применяются сигналы с многопозиционной манипуляцией.

В общем случае модуляция несущего колебания может осуществляться либо непрерывным сигналом, как это происходит в аналоговых системах связи, либо дискретными символами. При этом передаваемая информация кодируется в одном из параметров несущего колебания: амплитуде, фазе или частоте. В общем случае низкочастотный сигнал цифровой модуляции выглядит следующим образом

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos(\omega_i t + 2\pi\varphi_i) \quad i = 1..M, \quad (1.8)$$

где $E_i(t)$ - энергия одного символа длительности T , ω_i - частота, а φ_i - начальная фаза сигнала, которые определяются из фиксированного набора дискретных значений. Число этих возможных значений ограничено и называется индексом модуляции M .

Удобным графическим методом представления сигналов цифровой модуляции является изображение их на координатных осях синфазной (обозначаемой буквой I) и квадратурной (Q) составляющих. Данное изображение носит название сигнального созвездия.

Основным недостатком подобных видов модуляции является большое значение отношения пиковой мощности огибающей сигнала к средней, что приводит к повышению уровня межсимвольной и внутрисимвольной интерференции и, как следствие, к необходимости использования

высоколинейных усилителей мощности (УМ) с низким КПД. Численно отношение пиковой мощности к средней характеризуется таким параметром, как пик-фактор:

$$PARP = 10 * \log_{10} \left(\frac{\max [P(t)]}{P_{cp}} \right), \quad (1.9)$$

где $P(t)$ - мгновенная мощность сигнала, P_{cp} - средняя мощность сигнала. Необходимо отметить, что существует ряд методов уменьшения пик-фактора формируемого сигнала [48-50].

Спектр многопозиционных сигналов является непрерывным и ограниченным по частоте. Для рассмотрения прохождения такого сигнала через усилитель мощности его можно представить в виде разложения в ряд Фурье

$$x(t) = \sum_{q=1}^Q A_q \cos(\omega_q t + \theta_q). \quad (1.10)$$

Ранее рассматривалось воздействие двухчастотного сигнала на усилитель мощности и было показано, что выходной сигнал содержит составляющие на комбинационных частотах, определяемых выражением (1.7). Аналогично для многочастотного воздействия сигнал на выходе будет определяться выражением:

$$y(t) = \sum_{r=1}^R A_r \cos(\omega_r t + \phi_r), \quad (1.11)$$

где частоты ω_r будут иметь значения

$$\omega_r = m_1 \omega_1 + m_2 \omega_2 + \dots + m_Q \omega_Q. \quad (1.12)$$

Тогда спектр сигнала на выходе усилителя мощности будет выглядеть, как показано на рис. 1.3. Также как и для гармонических сигналов и здесь зоны высших гармоник можно подавить с помощью полосовых фильтров.

На рис.1.4 представлен спектр в основной зоне на входе (кривая 1) и выходе (кривая 2) усилителя мощности в случае, когда на него воздействует сигнал с многопозиционной цифровой модуляцией. Как видим нелинейное воздействие усилителя проявляется во внеполосном излучении имеющем, как и сам сигнал, непрерывный спектр.

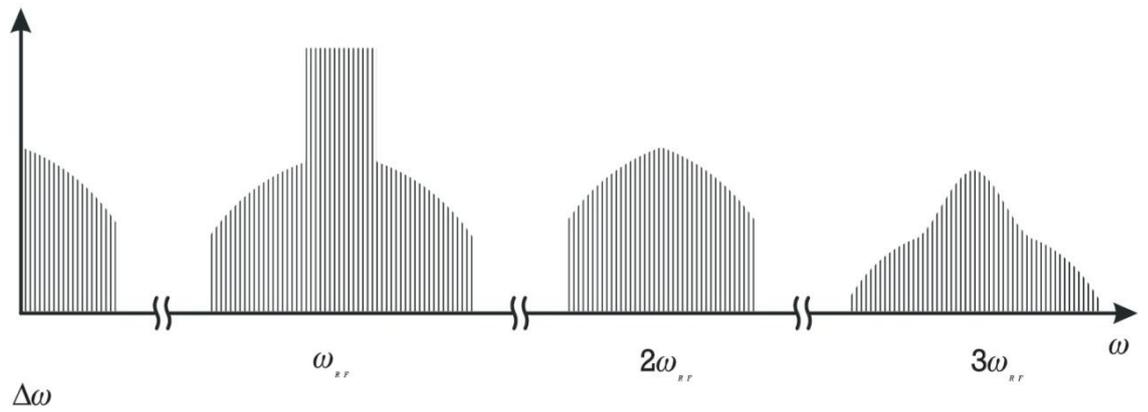


Рис.1.3 Спектр сигнала на выходе усилителя мощности при многочастотном воздействии

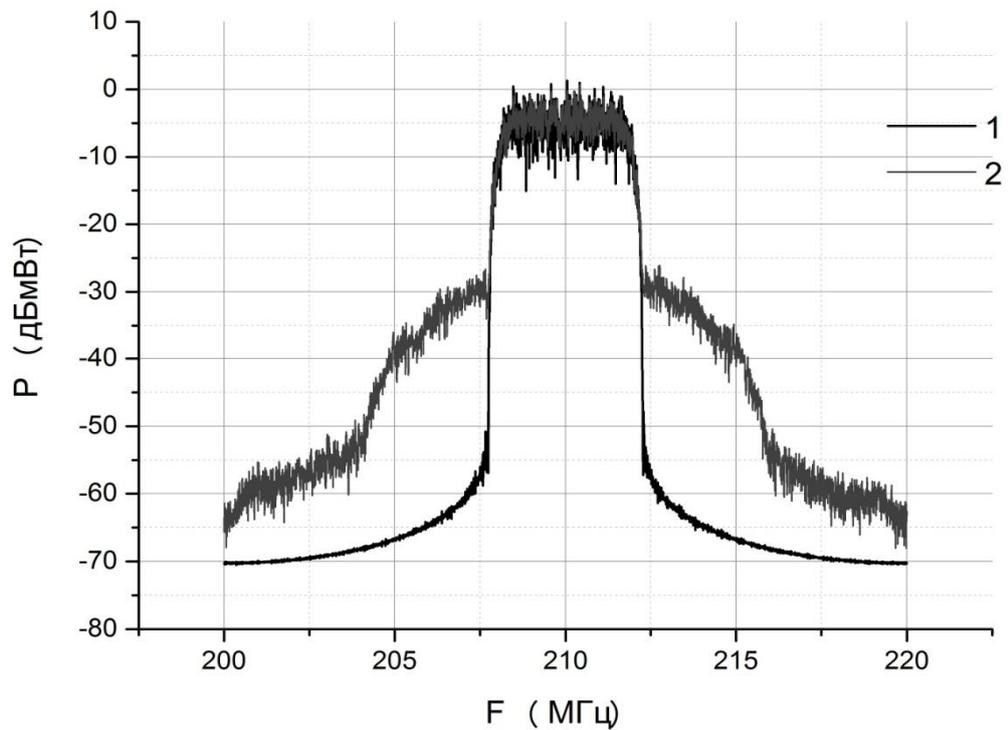


Рис.1.4 Спектр сигнала с многопозиционной модуляцией на входе и выходе усилителя мощности

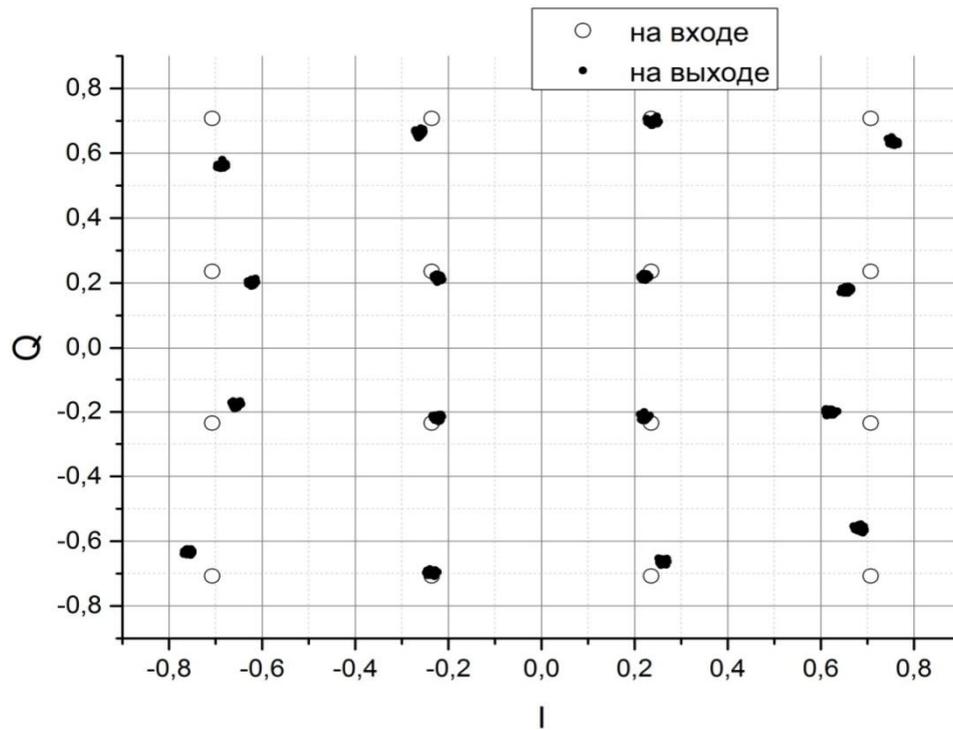


Рис.1.5 Сигнальное созвездие сигнала на входе и выходе усилителя мощности

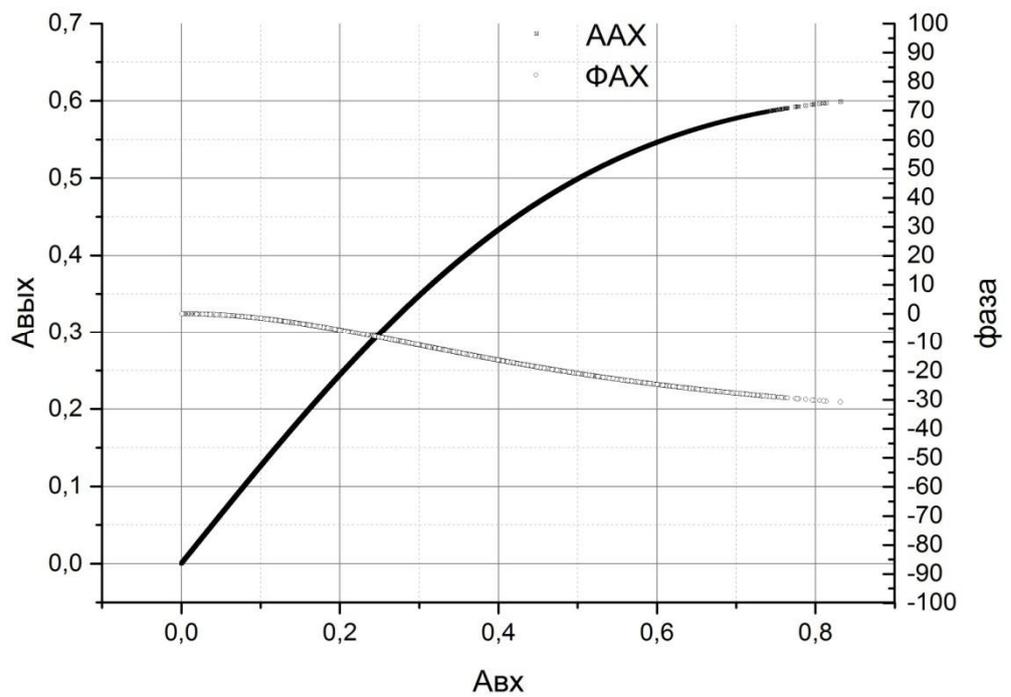


Рис.1.6 ААХ и ФАХ усилителя мощности

В качестве количественной меры, описывающей внеполосное излучение широкополосных сигналов, часто используется параметр $ACPR$ (adjacent channel power ratio), который определяется соотношением:

$$ACPR = 10 * \log_{10} \left(\frac{P_{осн.кан.}}{P_{сос.кан.}} \right), \quad (1.13)$$

где $P_{осн.кан.}$ - средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{сос.кан.}$ - средняя мощность сигнала в соседнем канале. Из определения $ACPR$ видно, что эта величина учитывает как нелинейные, так и усилительные свойства системы.

Помимо генерации внеполосного излучения нелинейные искажения многопозиционного сигнала являются также источником паразитной фазовой и амплитудной модуляции и приводят к тому, что деформируется сигнальное созвездие передаваемого сигнала. На рис.1.5 представлено сигнальное созвездие сигнала с квадратурной модуляцией QAM-16 на входе и выходе усилителя мощности. Видно, что точки созвездия имеющие большую амплитуду искажены больше, чем точки созвездия с меньшей амплитудой. Причем происходит как сжатие созвездия, то есть амплитудные искажения, так и поворот точек созвездия на различные углы - фазовые искажения.

Мерой качества цифровой системы связи и критерием оценки деформированности сигнального созвездия может выступать параметр EVM (error vector magnitude), который показывает, как изменяется положение точек модуляции на диаграмме при появлении нелинейных искажений. Он рассчитывается по формуле:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_o - I_{и})^2 + \sum_{n=1}^N (Q_o - Q_{и})^2}{\sum_{n=1}^N (I_o^2 + Q_o^2)}}, \quad (1.14)$$

где I_o, Q_o - квадратуры входного сигнала, $I_{и}, Q_{и}$ - квадратуры искажённого сигнала.

1.1.3 Инерционные свойства СВЧ усилителя мощности

Выше были рассмотрены нелинейные эффекты в усилителе мощности в предположении, что его линейные и нелинейные свойства стационарны, то есть его передаточная характеристика в полосе сигнала постоянна и может характеризоваться одним значением на центральной частоте. Тогда сигнал на выходе зависит лишь от текущего значения сигнала на входе и не зависит от предыстории. При таком подходе амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая нелинейные характеристики описываются однозначными зависимостями (рис.1.6).

Однако при рассмотрении широкополосных сигналов, систем, работающих при больших мощностях, и систем с высокими требованиями на линейность, нельзя не учитывать инерционные свойства усилителя мощности. Динамические свойства устройства проявляются в том, что значение выходного сигнала будет зависеть не только от текущего значения входного сигнала, но и от его предыдущих состояний. Такая зависимость носит название эффекта памяти[31,32].

Инерционные свойства усилителя проявляются в зависимости его линейных и нелинейных характеристик от частоты в полосе частот входного сигнала. Простейшим способом наблюдения проявления данного эффекта является анализ интермодуляционных составляющих третьего порядка на частотах $2 * \omega_1 - \omega_2$ и $2 * \omega_2 - \omega_1$. При проявлении динамических свойств усилителя эти составляющие не будут равны по абсолютному значению и по фазе. При использовании метода цифровых предсказаний это создаёт серьёзные трудности, ибо компенсируя одну из интермодуляционных составляющих мы полностью не компенсируем другую.

Эффект памяти в усилителях мощности возникает по двум причинам[33,34]. Во-первых, при прохождении через усилитель мощных сигналов он прогревается, что изменяет электрические характеристики транзистора (тепловой эффект-



Рис.1.7 Принципиальная схема усилителя мощности

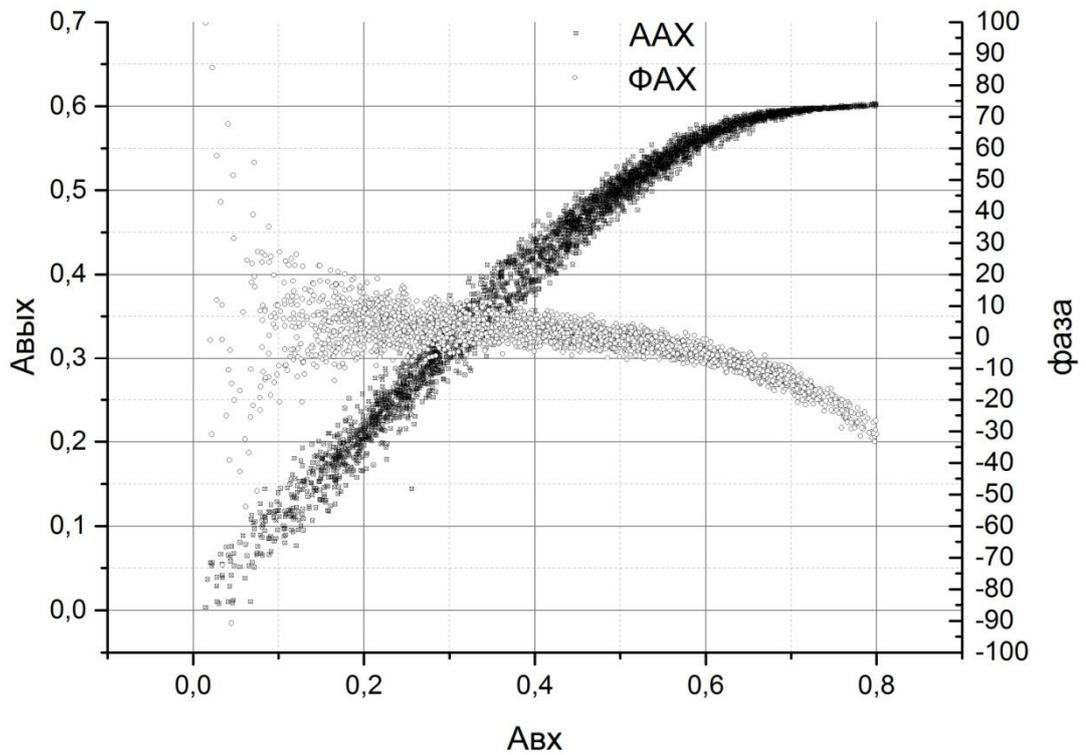


Рис.1.8 ААХ и ФАХ усилителя с выраженными инерционными свойствами

памяти). При этом нагрев происходит не сразу, и, таким образом, предыдущие значения сигнала воздействуют на текущие (наблюдается аналогия с частотно-зависимыми цепями). Во-вторых, существует так называемый электрический эффект памяти. На рис.1.7 приведена базовая структурная схема усилителя мощности. В каскаде усиления в качестве активного элемента может выступать транзистор, усилительный модуль, лампа бегущей волны и т.д. Соединяющие входная и выходная цепи содержат индуктивности, ёмкости и другие частотно-зависимые импедансы, которые в общем случае являются инерционными элементами. Кроме того собственной реактивной составляющей сопротивления обладают и усилительные элементы различного типа. В литературе указывается, что электрический эффект памяти стоит учитывать лишь при полосе сигнала более 5 МГц, а тепловой при полосе менее 500 кГц. Но стоит понимать, что это усреднённые значения и каждый случай требует отдельного рассмотрения[35].

Амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики для инерционного усилителя мощности, измеренные при воздействии на вход сигнала с квадратурной модуляцией, представлены на рис. 1.8. Из графиков видно, что в случае системы с памятью исчезает однозначность характеристик.

1.2 Методы линеаризации передающего СВЧ тракта

При разработке передающего устройства систем связи обычно ищется компромисс между его линейностью и эффективностью. В мобильных приложениях энергопотребление и КПД устройства имеют важное значение, так как они определяют время его автономной работы. Однако при этом важна и линейность передатчика для обеспечения малой векторной ошибки в передаваемом сигнале. Для базовых станций высокое значение КПД важно ещё и для предотвращения возможного перегрева усилителя. На рис.1.9 приведены зависимости выходной мощности усилителя и его КПД от уровня мощности сигнала на его входе. Видно, что добиться высокого КПД системы можно лишь в

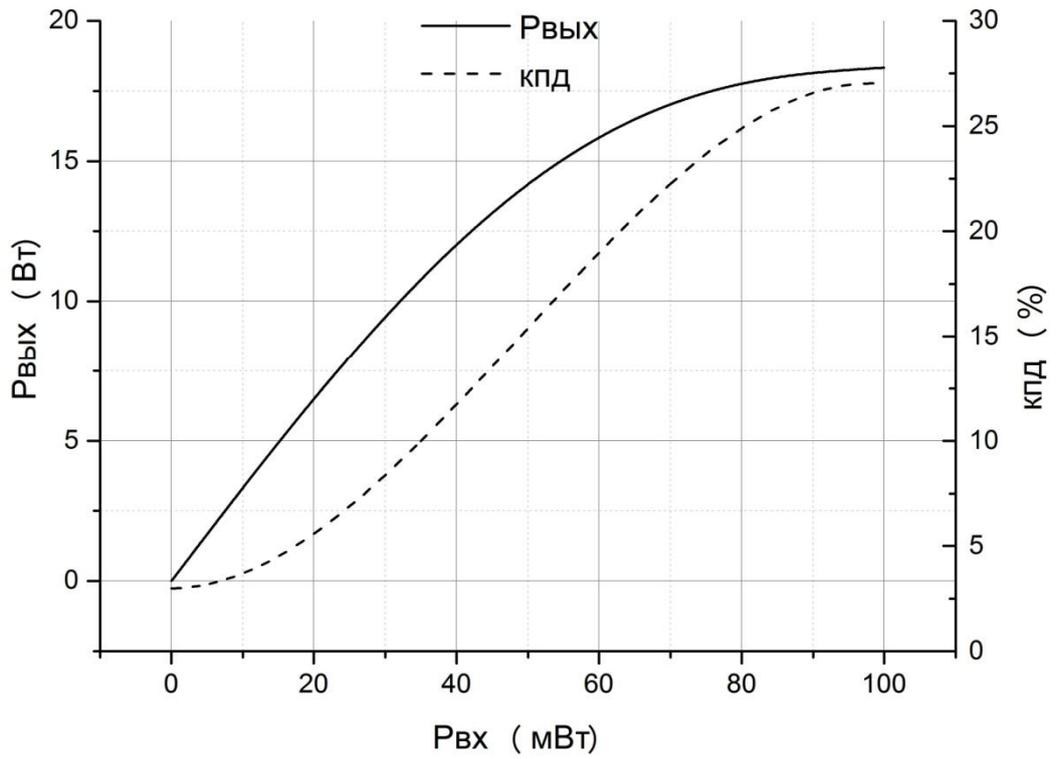


Рис. 1.9 Зависимость КПД и выходной мощности от входной мощности

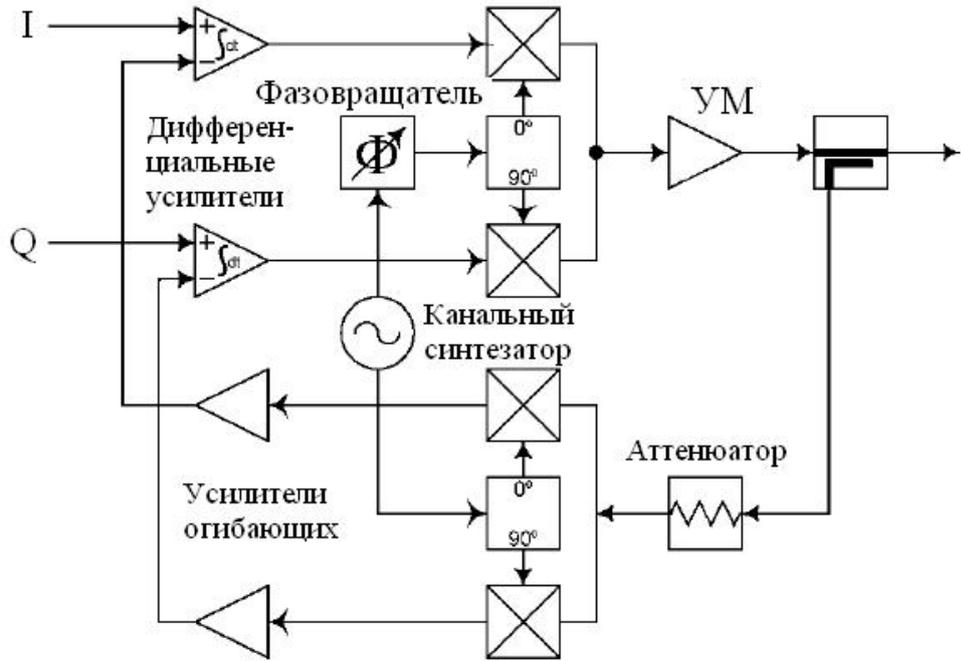


Рис.1.10 Синфазно-квадратурная петля обратной связи

режиме, близком к насыщению, который характеризуется высоким уровнем нелинейных искажений.

Для уменьшения искажений, вносимых усилителем мощности, применяют различные методы – линеаризуют передающий тракт. В настоящее время в качестве систем коррекции характеристик усилителя мощности используются следующие схемы: синфазно-квадратурная петля обратной связи, полярная петля обратной связи, система с подавлением и восстановлением несущей, система с прямой связью, система адаптивного широкополосного предискажения.

Это многообразие систем можно разделить на несколько типов:

- системы с петлей обратной связи;
- системы с прямой связью;
- системы с предискажениями.

Данная классификация является весьма условной и некоторые разработчики выделяют, к примеру, системы с инъекцией гармоник в отдельный класс методов линеаризации[36], а методы подавления и восстановления несущей и метод линейного усиления с нелинейными элементами обычно ассоциируется с методами повышения КПД системы, но могут быть использованы и для уменьшения нелинейных искажений. Рассмотрим некоторые из методов линеаризации[37].

Синфазно-квадратурная петля обратной связи, блок-схема которой приведена на рис.1.10, позволяет линеаризовать передатчик с цифровой модуляцией [38]. К недостаткам системы стоит отнести достаточно большую задержку при прохождении сигналом петли обратной связи, уменьшение усиления как за счёт потерь в согласующих цепях, так и за счёт отрицательной обратной связи. Отличие корректора с полярной петлёй обратной связи заключается в том, что схема воздействует не на синфазную и квадратурную составляющие сигнала, а на амплитуду и фазу. Степень коррекции нелинейных искажений при этом происходит менее интенсивно, ограничивая тем самым производительность всей системы по минимизации интермодуляционных искажений.

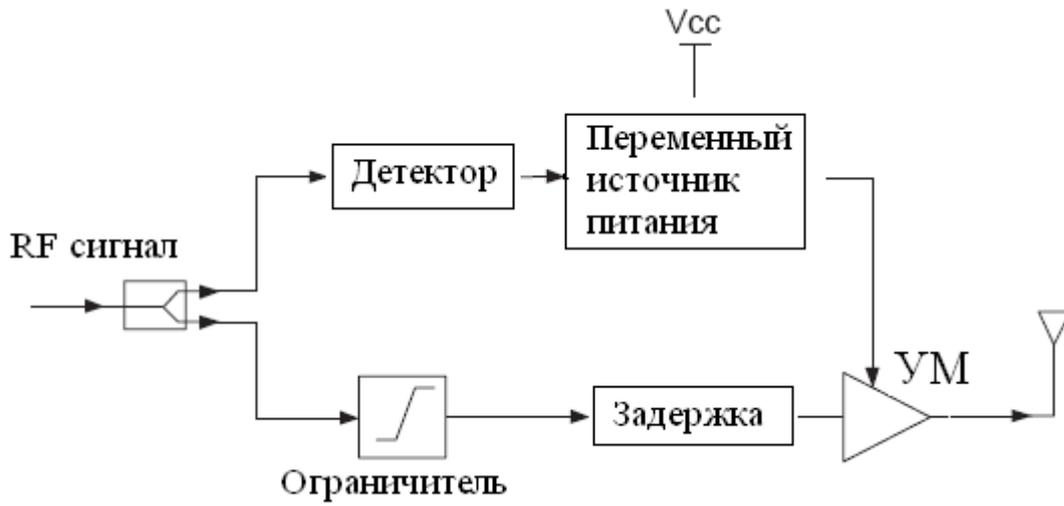


Рис.1.11 Система с подавлением и восстановлением несущей



Рис.1.12 Система с прямой связью

Система с подавлением и восстановлением несущей, изображённая на рис.1.11, теоретически может иметь КПД в 100% по преобразованию постоянного тока в СВЧ сигнал [39]. Это объясняется тем, что в данной схеме используется модуляция источника питания, а на вход СВЧ усилителя подаётся сигнал с постоянной амплитудой. Тем самым, усилитель перестаёт обрабатывать входные сигналы с различной амплитудой.

Однако применение модуляции мощного источника питания нельзя отнести к совершенному методу линеаризации, так как при малых амплитудах огибающей транзистор может не включаться, внося, таким образом, искажения. К тому же частота огибающей может быть достаточно высокой, что накладывает жесткие требования к скорости переключения источника питания.

Система с прямой связью, представленная на рис.1.12, включает в себя две петли прямой связи [40]. В первой петле происходит подавление несущей и выделение интермодуляционных искажений за счёт вычитания исходного сигнала из прошедшего через усилитель мощности. Во второй петле происходит усиление искажений линейным усилителем до уровня искажений на выходе основного усилителя и линеаризация системы за счёт вычитания искажений из основного сигнала. Недостатками данного метода являются, во-первых, низкий КПД схемы (не более 10-15%) из-за высокой доли энергопотребления усилителя искажений, во-вторых, жёсткие ограничения на рассогласование сигналов по амплитуде (не более 0,3дБ) и фазе (не более 2°) в каждой из петель для достаточно широкого диапазона частот. Для автоматического контроля над изменением согласования амплитуд и фаз этих сигналов вводят дополнительные цепи управления, как аналоговые, так и цифровые.

Главная идея метода предискажений состоит в добавлении блока - корректора, вносящего искажения в сигнал до того как он поступит на вход усилителя[41]. При этом каскадное включение корректора и усилителя мощности уменьшает нелинейные искажения. Системы предискажений можно разделить на аналоговые и цифровые.

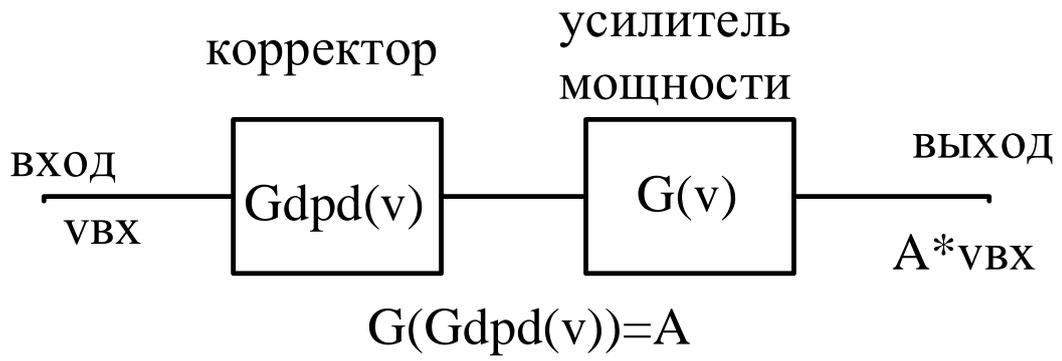


Рис.1.13 Система с предискажениями

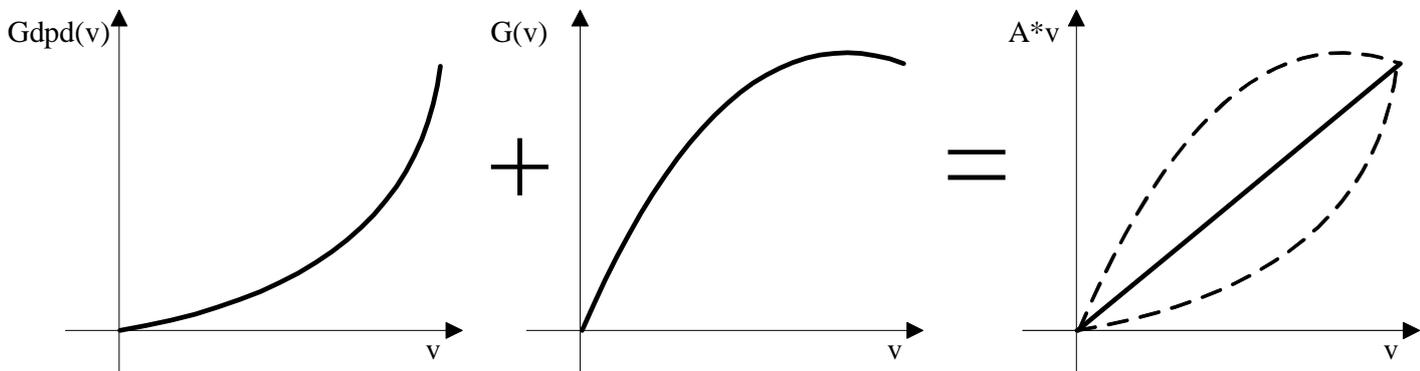


Рис.1.14 Принцип метода предискажений

В случае аналоговых предискажений корректор с характеристиками инверсными амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой характеристикам усилителя мощности реализуется с помощью аналоговых элементов: диодов, транзисторов в трактах высокой или предварительной частоты. В случае цифрового корректора предискажения формируются в процессорах цифровой обработки сигналов или микросхемах программируемой логики.

Базовые принципы системы с аналоговыми предискажениями иллюстрируют рис. 1.13 и рис.1.14, где $v_{вх}$ и $v_{вых}$ входное и выходное напряжение соответственно, $G(v)$ передаточная характеристика усилителя мощности, а $G_{pd}(v)$ передаточная характеристика корректора. Передаточная характеристика $G_{pd}(v)$ обратна к характеристике $G(v)$ усилителя мощности. Входной сигнал искажается корректором таким образом, что при прохождении через усилитель мощности получается усиленный сигнал без искажений. На рис. 1.14 показан принцип сложения амплитудных характеристик корректора и усилителя мощности.

1.3 Метод цифровых предискажений

В последнее время интенсивно развиваются цифровые методы линеаризации, когда сигнал предискажается численными методами ещё на стадии его цифрового формирования. Такая линеаризация значительно улучшает линейность передающего тракта при сохранении высокого КПД усилителя мощности. Принципиальная схема системы с цифровыми предискажениями приведена на рис.1.15[42]. Выбор данного метода обычно обуславливается несколькими причинами. Во-первых, в СВЧ передатчиках, где усилительный тракт обладает высокой чувствительностью к любым вмешательствам в структуру, наиболее приемлемым методом линеаризации является метод предискажений. В этом случае линеаризация не связана с изменением параметров

самого усилителя, а предполагает включение на его входе дополнительного маломощного устройства (корректора), осуществляющего предварительное искажение входного сигнала с целью уменьшения нелинейных искажений на выходе усилителя. Во-вторых, существуют аналоговые корректоры нелинейных искажений, принципы действия которых основаны на применении одного или нескольких нелинейных элементов (обычно диодов). Поскольку передаточные характеристики корректора определяются амплитудно-амплитудной (ААХ) и амплитудно-фазовой характеристиками (АФХ) корректируемого усилителя, практически невозможно целенаправленно управлять параметрами аналогового корректора с тем, чтобы максимально скомпенсировать нелинейные искажения усилителя. В значительной мере свободен от этого недостатка цифровой корректор. В-третьих, применение цифровых методов модуляции и использование схем прямого цифрового синтеза позволяет создать цифровой корректор в виде аппаратно-программного модуля, входящего в состав модулятора.

Основными узлами системы с цифровыми предискажениями являются цифровой корректор и блок адаптации. Блок цифрового корректора реализует ААХ и ФАХ обратные к соответствующим характеристикам усилителя, а блок адаптации подстраивает эти характеристики под меняющиеся условия работы усилителя мощности (температура, старение активных элементов и прочее). В зависимости от типа реализации этих двух блоков можно выделить следующие два вида систем с цифровыми предискажениями:

- корректоры на основе таблиц соответствия,
- корректоры на основе бесструктурных моделей.

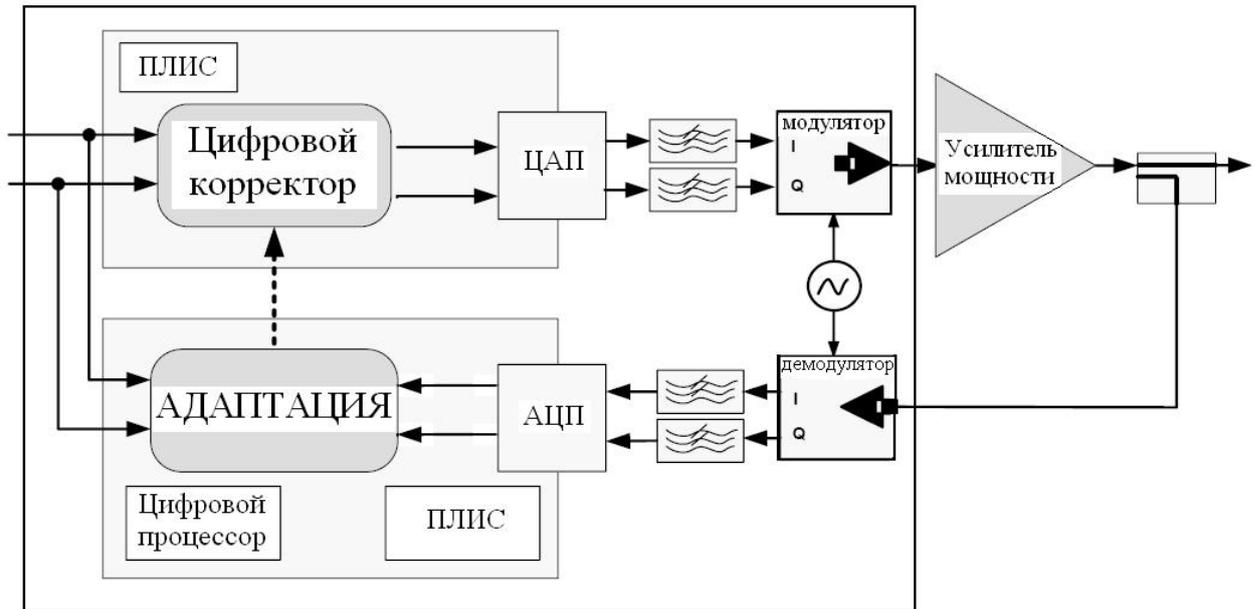


Рис.1.15 Принципиальная схема системы с цифровыми предискажениями

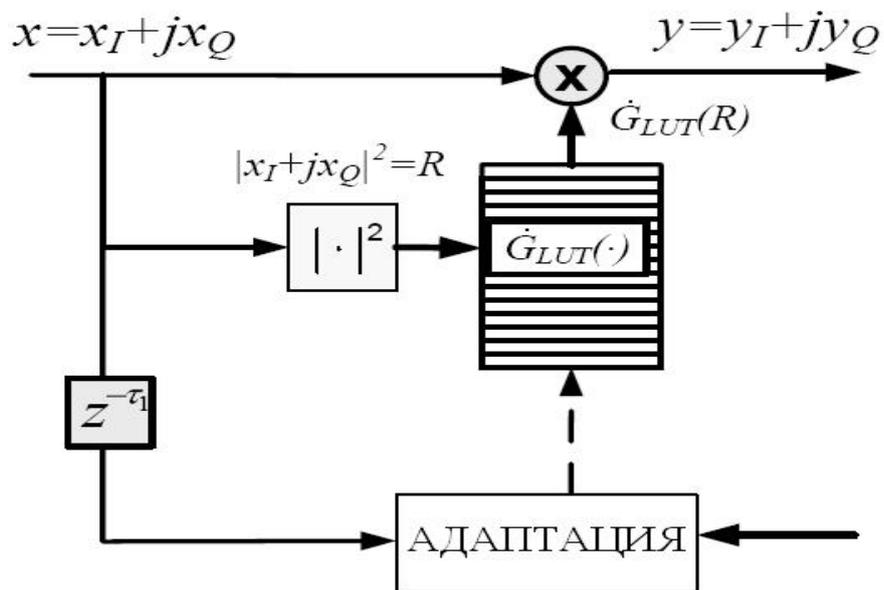


Рис.1.16 Корректор на основе таблицы соответствия

1.3.1 Корректоры на основе таблиц соответствия

Основная идея корректора с таблицами соответствия (Look-up-table или сокращенно LUT) состоит в том, что характеристика корректора реализуется посредством умножения каждого отсчета входного сигнала на комплексный коэффициент, амплитуда и фаза которого определяются в соответствии с характеристиками усилителя мощности[43].

По архитектуре построения корректоры с LUT можно разделить на несколько типов:

- корректоры с таблицами отображения;
- полярные корректоры;
- корректоры с комплексным усилением.

В первом типе корректоров в качестве LUT используются две двумерные таблицы, отображающие квадратуры входных отсчетов x_I и x_Q в отсчеты выходных квадратур $y_I = x_I + f_I(x_I, x_Q)$ и $y_Q = x_Q + f_Q(x_I, x_Q)$, где f_Q и f_I функции предсказания, зависящие от двух параметров и реализованные в первой и второй двумерных таблицах соответственно.

В случае полярного корректора используются две одномерные таблицы, реализующие функции предсказания для амплитуды и фазы выходного сигнала $R_{OUT} = f_R(R_{IN})$ и $\theta_{OUT} = \theta + f_\theta(R_{OUT})$. Если в случае первого корректора нам необходимо хранить в памяти устройств цифровой обработки сигналов $2k^2$ коэффициентов, где k количество уровней квантования входного сигнала, то в случае корректора с полярной архитектуры размер таблиц равен $2k$ коэффициентов, что значительно снижает количество используемых блоков памяти и увеличивает скорость обработки сигнала[44].

Корректор с комплексным усилением включает в себя одну одномерную таблицу. Схематическое изображение такого корректора приведено на рис. 1.16. Вычисление адреса коэффициента в таблице производится путём вычисления

величины амплитуды входного сигнала (или мощности входного сигнала). Выходной же сигнал корректора вычисляется умножением полученного коэффициента на входной сигнал $y = x * G_{LUT}(R)$.

1.3.2 Корректоры на основе бесструктурных моделей

В корректорах на основе бесструктурных моделей используется аппроксимация характеристик с помощью различных аналитических функций. Наиболее распространенной является полиномиальная аппроксимация и, соответственно, полиномиальные корректоры [45,46]. Корректоры на основе данной модели демонстрируют хорошие характеристики при работе в системе с усилителями мощности класса А или АВ, которые обладают относительно слабой нелинейностью.

Аналогично корректорам с LUT корректоры на основе поведенческих моделей также строятся на основе полярной или декартовой архитектуры. Амплитуда и фаза выходного сигнала в случае полиномиального корректора с полярной архитектурой описывается следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} R &= \alpha_1 r + \alpha_2 r^2 + \dots + \alpha_L r^L = \mathbf{a}^T \mathbf{r}_R \\ \theta &= \beta_0 + \beta_1 r + \beta_2 r^2 + \dots + \beta_M r^M = \mathbf{b}^T \mathbf{r}_\theta, \end{aligned} \quad (1.15)$$

где r - амплитуда входного сигнала, $\mathbf{r}_R = [r, r^2, \dots, r^L]^T$, $\mathbf{r}_\theta = [1, r, r^2, \dots, r^M]^T$, а $\mathbf{a} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L]$, $\mathbf{b} = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_M]$ - векторы столбцы коэффициентов.

Аналогично, в случае корректора с декартовой архитектурой для выходного сигнала в комплексной форме можно записать следующее выражение:

$$y = c_1 + c_2 x^2 + \dots + c_N x^N = \mathbf{C}^T \mathbf{X}, \quad (1.16)$$

где $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_N]$, $\mathbf{X} = [x^1, x^2, \dots, x^N]$.

1.4 Особенности реализации метода цифровых предискажений в системах с ППРЧ

В настоящее время все большую популярность набирают беспроводные системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Обусловлено это рядом факторов. Во-первых, к военным системам связи и системам беспроводной передачи данных специального назначения предъявляются жесткие требования по устойчивости к преднамеренным помехам и скрытности. Высокая скорость перестройки частоты несущего колебания помогает справиться с выполнением данных требований. Во-вторых, в коммерческих применениях ППРЧ позволяет повысить эффективность передачи модулированного сигнала через канал с сильными линейными искажениями (замираниями).

Суть обычного метода цифровых предискажений состоит в том, что в цифровой форме в него вносятся предискажения обратные искажениям УМ. Обычно в системе также присутствует петля обратной связи, при помощи которой отслеживаются изменения нелинейных характеристик устройства и адаптация корректирующих коэффициентов (рис.1.17).

Однако, для систем с псевдослучайной перестройкой частоты характерен широкий частотный диапазон перестройки рабочей частоты, при этом коэффициент перекрытия диапазона может достигать значение равное 6 и более. При такой ширине рабочей полосы характеристики усилителя мощности и блоков повышения и понижения частоты значительно отличаются в пределах рабочего диапазона, что приводит к необходимости модификации метода цифровых предискажений.

В данном разделе рассматривается модифицированная для систем с ППРЧ структура устройства цифровых предискажений, обсуждаются особенности ее реализации для широкополосных сигналов, проводится анализ предлагаемой системы[47].

Предлагаемая структура цифрового корректора для систем беспроводной связи с ППРЧ приведена на рис.1.18. Недостатком традиционного устройства цифрового предсказания при работе в системе связи с ППРЧ является расхождение процесса многопараметрической оптимизации, так как адаптивный контроллер параметра предсказаний (блок 1.3 на рис.1.17) не успевает регулировать параметры корректора при переходе на новую рабочую частоту. Для устранения указанного недостатка в устройство, содержащее цифровой корректор, предлагается ввести блок выбора адреса таблицы поиска, а блок ввода предсказаний (блок 1.2 на рис.1.17) заменить блоком коэффициентов предсказаний (блок 2.2 на рис.1.18). На рис. 1.19 приведена структурная схема предложенного блока коэффициентов предсказаний.

Основным элементом блока коэффициентов предсказаний является блок нелинейной функции, в котором происходит нелинейное преобразование цифрового сигнала, обратное к нелинейной характеристике УМ.

Данный блок может быть реализован множеством различных способов. Во-первых, в виде таблицы поиска, т.е. представлять собой двумерную таблицу комплексных значений, которая ставит в соответствие входной амплитуде комплексный коэффициент предсказания. Таким образом, имеется табличное представление комплексной передаточной функции корректора. Стоит отметить, что значения коэффициентов таблицы не зависят от предыдущих значений сигнала, то есть не учитываются инерционные свойства УМ. Во-вторых, блок нелинейной функции может представлять собой аппаратную реализацию одной из всевозможных поведенческих моделей нелинейной характеристики УМ. Многие из этих моделей учитывают инерционные свойства устройства. Кроме указанных представлений блок нелинейной функции может быть реализован на основе нейронных сетей. В этом случае аппаратно реализуется аналитическая функция, описывающая комплексную передаточную характеристику устройства.

Необходимо отметить, что блок нелинейной функции должен периодически адаптироваться к различным изменениям параметров усилителя, включая температурные колебания, изменение напряжения источника питания, старение

транзисторов, а также к изменению свойств входного сигнала. Для этого служит адаптивный контроллер параметра предскажений. Процесс адаптации также может быть применён для построения обратной модели, если нелинейная характеристика усилителя заранее неизвестна. Блок адаптации использует квадратуры исходного и усиленного сигналов, корректирует значения блока нелинейной функции и периодически перезаписывает их в память. Обычно адаптивный контроллер параметра предскажений производит корректировку коэффициентов моделей согласно принципам одного из итерационных методов решения нелинейных уравнений (линейного, метода секущих и т.д.).

Из вышесказанного ясно, что для построения цифрового корректора для систем с ППРЧ необходимо определиться с архитектурой блока коэффициентов предскажений и формой представления блока нелинейной функции. Сформулируем критерии, в соответствии с которыми необходимо производить выбор.

При определении используемой архитектуры системы предскажений (выбрать классическую или предлагаемую в данной работе) стоит ориентироваться на то, насколько сильно изменяются линейные и нелинейные характеристики УМ при изменении рабочей частоты. Так как блок нелинейной функции строится как модель обратная к модели УМ, то при значительном изменении характеристик (порядка 1 дБ для ААХ и порядка 5 градусов для ФАХ при мощности, равной средней мощности входного сигнала) эффективность классической системы предскажений нивелируется, и она даже ухудшает линейность передающей системы. В этом случае необходимо применять предлагаемую архитектуру цифрового корректора.

Для данной архитектуры, чтобы оценить количество блоков нелинейной функции, необходимо измерить ААХ и ФАХ усилителя для различных значений частоты в пределах рабочей перестройки с помощью векторного генератора и анализатора сигналов. После этого разбить весь рабочий частотный диапазон на поддиапазоны по критерию изменения ААХ на 0.5 дБ или ФАХ на 3 градуса.

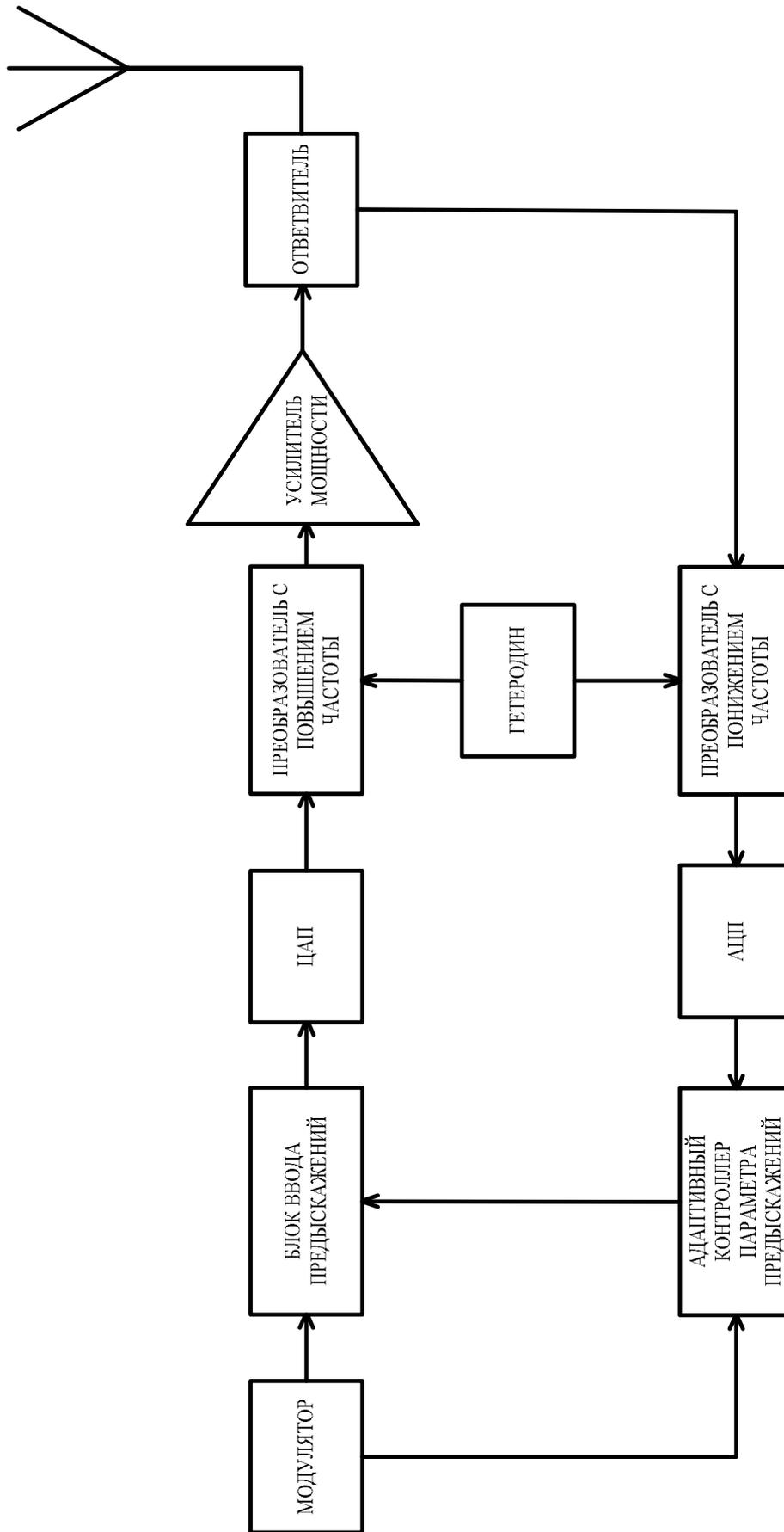


Рис.1.17 Структурная схема классической системы с предыскажениями

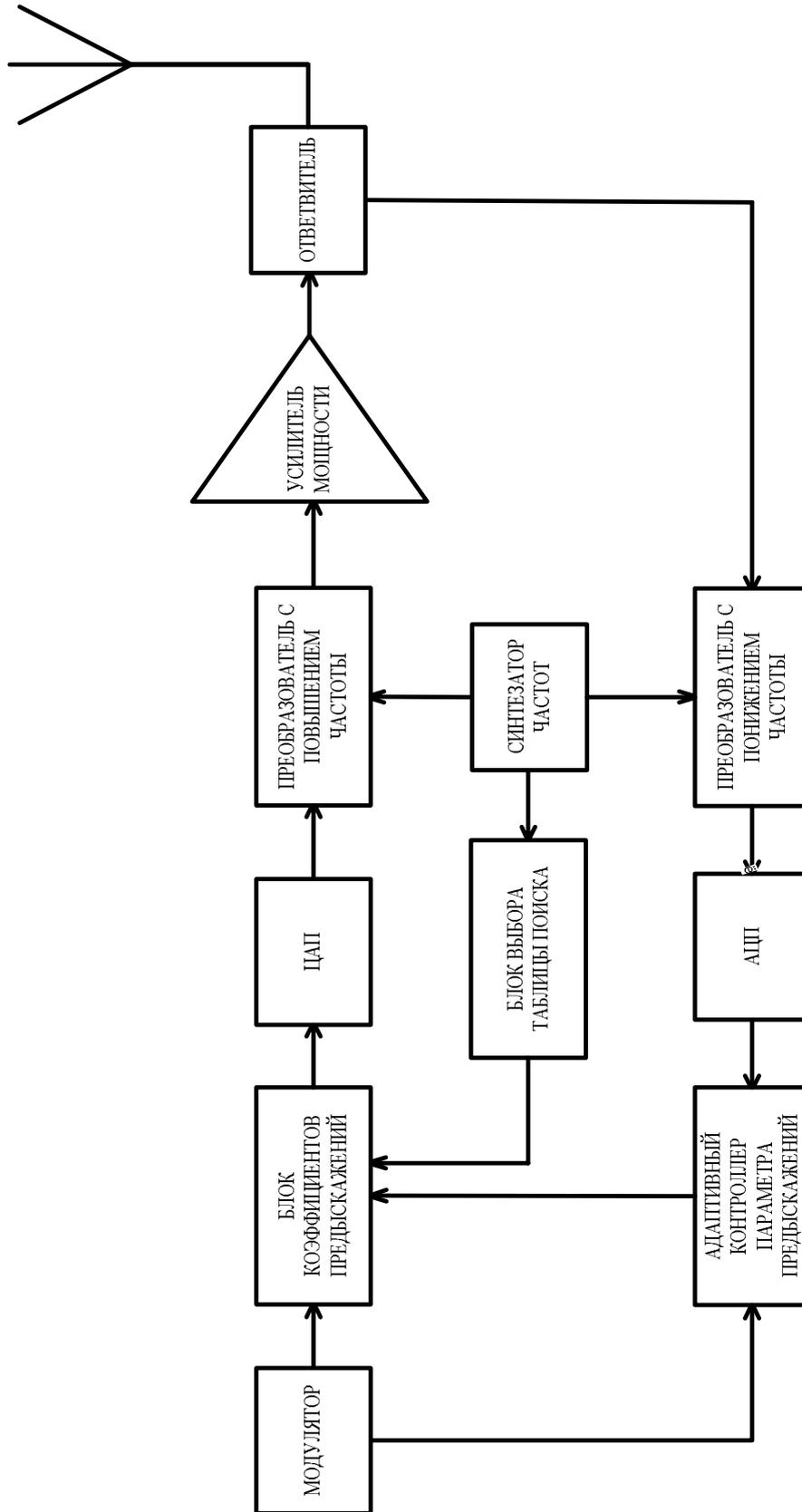


Рис.1.18 Структурная схема предлагаемой системы с предыскажениями

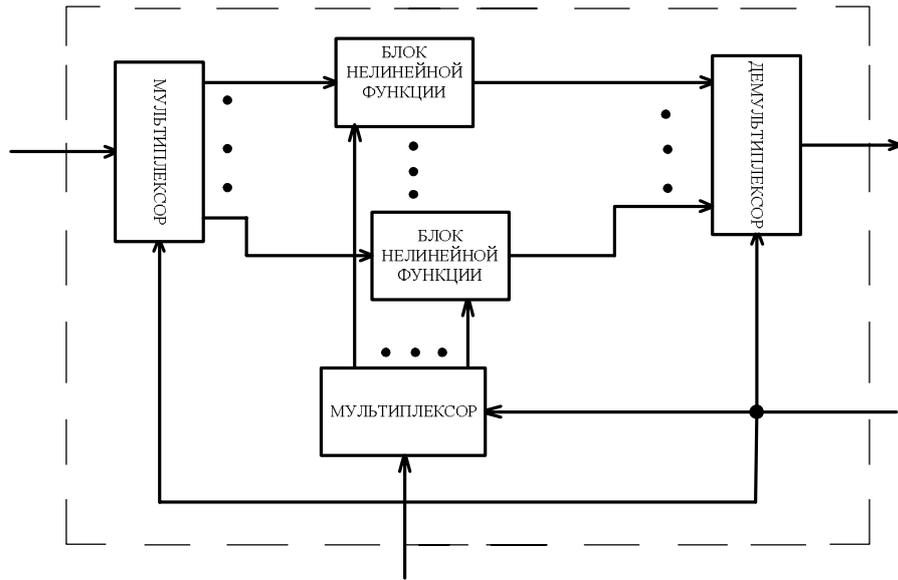


Рис.1.19 Структурная схема предложенного блока коэффициентов
предыскажений

Необходимо отметить, что измерения должны проводиться с сигналом фиксированной полосы, с которым предполагается работа в данной системе связи. Для выбора вида блока нелинейной функции необходимо определить насколько сильно проявляется инерционные свойства УМ при данной ширине полосы сигнала. Это можно оценить по асимметрии спектра подаваемого сигнала на выходе исследуемого УМ. Для этого необходимо измерить разницу уровней внеполосных излучений выше и ниже по частоте от рабочего канала. Исследования показывают, что при разнице в уровне порядка 5 дБ необходимо учитывать эффект памяти. Также можно оценить инерционные свойства УМ путем построения его модели и определения нормированной среднеквадратичной ошибки (NMSE). Если при описании инерционной моделью ошибка значительно уменьшается по сравнению с безынерционной, то необходимо учитывать эффект памяти для данной системы.

Выводы к главе 1

1. Усилитель мощности, являясь важнейшим блоком передающего тракта беспроводной системы передачи информации, вносит значительную часть нелинейных искажений в излучаемый сигнал. Для сигналов с многопозиционной модуляцией это проявляется в увеличении уровня мощности, излучаемой в соседнем канале, и уменьшении отношения сигнал/шум в основном канале. Поэтому при создании передающего устройства системы связи необходимо разрабатывать алгоритмы для его линеаризации.

2. При цифровом формировании сигнала наиболее эффективным с точки зрения линеаризации является метод цифровых предускорителей. При этом цифровой корректор может быть реализован либо в виде таблиц соответствия для безынерционных систем, либо в виде одной из бесструктурных моделей для инерционных систем.

3. Классический цифровой корректор далеко не всегда подходит для использования в системах связи с ППРЧ из-за частотной неравномерности амплитудной и фазовой характеристик передающего тракта. Поэтому в работе предлагается модифицированный цифровой корректор для данных систем. При этом выработаны критерии и даны рекомендации по определению структуры данного корректора.

ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ БЕССТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ И АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

Метод цифровых предсказаний предусматривает первоначально построение модели усилителя мощности. Если нет ясного представления, хотя бы на высоком уровне абстракции, каковым является модель «чёрного ящика», о сущности процессов, происходящих в нелинейном устройстве, то добиться компенсации нелинейных явлений в усилителе мощности невозможно. От того, насколько точно, качественно и количественно, созданная модель будет отображать поведение реального устройства и будет зависеть то, насколько сильно можно будет уменьшить искажения сигнала при прохождении через передающий тракт. Таким образом, выбор и идентификация модели нелинейного устройства — это ключевой этап в методе цифровых предсказаний.

Использование моделей при проектировании радиоэлектронных устройств, в настоящее время, является весьма распространённой практикой. Обычно моделирование усилителей осуществляется либо на структурном уровне, когда модель устройства представляется в виде нелинейной эквивалентной схемы и анализ осуществляется на основе теории цепей, либо на бесструктурном (поведенческом) уровне. Поведенческая модель – это модель в виде «чёрного ящика», в которой используются некоторые математические функции или преобразования для описания связи входных и выходных данных. Последние обычно получают либо экспериментально, либо при использовании более детальных моделей. Бесструктурные модели являются формальными, т.е. строятся на основе формального сходства между поведением модели и объекта относительно внешних выводов. При этом вид описывающих функций выбирается не на основе анализа физических процессов, происходящих в полупроводниковом приборе, а из условий быстродействия и требуемой точности воспроизведения взаимосвязи входных и выходных переменных [51].

Бесструктурные модели широко используются для построения цифровых корректоров, которые благодаря наилучшему соотношению размера и цены всё чаще применяются для линеаризации усилителей мощности. В цифровом корректоре реализуется передаточная характеристика, обратная к характеристике УМ, поэтому форма его реализации зависит от того, какая поведенческая модель была положена в основу. Бесструктурные модели усилителей мощности также используются при моделировании телекоммуникационных устройств на системном уровне при воздействии реальных сигналов.

Прежде чем использовать поведенческую модель, необходимо провести ее идентификацию. Под идентификацией моделей усилителя и корректора здесь и далее подразумевается получение такого набора коэффициентов модели, при котором разница между экспериментальными и смоделированными данными минимальна. Имея в своем распоряжении известные отсчеты входного и выходного сигналов реального усилителя мощности, можно получить значения данных параметров, воспользовавшись различными методами идентификации. При этом алгоритмы нахождения могут быть прямыми и итерационными, линейными и нелинейными.

В данной главе рассматриваются различные бесструктурные модели усилителей мощности и цифровых корректоров, алгоритмы определения параметров этих моделей на основе экспериментально измеренных данных. Также выведены аналитические соотношения для учёта изменения параметров корректора в системе с адаптивными цифровыми предсказаниями.

2.1 Модели на основе таблиц соответствия

В зависимости от рабочей частоты и полосы усиливаемого сигнала модели усилителей мощности и цифровых корректоров можно разделить на два класса: модели с памятью (инерционные) и без памяти (безынерционные). При этом, как было указано выше, в зависимости от типа реализации цифровых предсказаний

выделяют два вида цифровых корректоров: на основе таблиц соответствия и на основе функциональных зависимостей. Необходимо отметить, что моделями на основе таблиц соответствия можно описать как системы без памяти, так и системы с памятью. В последнем случае используются многотабличные модели [52]. В данной работе мы ограничимся рассмотрением на основе таблиц соответствия систем без памяти.

Как было отмечено в первой главе, корректоры с таблицами соответствия можно разделить на несколько типов: корректоры с таблицами отображения, полярные корректоры, корректоры с комплексным усилением. Первый тип корректоров в данной работе рассматриваться не будет, так как зависимость комплексного выходного сигнала от фазы сигнала на входе или от соотношения между квадратурами сигнала, сильно проявляется лишь в случае эффекта дисбаланса квадратур, который пренебрежимо мал при анализе только усилителя мощности. К тому же данная модель корректора при ее практической реализации требует большой объем памяти под таблицу и более длительное время адаптации, чем два остальных типа корректора.

Функциональные схемы полярного корректора и корректора с комплексным усилением приведены на рисунках 2.1 и 2.2 соответственно.

2.1.1 Идентификация моделей на основе таблиц соответствия

Значения таблицы соответствия записываются в ячейки памяти программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) цифрового корректора. Таблица является двумерной, так как необходимо корректировать синфазную и квадратурную составляющие сигнала в случае корректора с комплексным усилением или фазу и амплитуду сигнала в случае полярного корректора. Блок адаптации использует квадратуры исходного и усиленного сигналов, корректирует значения LUT и периодически перезаписывает их в

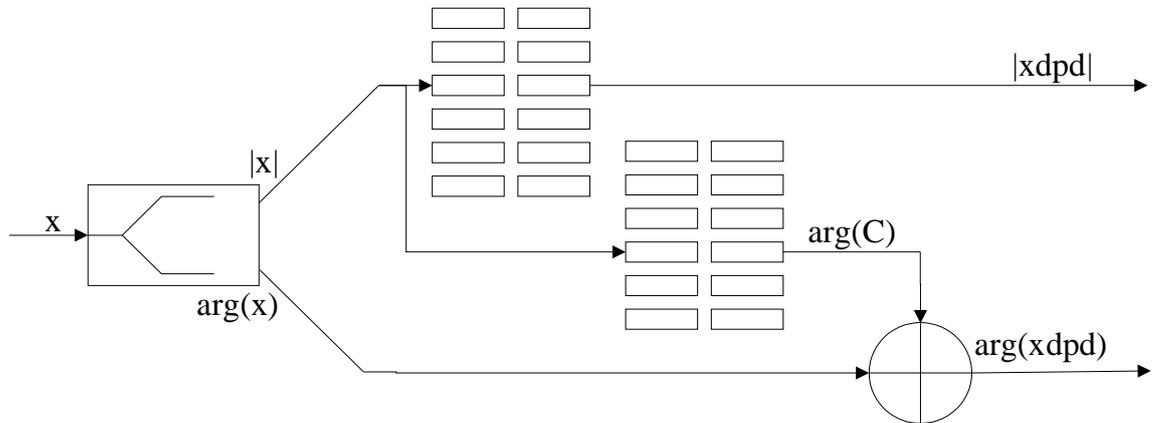


Рис.2.1 Функциональные схемы полярного корректора

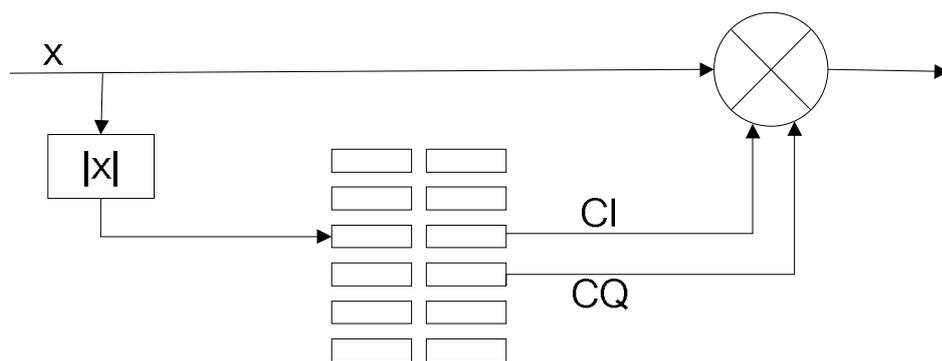


Рис.2.2 Функциональные схемы корректора
с комплексным усилением

память. Поэтому весь метод цифровых предискажений можно разбить на несколько этапов: измерение ААХ и ФАХ усилителя мощности, вычисление значений корректирующей таблицы, выбор метода адаптации [53].

Первый этап – измерение ААХ и ФАХ усилителя – мощности является весьма важным. Если эти зависимости будут получены недостаточно точно, то при введении в передающий тракт предискажений ожидаемый эффект линейаризации не проявится должным образом. Также необходимо отметить, что полученные экспериментальные точки затем аппроксимируются непрерывными функциями, что также сказывается на точности метода.

Следующий этап – это вычисление значений корректирующей таблицы. Чтобы рассмотреть принципы внесения цифровых предискажений, обратимся к рис.2.3. На нём представлены ААХ (кривая 1) и ФАХ (кривая 2) исследуемого усилителя мощности. Пусть на вход усилителя поступает сигнал с амплитудой x_1 , которой соответствует на выходе сигнал с амплитудой y_1 . Для линейной системы отклик должен был бы иметь величину y_2 , которая соответствует амплитуде x_2 реального усилителя. Предположим, что корректор, находящийся перед УМ, умножает амплитуду сигнала на величину $C(x_1) = \frac{x_2}{x_1}$. Тогда на входе усилителя будем иметь x_2 , а на его выходе - y_2 . То есть коэффициент C и есть корректирующий коэффициент для заданной амплитуды x_1 . Для определения значения x_2 необходимо решить уравнение:

$$K * x_1 = A(x_2), \quad (2.1)$$

где K – модуль линейного коэффициента передачи усилителя, $A(x)$ – его ААХ. Методика вычисления фазовых предискажений более проста: фазовое искажение, вносимое корректором, должно быть равно

$$\Delta\varphi(x_1) = \varphi_0 - F(x_2), \quad (2.2)$$

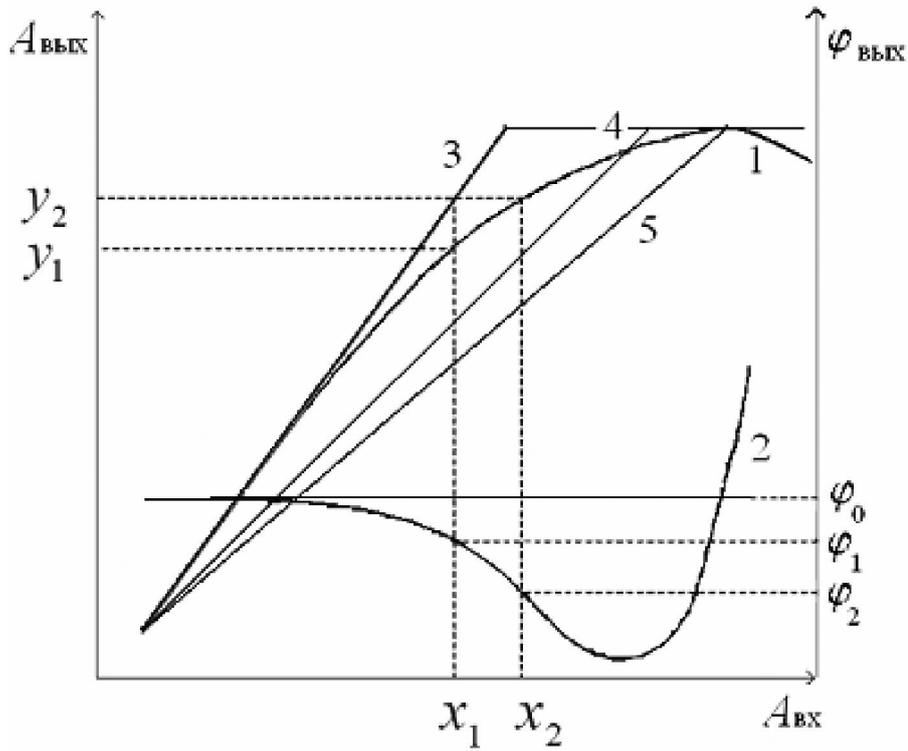


Рис.2.3 Принцип вычисления значений
корректирующей таблицы

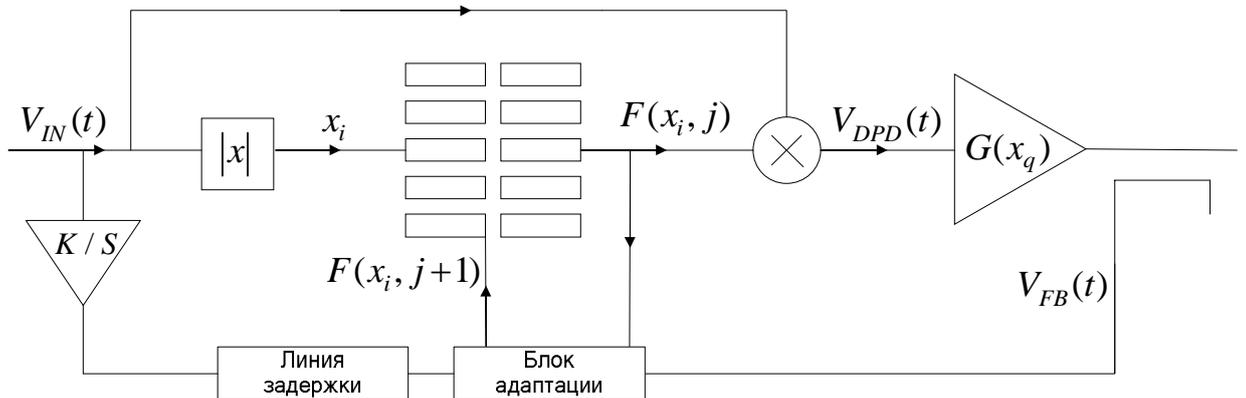


Рис.2.4 Адаптация в системе с корректором
на основе таблиц соответствия

где φ_0 - фаза линейного коэффициента передачи усилителя, $F(x)$ – его ФАХ. Таким образом, совокупность корректора и усилителя мощности будет представлять собой квазилинейную систему. Для идеальных предсказаний эта система не даёт фазовых искажений, а амплитудные искажения могут быть смоделированы как мягкий ограничитель (кривая 3). Можно избежать ограничения, снижая коэффициент передачи системы (кривая 4), но только до тех пор, пока входной сигнал не достигнет уровня насыщения (кривая 5). Далее ограничения избежать невозможно, что приведёт к неизбежному искажению сигнала.

По полученным табличным значениям зависимостей амплитуды и фазы корректирующих коэффициентов можно вычислить квадратуры коэффициентов предсказания. И, в зависимости от используемого типа корректора, полярный или с комплексным усилением, использовать первые или вторые табличные зависимости.

2.1.2 Алгоритмы адаптации моделей на основе таблиц соответствия

Как уже указывалось выше, система должна адаптироваться к изменению различных характеристик усилителя. Для этого в передающем тракте применяется обратная ветвь и вводится цифровой блок адаптации. Чтобы понять принцип адаптации коэффициентов цифрового корректора, рассмотрим принципиальную схему адаптивной системы с цифровыми предсказаниями, представленную на рис. 2.4. Входной сигнал в цифровом виде дублируется, одна часть поступает в цифровой корректор, а вторая – в блок адаптации. В цифровом корректоре входной сигнал искажается путем умножения каждого отсчета на табличный комплексный коэффициент, соответствующий амплитуде входного воздействия (в случае полярного корректора амплитуда сигнала умножается на вещественное число, а к фазе сигнала добавляется поправочное слагаемое). Линия задержки

необходима для компенсации времени вычисления адреса и выборки соответствующего коэффициента таблицы [54]. Предысказанный сигнал V_{DPD} преобразовывается в аналоговую форму с помощью цифро-аналогового преобразователя, проходит через фильтр нижних частот, с помощью смесителя переносится на рабочую частоту и подается на вход усилителя мощности. В идеальном случае сигнал на пути от корректора до входа усилителя мощности не искажается. В реальности существуют искажения, вызванные воздействием смесителя, фильтра и ЦАП. Однако изначально мы этими искажениями пренебрежём.

Обозначим амплитуду сигнала на входе системы через $x_i = |V_{IN}(t)|$, а на входе усилителя - $x_q = |V_{DPD}(t)|$. Усилитель мощности имеет нелинейные характеристики, которые можно описать с помощью комплексного коэффициента усиления $G(x_q)$, зависящего от амплитуды входного воздействия, тогда сигнал на выходе системы будет определяться соотношением:

$$V_{OUT}(t) = G(x_q) \cdot V_{DPD}(t). \quad (2.3)$$

Корректор также можно описать с помощью комплексного коэффициента усиления $F(x_i)$. Тогда сигнал на выходе корректора будет равен

$$V_{DPD}(t) = F(x_i) \cdot V_{IN}(t). \quad (2.4)$$

Система цифровых предыскажений стремится удерживать усиление, равное постоянной величине K для всех значений амплитуды из динамического диапазона системы

$$V_{OUT}(t) = K \cdot V_{IN}(t). \quad (2.5)$$

Подставив (2.4) в (2.3) и сравнив получившееся выражения с (2.5), имеем:

$$K = F(x_i) \cdot G(x_q). \quad (2.6)$$

Учитывая то, что $x_q = |V_{DPD}(t)|$, а $x_i = |V_{IN}(t)|$ и подставляя $V_{DPD}(t)$ из (2.4), предыдущее уравнение можно переписать в виде:

$$K = F(x_i) \cdot G(x_i \cdot |F(x_i)|). \quad (2.7)$$

Для того чтобы компенсировать амплитудно-фазовые искажения усилителя мощности, другими словами, чтобы удержать фазу постоянной для всего диапазона входных значений, фазовые искажения, вносимые корректором, должны быть противоположны к искажениям усилителя мощности:

$$\theta_F(x_i) = -\theta_G(x_q) \quad (2.8)$$

или, проводя замену переменных:

$$\theta_F(x_i) = -\theta_G(x_i \cdot |F(x_i)|). \quad (2.9)$$

Выходной сигнал системы в общем случае содержит сигнал ошибки:

$$V_{OUT}(t) = K \cdot V_{IN}(t) + V_{OUT_ERR}(t). \quad (2.10)$$

Часть выходного сигнала через ответвитель подаётся в обратную ветвь системы. Он поступает в блок адаптации через аттенюатор и другие устройства обработки сигнала. В результате на входе блока адаптации мы имеем уменьшенную в S раз копию сигнала с выхода усилителя мощности:

$$V_{FB}(t) = \frac{V_{OUT}(t)}{S} = \frac{K \cdot V_{IN}(t) + V_{OUT_ERR}(t)}{S}. \quad (2.11)$$

Сигнал входной ошибки вычисляется как разница между двумя сигналами, приходящими в блок адаптации: сигналом обратной связи и умноженным на K/S входным сигналом:

$$V_{ERR} = V_{FB}(t) - \frac{K \cdot V_{IN}(t)}{S} = \frac{V_{OUT-ERR}(t)}{S}. \quad (2.12)$$

Процесс адаптации оптимизирует коэффициенты таблицы таким образом, чтобы минимизировать сигнал входной ошибки. Адаптация может быть реализована на основе нескольких методов. Наиболее часто используются линейный алгоритм и метод секущих.

Линейный алгоритм адаптации можно получить, используя итеративную форму выражения (2.7):

$$F(x_i, j+1) = \frac{K}{G(x_i \cdot |F(x_i, j)|)}, \quad (2.13)$$

где $F(x_i, j)$ - значения коэффициентов таблицы соответствующие j -ой итерации.

Комбинируя (2.3) и (2.4) и подставляя получившееся выражение для $G(x_q)$ в предыдущую формулу, получим:

$$F(x_i, j+1) = F(x_i, j) \cdot K \cdot \frac{V_{IN}(t)}{V_{OUT}(t)}. \quad (2.14)$$

Из (2.10) и (2.12) имеем, что

$$K \cdot V_{IN}(t) = V_{OUT}(t) - S \cdot V_{ERR}(t). \quad (2.15)$$

После подстановки (2.11) и (2.15) в (2.14), получаем формулу для линейного алгоритма адаптации:

$$F(x_i, j+1) = F(x_i, j) \cdot \left(1 - \frac{V_{ERR}(t)}{V_{FB}(t)}\right). \quad (2.16)$$

Необходимо отметить, что для сходимости процесса адаптации выражение (2.16) обычно записывают в виде:

$$F(x_i, j+1) = F(x_i, j) \cdot (1 - \alpha \cdot \frac{V_{ERR}(t)}{V_{FB}(t)}), \quad (2.17)$$

где $\alpha \ll 1$ - параметр сходимости алгоритма.

Для адаптации методом секущих приведём лишь конечную формулу для вычисления корректирующих коэффициентов:

$$F(x_i, j+1) = \frac{F(x_i, j-1) \cdot V_{ERR}(x_i, j) - F(x_i, j) \cdot V_{ERR}(x_i, j-1)}{V_{ERR}(x_i, j) - V_{ERR}(x_i, j-1)}. \quad (2.18)$$

Преимущество метода секущих состоит в более быстрой сходимости, но, как видно из сравнения (2.16) и (2.18), он имеет намного большую сложность реализации в сравнении с линейным методом адаптации [55].

2.2 Модели на основе функциональных зависимостей

Разделение поведенческих моделей усилителей мощности на группы помогает лучше понять различия между этими моделями, а также способствует корректному выбору той или иной структуры цифровых предсказаний в зависимости от вида нелинейных эффектов, наблюдаемых в усилителе мощности. В широкополосных беспроводных системах связи наблюдают три основных эффекта, приводящих к искажениям сигнала в усилителе мощности:

- эффекты, связанные с безынерционной нелинейностью характеристик усилителя мощности;

- эффект линейной памяти, который может проявляться как временная задержка или фазовый сдвиг в цепях согласования и в используемых элементах схемы;

- эффект нелинейной памяти, который может быть вызван инерционностью активных элементов, температурной зависимостью характеристик, неидеальностью цепей питания и смещения.

Соответственно, модели усилителей мощности можно также разделить на три категории: безынерционные модели, модели с линейной памятью и модели с нелинейной памятью.

2.2.1 Безынерционные модели

Модели без памяти предполагают, что сигнал на выходе зависит лишь от текущего значения сигнала на входе и не зависит от предыстории (или имеет место равносильное утверждение о том, что передаточная характеристика в полосе сигнала постоянна и может характеризоваться одним значением на центральной частоте). При таком подходе нелинейность усилителя описывается двумя зависимостями: амплитудно-амплитудной и фазово-амплитудной характеристикой.

ААХ представляет собой зависимость амплитуды огибающей на выходе системы от амплитуды огибающей на её входе, а ФАХ описывает зависимость фазы сигнала на выходе системы от амплитуды огибающей на входе. Необходимо отметить, что в общем случае имеется также зависимость амплитуды и фазы сигнала на выходе усилителя мощности от фазы входного воздействия, но в большинстве случаев данный эффект даёт пренебрежительно малый вклад. Рассмотрим основные функциональные зависимости, применяемые для разработки моделей без памяти.

Самый простой метод описания нелинейной системы – это полиномиальная зависимость:

$$v_{\text{вых}} = \sum_{n=1}^N a_n * v_{\text{вх}} * (v_{\text{вх}})^{(n-1)}, \quad (2.19)$$

где $v_{\text{вых}}$ и $v_{\text{вх}}$ выходной и входной сигнал соответственно, а a_n - коэффициенты разложения. Все величины в данном выражении являются комплексными.

Коэффициенты разложения получают из экспериментально полученных ААХ и ФАХ усилителя мощности. Полиномиальная зависимость подходит для описания слабо нелинейных устройств, например, усилителей, работающих в режиме А, АВ.

При описании усилителя, работающего в режиме с отсечкой или близко к области насыщения, используют более сложные функциональные зависимости. При этом модели характеризуют комплексной передаточной характеристикой:

$$K_{УМ}(v_{ex}) = G_{УМ}(v_{ex}) * \exp(i * 2 * \pi * \Phi_{УМ}(v_{ex})). \quad (2.20)$$

Тогда сигнал на выходе можно представить в виде:

$$v_{вых}(v_{ex}) = v_{ex} * G_{УМ}(v_{ex}) * \exp(i * 2 * \pi * \Phi_{УМ}(v_{ex})). \quad (2.21)$$

Модель Saleh часто используется для моделирования усилителей мощностей, особенно при разработке устройств на лампе бегущей волны. Она рекомендована в качестве стандарта модели для УМ IEEE [56]. Данная модель описывает ААХ и ФАХ следующими соотношениями:

$$G_{УМ}(v_{ex}) = \frac{a_A * |v_{ex}|}{1 + b_A * |v_{ex}|^2}, \quad (2.22)$$

$$\Phi_{УМ}(v_{ex}) = \frac{a_\Phi * |v_{ex}|^2}{1 + b_\Phi * |v_{ex}|^2}, \quad (2.23)$$

где a_A, b_A, a_Φ, b_Φ - коэффициенты модели, которые определяются путём аппроксимации экспериментальных зависимостей. Часто используются следующие значения для коэффициентов: 2.1587, 1.1517, 4.033 и 9.104

соответственно. Основная проблема, возникающая при использовании данной модели, состоит в том, что она оптимизирована для ЛБВ и недостаточно корректно описывает поведение твердотельных усилителей мощности.

Модель Rapp [57] применяется для описания характеристик твердотельных усилителей мощности, но описывает лишь амплитудно-амплитудную зависимость:

$$G_{ум}(v_{ex}) = \frac{1}{\left(1 + \left(\frac{|v_{ex}|}{a_A}\right)^{2 \cdot P}\right)^{\frac{1}{2 \cdot P}}}, \quad (2.24)$$

где a_A , P - параметры модели. Данная модель также описывает слабо нелинейный режим работы усилителя при воздействии сигнала малой амплитуды. Поэтому для большесигнальных приложений эта модель неприменима.

Ещё одной моделью, применяемой для описания характеристик твердотельных усилителей, является модель Ghorbani. Зависимости для ААХ и ФАХ данной модели имеют вид [58]:

$$G(v_{ex}) = \frac{x_1 \cdot v_{ex}^{x_2}}{1 + x_3 \cdot v_{ex}^{x_2}} + x_4 \cdot v_{ex}, \quad (2.25)$$

$$\Phi(v_{ex}) = \frac{y_1 \cdot v_{ex}^{y_2}}{1 + y_3 \cdot v_{ex}^{y_2}} + y_4 \cdot v_{ex}^{y_2}, \quad (2.26)$$

где $x_1 \dots x_4$, $y_1 \dots y_4$ - параметры модели. Стандартные значения для них равны 8.1081, 1.5413, 6.5202, -0.0718, 4.6645, 2.0965, 10.88 и -0.003 соответственно. Ghorbani модель применима при разработке устройств на полевых транзисторах, а также при анализе нелинейностей под воздействием малых амплитуд.

Однако, существует модификация данной модели, которая позволяет описывать работу твердотельного усилителя при различных режимах работы [59]:

$$G(v_{ex}) = \frac{x_1 \cdot v_{ex}^{x_2}}{1 + x_3 \cdot v_{ex}^{x_5}} + x_4 \cdot v_{ex}, \quad (2.27)$$

$$\Phi(v_{ex}) = \frac{y_1 \cdot v_{ex}^{y_2}}{1 + y_3 \cdot v_{ex}^{y_5}} + y_4 \cdot v_{ex}^{y_2}. \quad (2.28)$$

Видно, что модификация отличается от оригинала показателями степеней в числителях и знаменателях. Эту модификацию можно применять для различного рода усилителей мощности: сильно нелинейного усилителя под воздействием сигнала малой амплитуды (режим 1); умеренно нелинейного усилителя под воздействием сигнала малой и большой амплитуды (режим 2); сильно нелинейного усилителя при больших входных воздействиях (режим 3). Ниже приведены значения параметров модифицированной модели и характеристики усилителя (рис.2.5) для различных режимов работы.

Режим 1 (РА1). Данный режим описывает усилитель, который проявляет нелинейные свойства при малых входных воздействиях и линеен при больших, то есть для транзистора, рабочая точка которого близка к напряжению отсечки. Параметры модифицированной модели в этом случае равны 1.92, 1.74, 0.92, 0, 1.74, 0.02, 1, 0.4, 0 и 3.5 для $x_1 \dots x_5, y_1 \dots y_5$ соответственно.

Режим 2 (РА2). Данный режим описывает работу усилителей класса АВ, В, С, когда устройство нелинейно при малых и больших амплитудах. Параметры для ААХ модели равны соответственно 1.62, 1.24, 0.82, -0.009, 1.24. Что касается ФАХ, то для того, чтобы её поведение корректно описывало поведение реальной характеристики и при малых, и при больших входных воздействиях, ее представляют в виде разности двух ФАХ, описанных выше. Для уменьшаемого члена разности коэффициенты имеют значения: $0.33e-2, 0, 0.36e-2, 0, 1$, а для вычитаемого - $-0.76, 0, 6.7, 0, 1$.

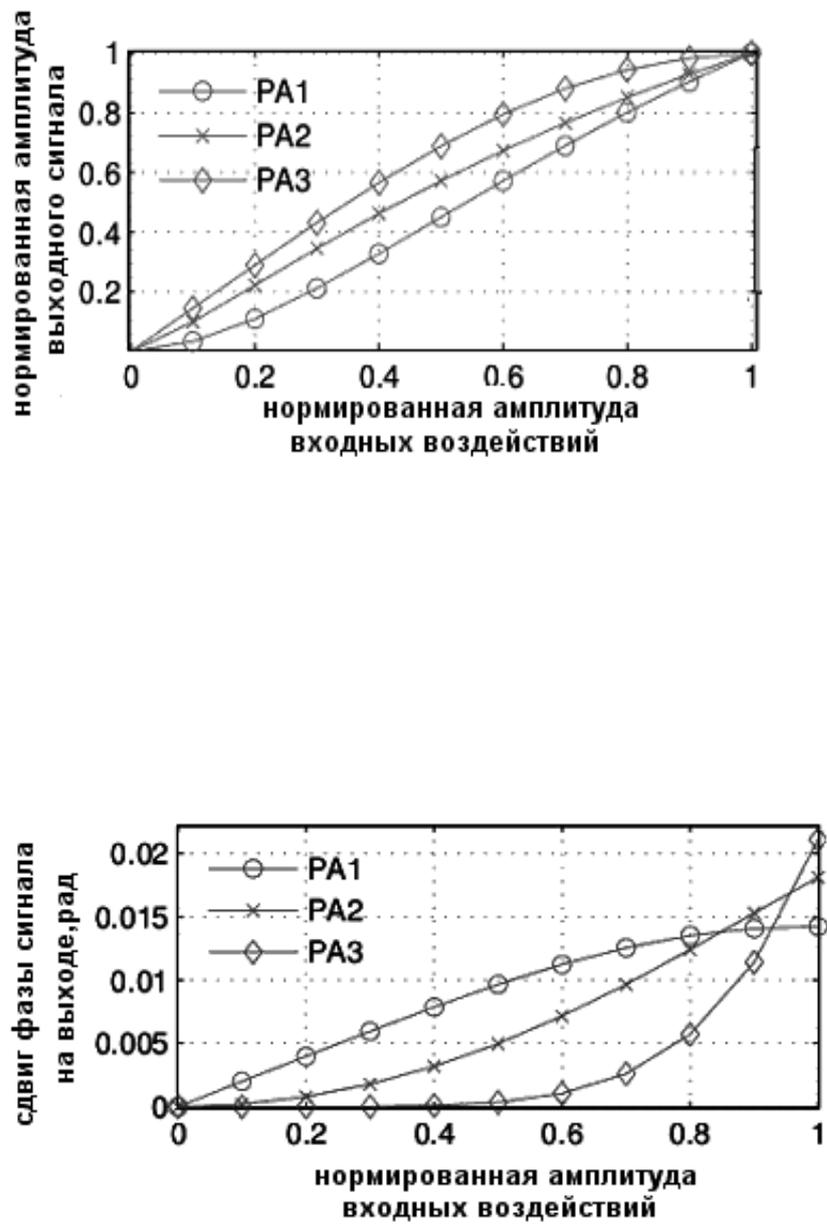


Рис.2.5 ААХ и ФАХ модели Ghorbani

Режим 3 (РА3). Наконец, третий режим характеризует нелинейные свойства усилителя, работающего при больших воздействиях, то есть описывает усилитель класса А. Для данного режима параметры модели равны 1.92, 1, 0.46, 0, 3, 0.023, 6, 0.1, 0 и 2. На рис.2.5 приведены ААХ и ФАХ, построенные по модифицированной модели для различных режимов работы усилителя.

2.2.2 Модели с линейной памятью

Число бесструктурных инерционных моделей усилителей мощности достаточно велико. Наиболее известными являются модели Винера, Гаммерштейна, Вольтерры, а также различные модели на основе нейронных сетей. Блочные модели типа Винера и Гаммерштейна представляют собой последовательности линейных инерционных фильтров и безынерционных нелинейных элементов [60].

Модель Винера состоит из линейного фильтра с передаточной характеристикой $H(\omega)$ и следующим за ним безынерционным нелинейным блоком, как показано на рис.2.6. Зависимость выходного сигнала от входного в случае, если нелинейность представлена в виде полиномиальной функции, выглядит следующим образом:

$$y(l) = \sum_{k=1}^P a_k \left(\sum_{n=0}^{M-1} h(n)x(l-n) \right)^k, \quad (2.29)$$

где a_k - коэффициенты полинома, $h(n)$ - импульсная характеристика фильтра, P, M - степень нелинейности и глубина памяти, соответственно.

Так как фильтр находится перед нелинейным блоком, то в модели Винера наблюдается частотно-зависимый сдвиг амплитуды огибающей входного сигнала, то есть происходит "горизонтальное размывание" нелинейных ААХ и ФАХ.

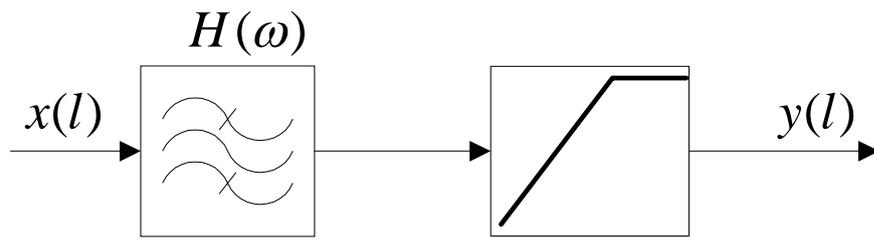


Рис.2.6 Модель Винера

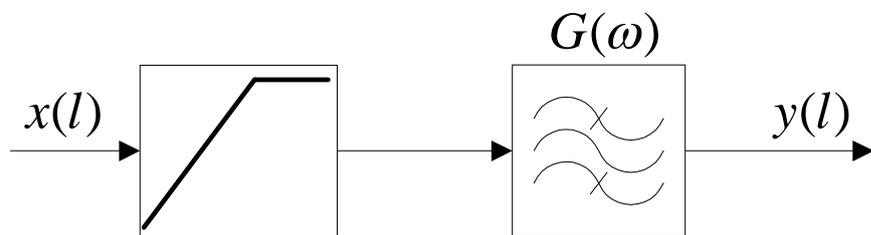


Рис.2.7 Модель Гаммерштейна

Как видно из этих соотношения (2.29), для определения параметров данной модели необходимо решать систему нелинейных уравнений, что усложняет процедуру идентификации. Данная проблема отсутствует в модели Гаммерштейна.

Модель Гаммерштейна состоит из безынерционного нелинейного блока и следующего за ним линейного фильтра с передаточной характеристикой $G(\omega)$, как показано на рис. 2.7. Зависимость выходного сигнала от входного в случае, если нелинейность представлена в виде полиномиальной функции:

$$y(l) = \sum_{n=0}^{M-1} g(n) \sum_{k=1}^P a_k x^k(l-n), \quad (2.30)$$

где a_k - коэффициенты полинома, $g(n)$ - импульсная характеристика фильтра.

Модель Гаммерштейна – линейная функция относительно своих параметров, поэтому процедура построения этой модели намного проще, чем для модели Винера. Необходимо отметить, что модель Винера и Гаммерштейна являются обратными одна для другой. Это важно при построении системы с цифровыми предсказаниями: если модель усилителя представлена в виде модели Винера, то при разработке корректора за основу берут модель Гаммерштейна и наоборот.

Так как фильтр располагается за нелинейным блоком, то в модели Гаммерштейна также наблюдается частотно-зависимый сдвиг амплитуды огибающей выходного сигнала, но происходит "вертикальное размывание" нелинейных ААХ и ФАХ. Для того, чтобы смоделировать "горизонтальное" и "вертикальное размывание" характеристик одновременно, применяется модель Винера-Гаммерштейна.

Модель Винера-Гаммерштейна (рис.2.8) состоит из трех блоков, следующих друг за другом: входного фильтра $H(\omega)$, безынерционного нелинейного элемента и выходного фильтра $G(\omega)$. В данной модели входной фильтр отображает инерционность входной согласующей цепи и цепей питания, а выходной фильтр -

выходных согласующих цепей. Зависимость выходного сигнала от входного для данной модели можно записать в виде:

$$y(l) = \sum_{n_2=0}^{M_2-1} g(n_2) \sum_{k=1}^P a_k \left\{ \sum_{n_1=0}^{M_1-1} h(n_1) x(l - n_1 - n_2) \right\}^k, \quad (2.31)$$

где a_k - коэффициенты полинома, $h(n_1)$, $g(n_2)$ - импульсные характеристики входного и выходного фильтров с глубиной памяти M_1, M_2 .

Модели Винера и Гаммерштейна являются частным случаем модели Винера-Гаммерштейна, поэтому последняя описывает все эффекты, присущие первым двум, но при этом, из-за нелинейной зависимости от параметров фильтров и нелинейного блока, процедура экстракции параметров данной модели является сложным процессом.

2.2.3 Модели с нелинейной памятью

Рассмотрим модели, учитывающие нелинейную память устройства.

Пусть имеется нелинейная система с одним входом и одним выходом, описываемая оператором:

$$y(t) = N(x(t)). \quad (2.32)$$

Здесь $x(t)$ – входной сигнал системы, $y(t)$ – выходной сигнал системы, $N(*)$ – нелинейный оператор.

Выходной сигнал системы может быть представлен в виде:

$$y(t) = \int q_1(\tau) * x(t - \tau) d\tau + \iint q_2(\tau_1, \tau_2) * x(t - \tau_1) * x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots, \quad (2.33)$$

где $q_k(t_1, t_2, \dots, t_k)$ – ядро ряда Вольтерры k -й степени, k -мерная весовая функция.

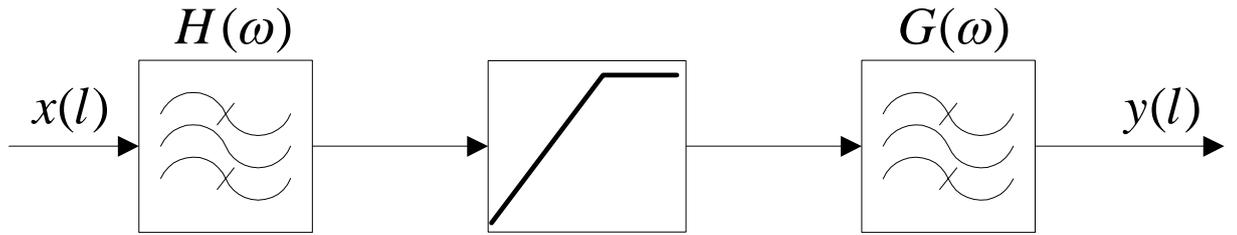


Рис.2.8 Модель Винера-Гаммерштейна

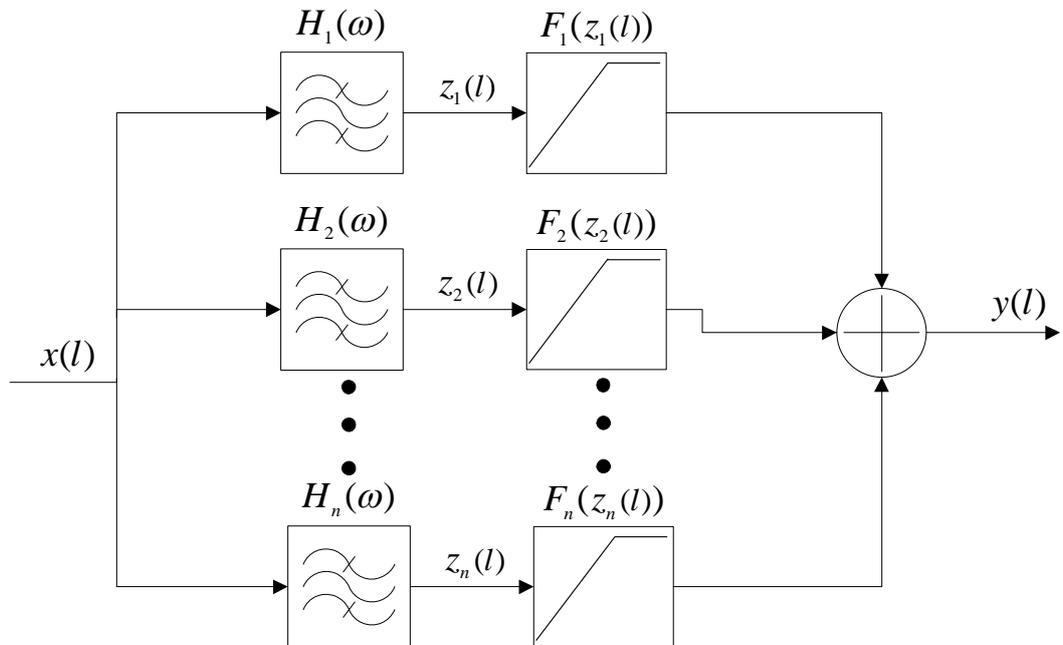


Рис.2.9 Параллельная модель Винера

Как видно, ряд Вольтерры является обобщением интеграла свертки, широко используемого в теории линейных систем. В результате такого представления оператора можно построить модель системы в виде параллельного соединения звеньев, соответствующих каждому из слагаемых ряда. Ясно, что чем меньше абсолютная величина $x(t)$, тем меньше членов потребуется.

Модель Вольтерры является наиболее полной и общей из поведенческих моделей динамических нелинейных систем [61-63]. Дискретная форма модели описывается выражением:

$$y(l) = \sum_{k=1}^P \sum_{n_1=0}^M \sum_{n_2=0}^M \dots \sum_{n_k=0}^M h_k(n_1, n_2, \dots, n_k) \times \prod_{i=1}^k \tilde{x}(l - n_i). \quad (2.34)$$

Это выражение представляет собой сумму k -мерных сверток отсчетов аналитического представления сигнала с ядрами Вольтерры $h_k(n_1, n_2, \dots, n_k)$, а P, M - порядок нелинейности и глубина памяти соответственно. Если рассматривать выходной сигнал в основной полосе, то очевидно не надо учитывать в модели Вольтерры четных степеней комплексной амплитуды входного сигнала. Также, используя известное соотношение:

$$\tilde{x}(t) = \frac{x(t) \cdot e^{j2\pi ft} + x^*(t) \cdot e^{-j2\pi ft}}{2},$$

получим следующее выражение для модели:

$$y(l) = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{кнеч}}}^P \sum_{n_1=0}^M \sum_{n_2=0}^M \dots \sum_{n_k=0}^M h_k(n_1, n_2, \dots, n_k) \cdot [x(l) \cdot e^{j2\pi ft} + x^*(l) \cdot e^{-j2\pi ft}] \\ \times \prod_{i=1}^k [x(l - n_i) \cdot e^{j2\pi ft} + x^*(l - n_i) \cdot e^{-j2\pi ft}].$$

Анализируя (2.35), можно увидеть, что все слагаемые, с разницей между числом членов $x(l)$ и числом членов $x^*(l)$ не равной единице, будут давать составляющие, которые не попадают в основной канал передачи. Учитывая это, получим следующее выражение для модели Вольтерры:

$$y(l) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ неч}}}^P \sum_{n_1=0}^M \sum_{n_2=n_1}^M \dots \sum_{n_{(k+1)/2}=n_{(k-1)/2}}^M \times \sum_{n_{(k+3)/2}=0}^M \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^M h_k(n_1, n_2, \dots, n_k) \times \prod_{i=1}^{(k+1)/2} [x(l-n_i) \prod_{(k+3)/2}^k x^*(l-n_i)] \quad (2.35)$$

Одним из недостатков модели Вольтерры является экспоненциальное увеличение количества определяемых параметров (ядер) при увеличении порядка нелинейности системы и глубины памяти. Поэтому в последнее время широко разрабатываются различные модификации данной модели, позволяющие уменьшить количество параметров, необходимых для её идентификации. Рассмотрим некоторые из них.

Одной из наиболее простых модификаций является полиномиальная модель с памятью

$$y(l) = \sum_{k=1}^P \sum_{n=0}^M h_{k,n} x(l-n) |x(l-n)|^{k-1}. \quad (2.36)$$

Видно, что данная модель получается из модели Вольтерры, если не учитывать при рассмотрении произведения вида $x[l-n_i]x^*[l-n_m]$, где $n_i \neq n_m$, т.е. перекрестные члены с различным временем задержки входных отсчетов. Полиномиальную модель с памятью можно также рассмотреть как расширенную полиномиальную модель.

Полиномиальную модель с памятью иногда рассматривают как параллельное включение моделей Гаммерштейна. Следовательно, можно включить параллельно и модель Винера (рис.2.9), которая будет описывать нелинейный эффект памяти в усилителях мощности. Однако параллельной модели Винера присущи те же самые проблемы при идентификации параметров, что и обычной модели Винера.

С целью повышения точности и эффективности работы полиномиальной модели с памятью в её описание вводят некоторые перекрестные члены. Обычно учитываются произведения задержанных друг относительно друга отсчетов вида:

$x(n)|x(n-m)|$ и $x(n)|x(n+m)|$. Тогда, обобщая полиномиальную модель с памятью перекрестными членами [64,65], получаем:

$$y[l] = \sum_{k=1}^P \sum_{n=0}^Q h_{k,n} x[l-n] |x[l-n]|^{k-1} + \sum_{k=1}^{P_a} \sum_{n=0}^{Q_a} \sum_{m=1}^{M_a} a_{k,n,m} x[l-n] |x[l-n-m]|^{k-1} + \sum_{k=1}^{P_b} \sum_{n=0}^{Q_b} \sum_{m=1}^{M_b} b_{k,n,m} x[l-n] |x[l-n+m]|^{k-1}. \quad (2.37)$$

Данная модель называется обобщенной полиномиальной моделью с памятью.

Для уменьшения количества параметров модели Вольтерры при сохранении точности описания нелинейной динамической системы используют различные подходы. Один из них основан на разделении нелинейных и динамических свойств системы. Это так называемая *DDR*-модель Вольтерры (*DDR* – с пониженной девиацией динамики) [66-68]. Математическая форма записи данной модели представлена выражением:

$$y[l] = \sum_{k=1}^P h_{k,0}(0, \dots, 0) x^k[l] + \sum_{k=1}^P \left\{ \sum_{r=1}^k \left[x[l]^{k-r} \sum_{n_1=1}^Q \dots \sum_{n_r=n_{r-1}}^Q h_{k,r}(0, \dots, 0, n_1, \dots, n_r) \prod_{j=1}^r x[l-n_j] \right] \right\} \quad (2.38)$$

где введен дополнительный параметр R – порядок динамики, который отвечает за возможное число задержанных отсчетов, умножающихся на текущий отсчет, а $h_{p,r}(0, \dots, 0, n_1, \dots, n_r)$ – ядро Вольтерры с порядком нелинейности k и порядком динамики r . Таким образом, в данной модели значительного уменьшения числа параметров удастся достичь как за счет пренебрежения перекрестными членами, содержащими только задержанные отсчёты, так и за счёт ограничения перекрестных членов с текущим отсчётом.

Если представить комплексную амплитуду сигнала в виде произведения вещественной амплитуды и фазового множителя: $x(n) = a(n)e^{j\phi(n)}$, то, подставив его в выражение для обычной модели Вольтерры (уравнение (2.36)), получим:

$$y(l) = \sum_{k=1}^P \sum_{n_1=0}^M \dots \sum_{n_{(k+1)/2}=n_{(k-1)/2}}^M \sum_{n_{(k+3)/2}=0}^M \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^M h_k(n_1, n_2, \dots, n_k) \times a(l-n_1) \dots a(l-n_k) e^{j\phi(l-n_1)} \dots e^{j\phi(l-n_{(k+1)/2})} e^{-j\phi(l-n_{(k+3)/2})} \dots e^{-j\phi(l-n_k)}. \quad (2.39)$$

Необходимо отметить, что количество множителей с положительным значением фазы должно быть на одно больше, чем количество множителей с отрицательным значением фазы. Для амплитудных и фазовых множителей можно ввести разные значения степени нелинейности и глубины памяти, тогда выражение (2.40) можно записать в другом виде:

$$y(l) = \sum_{k_1=1}^{P_1} \sum_{k_2=1}^{P_2} \sum_{n_1=0}^M \dots \sum_{n_{k_1}=n_{k_1-1}}^M \sum_{m_1=0}^L \dots \sum_{m_{(k_2+1)/2}=m_{(k_2-1)/2}}^L \sum_{m_{(k_2+3)/2}=0}^L \dots \sum_{m_{k_2}=m_{k_2-1}}^L h_{k_1, k_2}(n, m) \times a(l-n_1) \dots a(l-n_{k_1}) e^{j\phi(l-m_1)} \dots e^{j\phi(l-m_{(k_1+1)/2})} \times e^{-j\phi(l-m_{(k_1+3)/2})} \dots e^{-j\phi(l-m_{k_1})}. \quad (2.40)$$

Такое разделение выходного сигнала на амплитудную и фазовую составляющие значительно уменьшает количество параметров модели и не ухудшает, а в некоторых случаях даже улучшает, эффективность модели Вольтерры [69,70]. Данную модель называют полярной моделью Вольтерры.

2.3 Идентификация бесструктурных моделей СВЧ усилителей мощности

Прежде чем использовать модель, необходимо вычислить значения ее коэффициентов, то есть провести процедуру идентификации модели.

Параметры выбранной модели должны быть такими, чтобы минимизировать некоторую меру расхождения между смоделированными и экспериментальными данными. Ошибка моделирования определяется следующим

выражением:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t|\theta), \quad (2.41)$$

где $y(t)$ - измеренный сигнал, $\hat{y}(t|\theta)$ - выходные данные модели при некотором значении вектора параметров модели θ .

Цель идентификации моделей состоит в том, чтобы найти такой вектор параметров $\hat{\theta}$, который минимизирует выбранную целевую функцию:

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= \arg_{\theta} \min V(\theta), \\ V(\theta) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N l(\varepsilon(t)), \end{aligned} \quad (2.42)$$

где $l(\cdot)$ - скалярная, обычно принимающая положительные значения, функция, $V(\theta)$ - целевая функция. В самом общем случае зависимость функции $V(\theta)$ от параметров модели носит нелинейный характер.

При идентификации любой из рассмотренных выше моделей используются методы многопараметрической оптимизации. При этом целевая функция может иметь как глобальный, так и локальные минимумы. Поэтому различают и методы глобальной и локальной оптимизации.

Локальные методы оптимизации начинают свою работу, отталкиваясь от начальных приближений, и находят локальный минимум, наиболее близкий к начальной точке. Поэтому для определения наилучшего решения оптимизационной задачи методами локального поиска необходимо использовать его с различными начальными условиями. Рассмотрим основные группы методов локального поиска.

Первая группа методов - это детерминированные прямые методы (метод Хука-Дживса, симплекс-метод, метод сопряженных направлений). Данные методы не требуют нахождения производной целевой функции. Поиск решения основан на вычислении целевой функции в каждой точке траектории до тех пор,

пока не будет найден её минимум. Данные методы обычно очень медленно сходятся к оптимальному решению.

Вторая группа методов - детерминированные методы с использованием градиента функции (метод наискорейшего спуска, метод Ньютона). Данные методы являются достаточно эффективными и наиболее часто используются для решения оптимизационных задач. Вектор градиента целевой функции $V(\theta)$ для соответствующего параметра θ определяется как частная производная:

$$g(\theta) = \frac{\partial V(\theta)}{\partial \theta}. \quad (2.43)$$

В качестве градиента при этом может быть использовано вычисленное аналитическое соотношение или аппроксимация. Тогда вектор определяемых параметров вычисляется итерационно:

$$\theta_n = \theta_{n-1} - \mu_{n-1} p_{n-1}, \quad (2.44)$$

где $p_{n-1} = R_{n-1} g_{n-1}$, а μ_{n-1} - длина шага итерации, которая отвечает за сходимость и устойчивость метода. В выражении (2.44) новый вектор параметров получается модификацией старого вектора на величину, пропорциональную отрицательному градиенту. В качестве весовой функции вектора градиента выступает матрица R_{n-1} , которая должна гарантировать выполнение следующего соотношения $V(\theta_n) < V(\theta_{n-1})$. Если в качестве матрицы R_{n-1} взять единичную матрицу, то мы получим метод наискорейшего спуска, являющийся основой для метода стохастического градиента (LMS метода – least mean squares), рассматриваемого далее. В методе Ньютона в качестве матрицы R_{n-1} выбирают матрицу, обратную к матрице Гессе $R_{n-1} = H_{n-1}^{-1}$, которая содержит вторые производные целевой функции.

Третья группа методов локальной оптимизации - это нелинейные методы наименьших квадратов (метод Гаусса-Ньютона, метод Левенберга-Марквардта). Данные методы минимизируют целевые функции вида

$$V(\theta) = \sum_{t=1}^N \lambda^{n-t} |f(t, \theta)|^2, \quad (2.45)$$

где λ^{n-t} - весовой коэффициент.

Четвертая группа методов - методы многомерной условной локальной оптимизации. В данных методах накладываются определенные условия на границы поиска или значения целевой функции. Например, необходимо минимизировать целевую функцию $V(\theta)$, при этом на вектор параметров накладываются ограничения вида $g(\theta) < 0$.

Среди методов нелинейной глобальной оптимизации можно выделить следующие: алгоритм имитации отжига, метод Монте-Карло, эволюционные алгоритмы (генетический алгоритм, генетическое программирование, эволюционное программирование), алгоритм поиска оптимального выбора методом ветвей и границ, поиск с запретами.

Итак, если в качестве функции $l(\cdot)$ выбрать квадрат ошибки, то функция $V(\theta)$ будет выглядеть следующим образом:

$$V(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon^2(t) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - \hat{y}(t|\theta))^2. \quad (2.46)$$

Таким образом, задача идентификации модели сводится к минимизации суммы квадратов отклонений смоделированных данных от экспериментально измеренных, то есть к методу наименьших квадратов.

Вообще говоря, для определения параметров модели нам надо решить систему уравнений относительно вектора столбца параметров модели:

$$y(t) = \hat{y}(t|\theta), \quad t = 1 \dots N..$$

В общем случае данная система является нелинейной относительно определяемых параметров. Но рассмотренные выше полиномиальная модель, полиномиальная модель с памятью, обобщенная полиномиальная модель с памятью, модель Вольтерры и ее модификации являются моделями с линейной

зависимостью от параметров. Поэтому система уравнений также будет линейной. Решение системы линейных алгебраических уравнений находят различными способами, которые можно разделить на прямые и итерационные методы решения. Обычно предпочтение отдаётся прямым методам.

Так как рассмотренные выше поведенческие модели усилителя мощности представляют собой различные модификации модели Вольтерры, то алгоритмы определения их параметров аналогичны. Рассмотрим для простоты полиномиальную модель с памятью, выходной сигнал которой определяется согласно выражению (2.36). Для того, чтобы определить параметры модели, перепишем это выражение в матричном виде.

Пусть имеется N отсчетов выходного сигнала $y(l)$, тогда наблюдаемый сигнал можно записать в форме вектора-столбца:

$$\mathbf{Y} = [y(0) \ y(1) \dots y(N-1)]^T. \quad (2.47)$$

При этом отсчеты входного сигнала можно сформировать в матрицу следующего вида:

$$\begin{aligned} \mathbf{\Phi} &= [\boldsymbol{\phi}(0) \ \boldsymbol{\phi}(1) \dots \boldsymbol{\phi}(N-1)]^T, \\ \text{где} & \\ \boldsymbol{\phi}(n) &= [\phi_1(n) \ \phi_2(n) \ \dots \ \phi_p(n)], \ n=0 \dots N-1 \end{aligned} \quad (2.48)$$

при этом $\phi_i(n)$ является строкой, состоящей из элементов, представляющих произведения вида:

$$x(n-l_1) \dots x(n-l_{i+1}) x^*(n-l_{i+3}) \dots x^*(n-l_i), \ l_i = 0 \dots M,$$

а параметры модели можно записать в виде вектора-столбца:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_M]^T, \ \mathbf{h}_m = [h_{1,m} \ h_{2,m} \dots h_{p,m}]. \quad (2.49)$$

Тогда уравнение (2.36) в терминах входных и выходных отсчётов сигнала, используя соотношения (2.47)-(2.49), можно представить в матричном виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Phi} \cdot \mathbf{H}. \quad (2.50)$$

Решение данного матричного уравнения имеет вид:

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Phi}^+ \cdot \mathbf{Y}. \quad (2.51)$$

где знак «+» описывает процедуру псевдообращения Мура–Пенроуза [71]. Псевдообращение можно понимать как наилучшую аппроксимацию (по методу наименьших квадратов) решения соответствующей системы линейных уравнений. Процедура псевдообращения определена для любых матриц над действительными и комплексными числами. Причём псевдообратная матрица может быть вычислена с помощью собственного представления матрицы:

$$\mathbf{\Phi}^+ = (\mathbf{\Phi}^* \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{\Phi}. \quad (2.52)$$

Аналогично приведенной выше процедуре можно составить вектор-столбец выходных отсчетов, матриц входных отсчетов и вектор-столбец параметров для любой из моделей, представляющих собой модификацию модели Вольтерры.

Так как обычно количество экспериментальных данных, на которых проводится идентификация модели, превосходит число параметров модели, то система (2.50) является переопределенной. Поэтому найти вектор \mathbf{H} , являющийся точным решением системы, невозможно. Можно определить только его оценку.

Рассмотренная выше процедура псевдообращения Мура-Пенроуза является одним из прямых методов решения задачи наименьших квадратов. Ввести понятие псевдообращения позволила процедура SVD-разложения (Singular Value Decomposition). Еще одним часто используемым методом при решении задачи наименьших квадратов является QR-разложение, которое основано на разложении матрицы входных отсчетов на ортогональную матрицу Q и верхнетреугольную матрицу R .

2.4 Алгоритмы идентификации адаптивных цифровых корректоров

При выборе и идентификации моделей цифровых корректоров существует несколько подходов. Первый состоит в непосредственном определении функциональной зависимости и её параметров, обратной к нелинейной комплексной передаточной характеристике усилителя мощности [72,73]. В этом случае сначала выбирают модель усилителя и проводят её идентификацию на основе экспериментально измеренных данных. Модель корректора затем получается путем обращения полученной модели усилителя мощности. Но на практике, если в качестве модели усилителя рассматривать модель с нелинейной памятью, например модель Вольтерры, нахождение инверсной модели приводит к вычислительно сложным методам и реализациям.

Второй подход является более простым и технически реализуемым. Он состоит в реализации обучающей системы, позволяющей определять параметры любой выбранной модели корректора. При этом возможны две основные архитектуры для построения системы обучения корректора: прямая (рис.2.10) и обратная (рис.2.11). Сочетание этих систем обучения с методами поиска минимума целевой функции, разнообразие которых представлено на рис.2.12, и реализует второй метод идентификации параметров корректора.

При использовании прямой архитектуры обучения идентификация параметров корректора происходит на основе минимизации разности между ослабленным сигналом с выхода усилителя z и сигналом, поступающим на вход корректора x . Здесь $F_{pre}(x)$ – комплексная передаточная характеристика корректора, которая имеет вид функциональной зависимости одной из рассмотренных выше поведенческих моделей, $K(y)$ - комплексная передаточная характеристика усилителя мощности, G_0 - линейный коэффициент передачи усилителя. Характеристика идеального корректора должна соответствовать условию:

$$K(F_{pre}(x)) = G_0 \cdot x$$

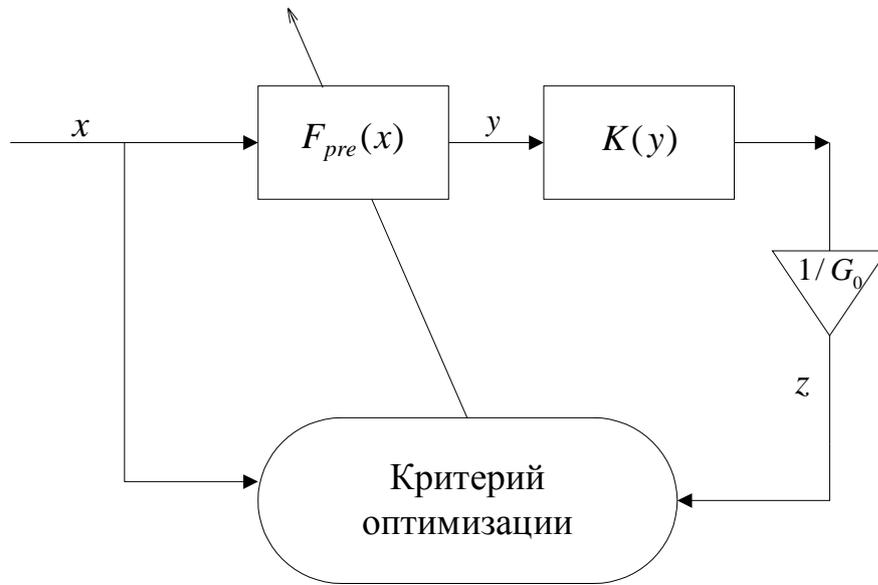


Рис.2.10 Прямая архитектура системы обучения

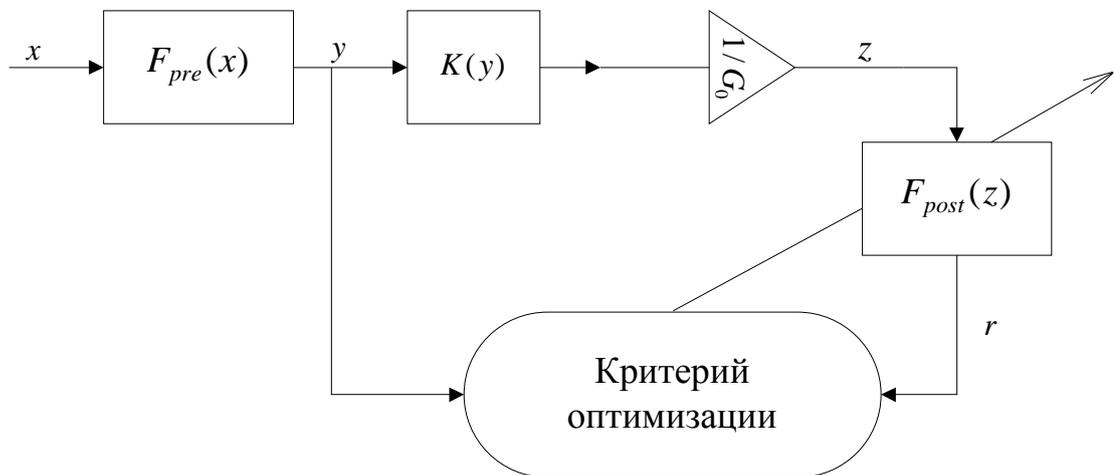


Рис.2.11 Обратная архитектура системы обучения

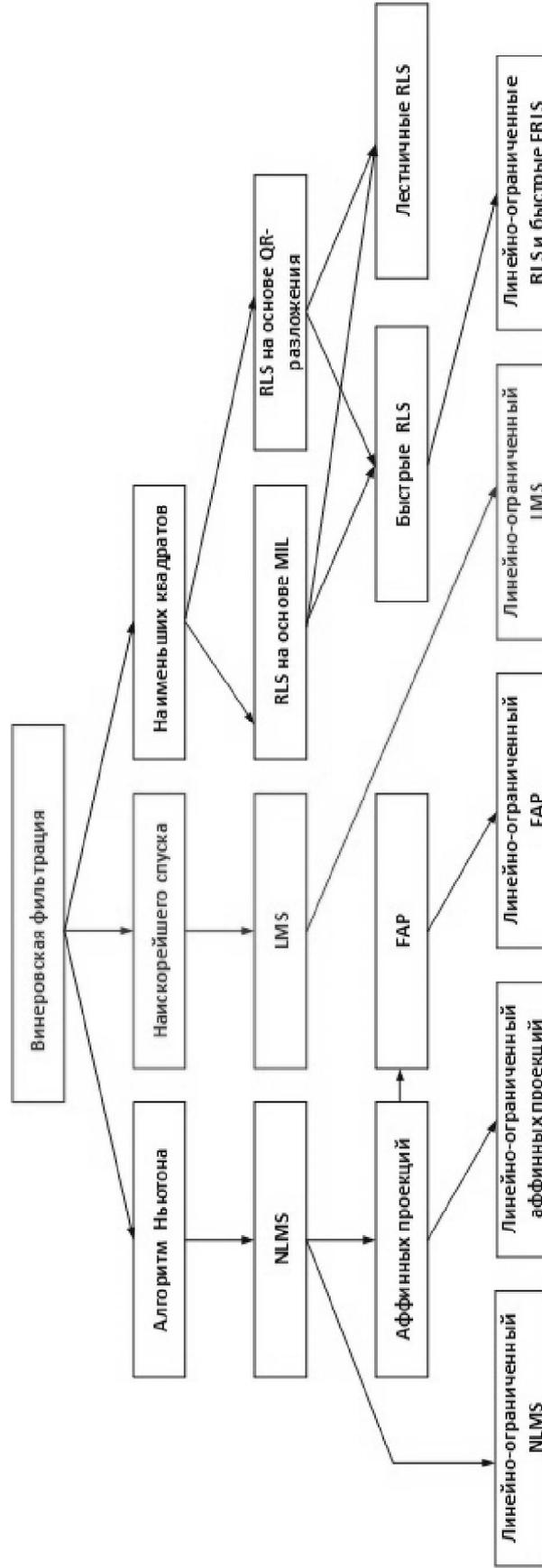


Рис.2.12 Методы поиска минимума целевой функции

или

$$F_{pre}(x) = K^{-1}(G_0 x).$$

Так как $K(y)$ - нелинейный оператор, то нельзя вычислить прямыми методами (метод наименьших квадратов) параметры модели корректора из набора экспериментально измеренных данных. Однако, оптимизационные итерационные алгоритмы решают данную проблему. При этом в качестве целевой функции используется квадрат разницы между мгновенными значениями z и x .

При обратной архитектуре обучения на выходе усилителя мощности вводится копия модели корректора – посткорректор F_{post} . Причём считается, что его характеристика идентична характеристике предкорректора F_{pre} . Это обобщение корректно для полиномиальных поведенческих моделей [74]. При таком подходе для идентификации модели корректора можно применить прямые методы. Тогда в качестве входных данных в выражениях (2.47) - (2.51) необходимо использовать данные на выходе усилителя мощности z , а в качестве выходных – y . Для определения параметров модели корректора необходимо решить систему линейных уравнений, используя процедуру псевдообращения Мура-Пенроуза. Однако, в отличие от идентификации модели усилителя, процедуру идентификации модели корректора проводят в несколько этапов. На первом этапе, в качестве входных и выходных данных посткорректора используют экспериментально измеренные данные без учёта предкорректора. На следующих этапах данная процедура повторяется с той лишь разницей, что входной сигнал сначала пропускается через предкорректор. Необходимость нескольких этапов при идентификации методом наименьших квадратов объясняется тем, что при прохождении через предкорректор увеличивается полоса сигнала и его пик-фактор.

Помимо прямых методов идентификации в обратной архитектуре обучения применяют также и итерационные методы многомерной оптимизации. В данном случае параметры блока предсказания F_{pre} на $n+1$ итерации идентификации должны быть равны параметрам посткорректора на n итерации:

$$F_{pre}^{n+1} = F_{post}^n. \quad (2.53)$$

Как указывалось выше, система цифровых предискажений должна адаптироваться к изменению характеристик усилителя. Для этого обычно применяется обратная ветвь и вводится цифровой блок адаптации. Алгоритмы адаптации для корректоров с таблицами соответствия были рассмотрены ранее. Рассмотрим теперь возможные адаптивные алгоритмы для систем цифровых искажений с корректорами на основе поведенческих моделей.

Необходимо отметить, что процесс адаптации системы можно рассматривать, как процесс идентификации модели корректора итерационными методами оптимизации.

Наиболее простым с точки зрения программной реализации является метод стохастического градиента. Однако он достаточно медленно сходится и имеет большие шумы ошибки. Более точным и быстрее сходящимся является рекурсивный метод наименьших квадратов, но при этом он требует больших вычислительных ресурсов. В данной работе были рассмотрены оба этих алгоритма применительно для адаптации (и идентификации) параметров цифровых корректоров, построенных на основе различных поведенческих моделей. При этом выведены соотношения для итерационного обновления параметров различных моделей, обобщенные на случай комплексных величин, как на основе метода стохастического градиента, так и на основе рекурсивного метода наименьших квадратов.

Выведем основные соотношения для коэффициентов модели Вольтерры, обобщив полученные результаты на полиномиальную модель с памятью, обобщенную модель с памятью и модель Вольтерры с пониженной динамикой. При этом распишем соотношения на примере обратной архитектуры обучения.

Рассмотрим сначала метод стохастического градиента (*LMS*). В качестве целевой функции будем использовать квадрат мгновенной ошибки, которая определяется соотношением:

$$V(n) = e(n)e^*(n), \quad (2.54)$$

где мгновенное значение ошибки задается соотношением:

$$e(n) = y(n) - r(n). \quad (2.55)$$

Учитывая соотношения (2.48) – (2.50), выражение (2.55) можно переписать в виде:

$$e(n) = y(n) - \mathbf{\Phi}(n) \cdot \mathbf{H}(n), \quad (2.56)$$

где $\mathbf{\Phi}(n)$ состоит из комплексных отсчетов сигнала z . Алгоритм стохастического градиента минимизирует целевую функцию путем итерационного изменения весовых коэффициентов согласно выражению [75]:

$$\mathbf{H}(n) = \mathbf{H}(n-1) - \mu \frac{\partial V(n)}{\partial \mathbf{H}^*(n)}, \quad (2.57)$$

для $n = 0, 1, 2, \dots$, где $\frac{\partial V(n)}{\partial \mathbf{H}^*(n)}$ представляет собой оценку градиента вектора целевой функции по соответствующим весовым коэффициентам. Здесь и далее индекс в скобках указывает номер итерации. При этом в алгоритме можно использовать различные коэффициенты сходимости для членов модели различной степени.

Распишем выражение для градиента

$$\frac{\partial V(n)}{\partial \mathbf{H}^*(n)} = \frac{\partial V(n)}{\partial e^*(n)} \frac{\partial e^*(n)}{\partial \mathbf{H}^*(n)} = 2e(n) \frac{\partial e^*(n)}{\partial \mathbf{H}^*(n)} = -2e(n) \mathbf{\Phi}^H(n). \quad (2.58)$$

Тогда имеем основное соотношение для алгоритма:

$$\mathbf{H}(n) = \mathbf{H}(n-1) + 2\mu e(n) \mathbf{\Phi}^H(n). \quad (2.59)$$

Вектор $\mathbf{\Phi}^H(n)$ является эрмитово сопряженным для $\mathbf{\Phi}(n)$, μ представляет собой диагональную матрицу:

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_p \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

Если расписать выражение (2.59), то для коэффициентов модели Вольтерры можно получить следующие соотношения:

$$\begin{aligned} h_1(n+1) &= h_1(n) + 2\mu_1 e(n) z^*(n-l_1) \\ h_{1,l_2,l_3}(n+1) &= h_{1,l_2,l_3}(n) + 2\mu_2 e(n) z^*(n-l_1) z(n-l_2) z^*(n-l_3) \\ h_{1,\dots,l_p}(n+1) &= h_{1,\dots,l_p}(n) + 2\mu_p e(n) z^*(n-l_1) z(n-l_2) \dots z^*(n-l_p), \end{aligned} \quad (2.61)$$

l_1, l_2, \dots, l_p изменяются от 0 до M .

Для того, чтобы гарантировать сходимость метода, коэффициенты μ_i должны удовлетворять следующим соотношениям:

$$0 < \mu_i < \frac{1}{\text{tr}(R)} < \frac{1}{\lambda_{\max}}, \quad (2.62)$$

где λ_{\max} - максимальное собственное значение матрицы автокорреляции векторов входного сигнала $R = E[Z_k^T Z_k]$. Из выражения (2.62) видно, что, чем больше максимальное собственное значение λ_{\max} , тем меньше коэффициенты сходимости, и тем медленнее будет проходить процесс адаптации.

Запишем *LMS* алгоритм для полиномиальной модели с памятью:

$$h_{p,l}(n+1) = h_{p,l}(n) + 2\mu e(n) z^*(n-l) |z(n-l)|^{p-1}, \quad (2.63)$$

для обобщенной полиномиальной модели:

$$\begin{aligned} h_{p,l}(n+1) &= h_{p,l}(n) + 2\mu e(n) z^*(n-l) |z(n-l)|^{p-1}, \\ a_{p,l,m} &= a_{p,l,m}(n) + 2\mu e(n) z^*(n-l) |z(n-l-m)|^{p-1}, \\ b_{p,l,m} &= b_{p,l,m}(n) + 2\mu e(n) z^*(n-l) |z(n-l+m)|^{p-1}, \end{aligned} \quad (2.64)$$

для модели Вольтерры с уменьшенной динамикой:

$$\begin{aligned}
 h_{p,0}(n+1) &= h_{k,0}(n) + 2\mu e(n) z^*(n) |z(n)|^{p-1}, \\
 h_{p,r,l_1,\dots,l_r}(n+1) &= h_{p,r,l_1,\dots,l_r}(n) + \\
 &+ 2\mu e(n) z^*(n) |z(n)|^{p-r-1} z(n-l_1) z^*(n-l_2) \dots z^*(n-l_r).
 \end{aligned} \tag{2.65}$$

Рассмотрим теперь соотношения для адаптации коэффициентов моделей на основе рекурсивного метода наименьших квадратов (*RLS*). Данный алгоритм обладает высокой скоростью сходимости даже при больших значениях собственных чисел матрицы автокорреляции. Он подбирает коэффициенты модели таким образом, чтобы выходной сигнал был наиболее близок в среднеквадратичном значении к желаемому на некотором интервале времени. Процесс оптимизации легко интерпретировать на случай адаптации нелинейной модели.

Целевая функция в случае *RLS* алгоритма для рассматриваемых моделей будет выглядеть следующим образом:

$$V(k) = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} \varepsilon^2(i) = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} [y(i) - \mathbf{\Phi}(i)\mathbf{H}(i)]^2, \tag{2.66}$$

где $0 << \lambda \leq 1$ экспоненциальный весовой коэффициент.

Нахождение же самого оптимального вектора происходит согласно приведенным ниже формулам:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}(n) &= \mathbf{H}(n-1) + e(n)\mathbf{S}_D(n)\mathbf{\Phi}^H(n), \\
 \mathbf{S}_D(n) &= \frac{1}{\lambda} [\mathbf{S}_D(n-1) - \frac{\mathbf{S}_D(n-1)\mathbf{\Phi}(n)\mathbf{\Phi}^H(n)\mathbf{S}_D(n-1)}{\lambda + \mathbf{\Phi}(n)\mathbf{S}_D(n-1)\mathbf{\Phi}^H(n)}].
 \end{aligned} \tag{2.67}$$

Перед первой итерацией инициализируют величины, используемые при расчете, следующим образом:

$$\mathbf{S}_D(0) = \delta \mathbf{I}, \mathbf{H}(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \tag{2.68}$$

где δ - величина, обратная к входной мощности сигнала.

Из соотношения (2.69) видно, что при вычислении на каждой итерации любого из коэффициентов модели используется весь вектор входных отсчетов $\mathbf{\Phi}(n)$, умноженный на матрицу $\mathbf{S}_D(n)$. Поэтому записать простое аналитическое соотношение для каждого коэффициента модели, подобное выражению (2.58), не представляется возможным. Исходя из этого, выражение (2.67) является универсальным для всех рассматриваемых моделей. Отличие будет лишь в виде вектора $\mathbf{\Phi}(n)$.

Так как процесс адаптации является итерационным, то его точность и скорость сходимости в значительной степени зависят от начальных условий. Для системы предсказаний, как будет показано далее, в качестве начальных коэффициентов корректора, которые будут записаны в модули цифровой обработки сигналов, необходимо использовать коэффициенты, полученные при прямой идентификации модели устройства, работающего в стандартных условиях.

Выводы к главе 2

1. Рассмотрено бесструктурное моделирование усилителей мощности и цифровых корректоров как на основе таблиц соответствия, так и с помощью аналитических бесструктурных моделей. Подход на основе таблиц соответствия позволяет более точно провести моделирование системы и линеаризовать передающий тракт. Однако он применим лишь для безынерционных устройств. Бесструктурные модели учитывают инерционные свойства системы и обычно представляют собой функциональные ряды, тип и размер которых выбирается исходя из накладываемых ограничений на уровень допустимых нелинейных искажений на выходе передающего тракта, как во временной, так и в частотной

области. Важным показателем при этом является объём вычислений, требуемых для аппаратной реализации модели.

2. Идентификация модели должна производиться на основе экспериментальных данных, полученных в рабочих диапазонах частот и мощностей входного воздействия для заданного устройства. В работе рассмотрены алгоритмы определения параметров корректора на основе таблиц соответствия, а также изложены методы идентификации бесструктурных моделей.

3. Выведены соотношения для адаптивного изменения параметров корректоров, построенных на основе различных поведенческих моделей. В качестве алгоритмов адаптации использовались метод стохастического градиента и рекурсивный метод наименьших квадратов.

ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ВЫБОР МОДЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ И ТИП ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА

Как было указано ранее, характеристика цифрового корректора должна быть обратна нелинейной динамической характеристике усилителя мощности. Поэтому на первом этапе необходимо выбрать модель усилителя, корректно описывающую его работу.

Необходимо отметить, что в настоящее время моделирование получило широкое распространение, так как оно позволяет изучать свойства и поведение различных систем без лишних затрат на создание прототипа изделия. Однако принципиально не существует модели, которая была бы полным эквивалентом оригинала. Любая модель отражает лишь некоторые стороны реального устройства. Поэтому с целью получения больших знаний об оригинале приходится пользоваться совокупностью моделей. Сложность моделирования как процесса заключается в соответствующем выборе такой совокупности моделей, которые замещают реальное устройство или объект в требуемых отношениях. Математическая модель – абстрактная модель, представленная на языке математических отношений. Она имеет форму функциональных зависимостей между параметрами, учитываемыми соответствующей концептуальной моделью. Эти зависимости конкретизируют причинно-следственные связи, выявленные в концептуальной модели, и характеризуют их количественно [76].

Что касается поведенческих моделей усилителя мощности и цифрового корректора для него, то область их применения обычно ограничена шириной полосы используемого сигнала и диапазоном изменения его амплитуды. Поэтому в работе исследовалось влияние именно этих параметров на корректность выбора моделей устройств. Также путём компьютерного моделирования исследовалось влияние различных параметров корректоров на основе таблиц соответствия на их работу. По результатам проведённых исследований даны рекомендации по построению моделей корректоров и выбору модели усилителя мощности.

3.1 Моделирование системы с корректором на основе таблиц соответствия

В работе исследовалось влияние различных параметров модели цифрового корректора на основе таблиц соответствия на увеличение линейности передающего тракта. В качестве УМ был выбран усилитель MRF9060 фирмы Freescale [77], работающий в режиме А. Моделирование устройства проводилось в среде схемотехнического проектирования AWR, в то время как блок адаптации [78] был реализован в Matlab [79-81]. Сначала в качестве критериев линейности системы использовались параметры EVM и $ACPR$, определяемые согласно соотношениям (1.14) и (1.13) соответственно. Однако в результате исследований было установлено, что хотя применение цифрового корректора уменьшает значение EVM (рис.3.1, кривая 1 – система без коррекции, кривая 2 – система с коррекцией), но изменение его различных параметров не влияет на величину этого изменения. Поэтому при дальнейшем моделировании анализировался только уровень $ACPR$.

Как было показано в главе 2, что для расчёта амплитудных и фазовых коэффициентов цифрового корректора на основе таблиц соответствия необходимо решать нелинейное уравнение, аппроксимируя при этом экспериментально измеренные амплитудно-амплитудную и амплитудно-фазовую характеристики реального усилителя. Поэтому в работе рассматривалось влияние метода аппроксимации на качество работы такого корректора. При этом использовались два подхода: аппроксимация полиномами и интерполяция сплайнами. На рис.3.2 показаны полученные зависимости $ACPR$ от средней мощности входного сигнала для исследуемой системы без коррекции (кривая 1), коррекция со сплайн

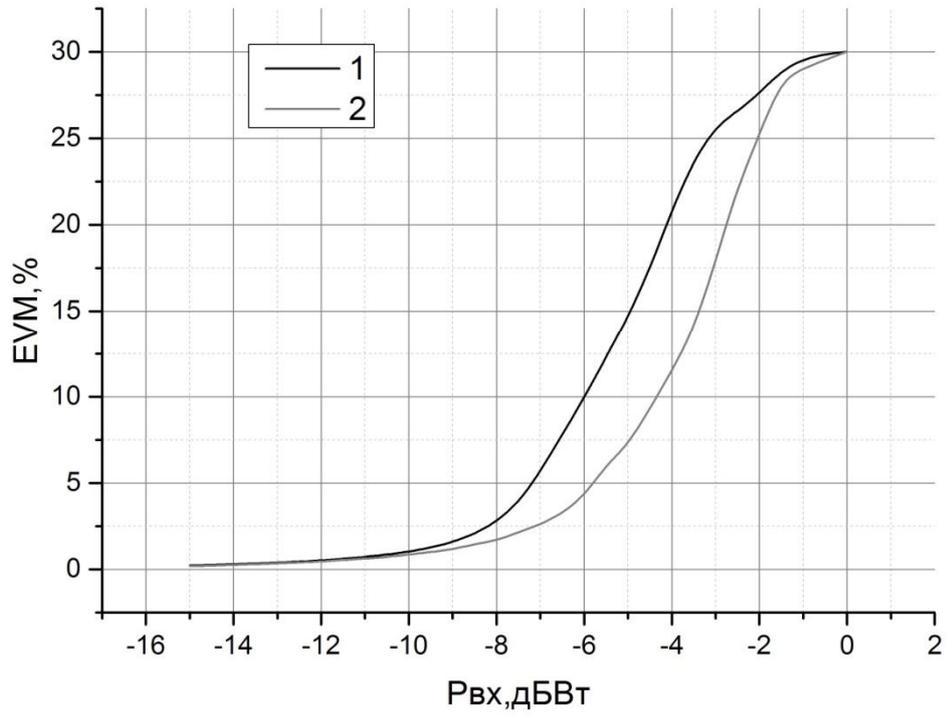


Рис.3.1 Зависимость EVM от средней мощности

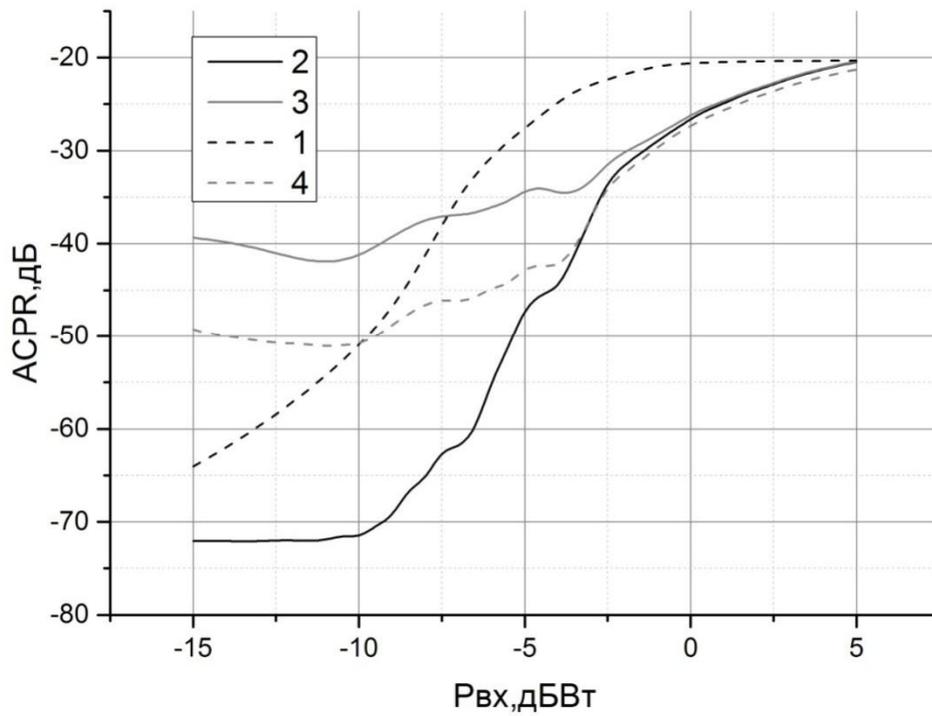


Рис.3.2 Зависимость ACPR от средней мощности
для различных видов аппроксимации

интерполяцией (кривая 2), коррекция с аппроксимацией полиномом пятого порядка (кривая 3) и коррекция с аппроксимацией полиномов девятого порядка (кривая 4). Из графиков видно, что при малых мощностях входного воздействия (до -10дБВт) аппроксимация полиномами не даёт коррекции, а только ухудшает *ACPR*. Увеличение степени полинома уменьшает *ACPR*, но качественно не изменяет картину. Это связано с тем, что в области малых амплитуд полином не корректно описывает характеристики усилителя. При средних значениях мощности усиливаемого сигнала (от -10дБВт до -3дБВт) аппроксимация сплайнами лучше корректирует работу системы (кривая 2 проходит ниже кривых 3 и 4). И, наконец, в области больших значений входных мощностей (вплоть до насыщения) обе аппроксимации дают похожий результат.

Как указывалось выше, диапазон применения ограничения амплитуды при аппроксимации можно уменьшить за счёт уменьшения коэффициента усиления, на который происходит коррекция. Поэтому следующей задачей, которая ставилась в работе, было исследование эффективности коррекции системы при аппроксимации на различные коэффициенты усиления. В качестве метода аппроксимации при этом использовалась сплайн интерполяция. На рис.3.3 показаны полученные зависимости *ACPR* от средней мощности входного сигнала при различных значениях коэффициента усиления (кривая 1 – система без коррекции, 2 – коррекция на максимальный коэффициент усиления $K_y = 28.5\text{дБ}$, 3 – коррекция на $K_y = 26.3\text{дБ}$, 4 – коррекция на $K_y = 24.1\text{дБ}$, 5 - коррекция на $K_y = 21.8\text{дБ}$). Видно, что при больших значениях средней мощности входного сигнала (от -8дБВт до 5дБВт) можно улучшить коррекцию системы за счёт уменьшения коэффициента усиления. Однако при этом уменьшится и излучаемая мощность сигнала.

После выбора корректирующей функции необходимо определить, сколько её значений и какие требуется записать в корректирующую таблицу, т.е. определить размерность *LUT* (N). Для этого в работе исследовались зависимости *ACPR* от N для различных значений средней мощности входного сигнала.

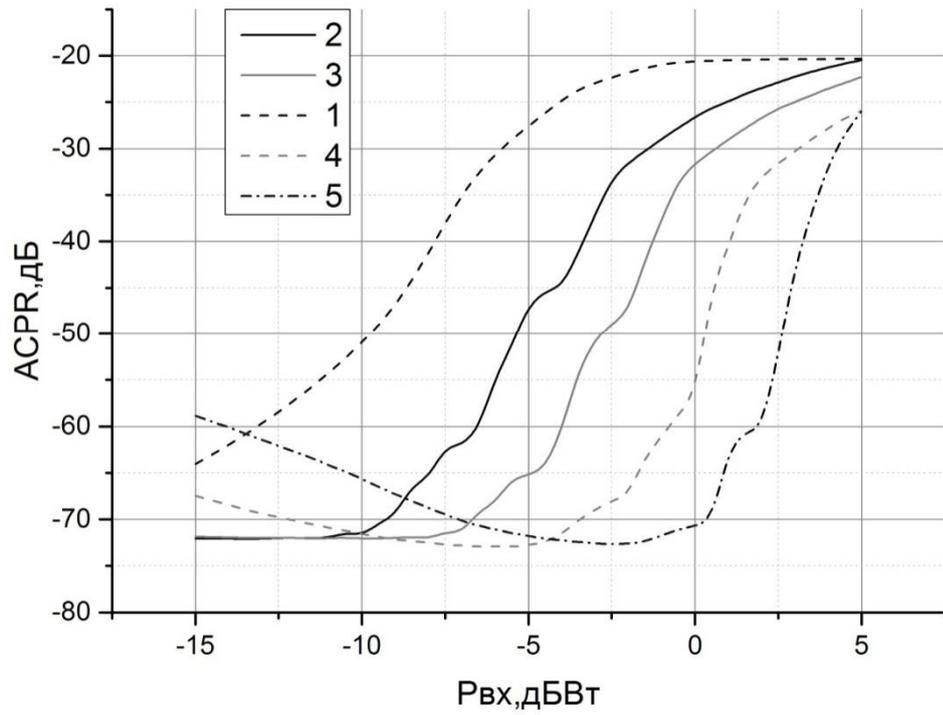


Рис.3.3 Зависимость АСПР от средней мощности для различных коэффициентов усиления

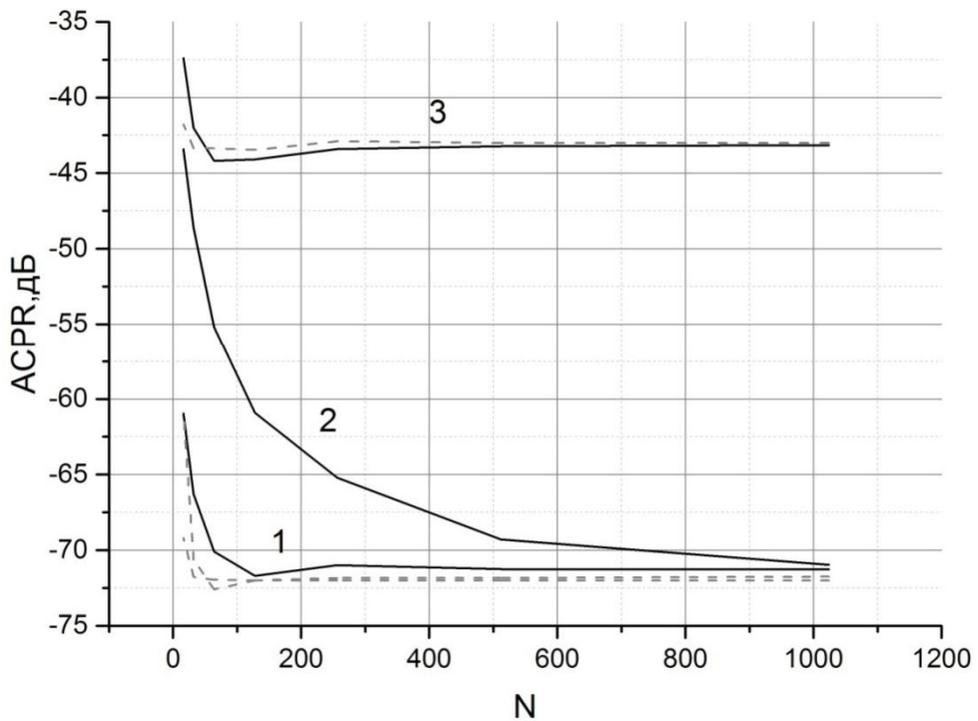


Рис.3.4 Зависимость АСПР от размерности таблицы

Полученные графики приведены на рис.3.4 (сплошные кривые). Кривая 1 соответствует $P_{\text{вх}} = -10\text{дБВт}$, 2 - $P_{\text{вх}} = -8\text{дБВт}$ и 3 - $P_{\text{вх}} = -4\text{дБВт}$. Видно, что для меньших значений входных мощностей требуется больший размер корректирующей таблицы для сходимости *АСРР*. Но эта закономерность не прямо пропорциональна. Хотя с уменьшением средней мощности входного сигнала уменьшается количество точек коррекции, но также уменьшается и нелинейность системы. Поэтому, например, для $P_{\text{вх}} = -8\text{дБВт}$ сходимость хуже, чем для $P_{\text{вх}} = -10\text{дБВт}$. Уменьшить размерность *LUT* и улучшить *АСРР* можно путём дополнительных расчётов после считывания данных из корректирующей таблицы. В обычном случае, значения корректирующих коэффициентов для мгновенного значения входной амплитуды выбираются путём “подтягивания” этой амплитуды к ближайшему значению из корректирующей таблицы. Используя линейную аппроксимацию между значениями *LUT*, можно более точно посчитать корректирующие коэффициенты. На рис.3.4 пунктирными кривыми показаны зависимости *АСРР* от N с дополнительной линеаризацией. Видно, что при таком подходе можно ограничиться значением размерности таблицы 32 для любого значения средней входной мощности. На рис.3.5 показаны зависимости *АСРР* от средней входной мощности сигнала для $N=32$ (кривая 1 – система без коррекции, 2 – обычная коррекция, 3 – коррекция с дополнительной линеаризацией). Видно, что дополнительная линеаризация даёт уменьшение *АСРР* для большого диапазона входных мощностей.

И, наконец, что касается метода заполнения корректирующей таблицы, то помимо традиционного, когда диапазон значений входных амплитуд делится на равные промежутки, был рассмотрен метод, при котором на равные промежутки делится диапазон значений корректирующей функции. Линеаризация, полученная при таком заполнении таблицы при $N=32$, приведена на рис.3.5 пунктирной линией (кривая 4). Видно, что она улучшает *АСРР* только при малых значениях входных мощностей.

Учитывая результаты проведённых исследований, был смоделирован цифровой корректор для анализируемого усилителя мощности, который позволил уменьшить уровень внеполосного излучения на 20 дБ при средней мощности входного сигнала 3 дБмВт (рис.3.6).

Как указывалось выше, система должна адаптироваться к изменению различных характеристик усилителя. Для этого применяется обратная ветвь и вводится цифровой блок адаптации. В главе 2 были рассмотрены некоторые адаптивные алгоритмы для обновления коэффициентов табличного корректора. При этом необходимо отметить, что метод секущих сходится быстрее, чем линейная адаптация. Однако он требует более громоздких вычислений, а также дополнительный объём памяти для хранения двух предыдущих итераций [82]. Поэтому в данной работе использовался метод линейной адаптации.

Изменение корректирующих коэффициентов можно проводить как в режиме реального времени, так и через промежутки времени, накапливая при этом статистику и модифицируя уже всю таблицу на основе этой статистики. В работе был выбран второй вариант ввиду дуплексности системы связи, для которой проводилось данное исследование. При этом коррекция коэффициентов производилась через равные промежутки времени, равные длительности 2000 символов. На рис.3.7 показана полученная зависимость значения *ACPR* от времени для смоделированной системы с адаптацией. В момент времени t_1 произошло изменение напряжения питания усилителя, что повлекло за собой изменение его ААХ и ФАХ и резкое увеличение *ACPR*. На промежутке (t_2-t_1) система скорректировала значения коэффициентов *LUT* с помощью линейной адаптации под изменившиеся условия работы. При этом уровень *ACPR* упал до прежнего значения.

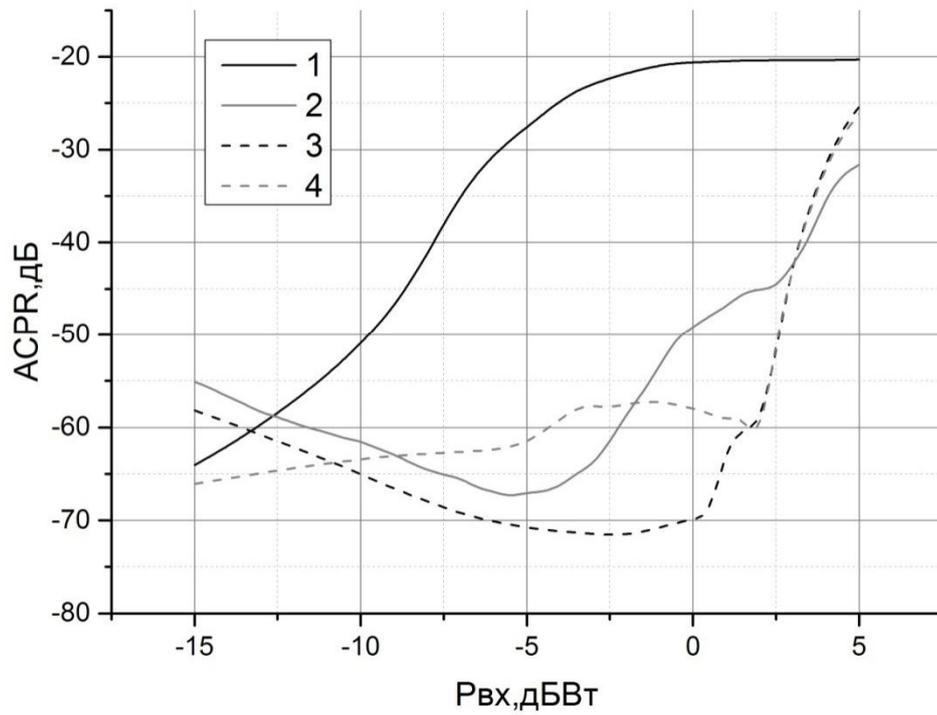


Рис.3.5 Зависимость ACPR от средней мощности для различных способов заполнения таблиц

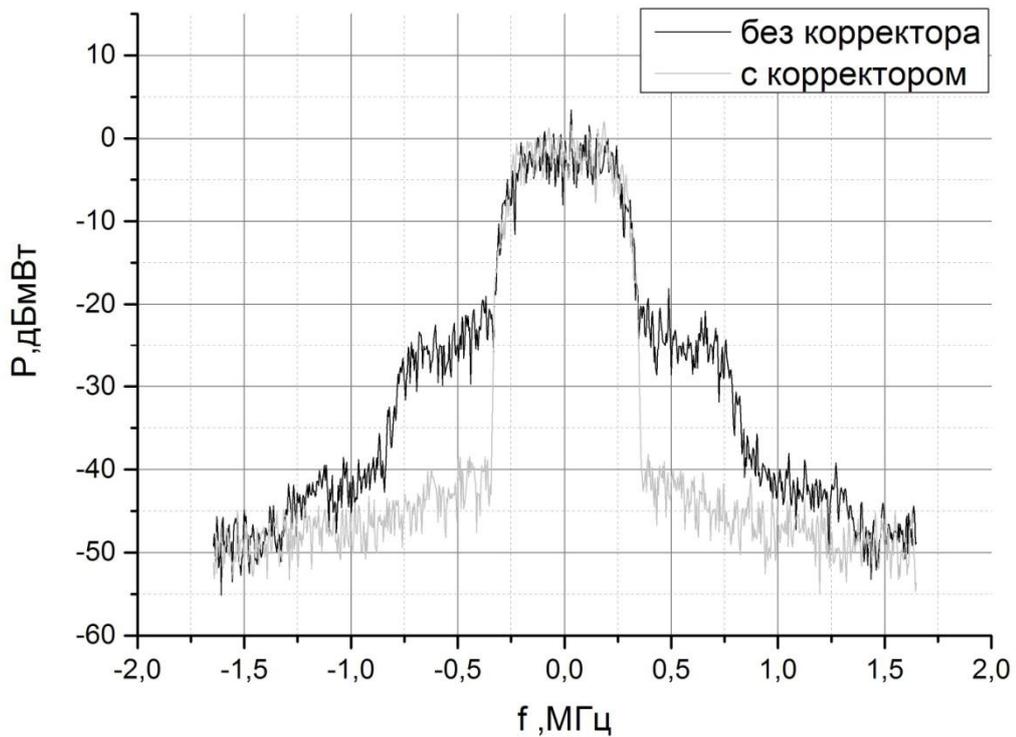


Рис.3.6 Спектр на выходе усилителя мощности

3.2 Сравнительный анализ бесструктурных моделей СВЧ усилителей мощности

Для описания нелинейных динамических систем, в частности, передающего тракта систем связи, широко применяются поведенческие модели, рассмотренные во второй главе. Область их применения обычно ограничивается шириной полосы проходящего сигнала и диапазоном изменения его амплитуды. Поэтому в работе исследовалась эффективность различных моделей усилителей мощности для описания его нелинейных и динамических свойств при усилении сигналов с различными параметрами.

В качестве параметра, количественно оценивающего эффективность работы моделей, обычно применяется нормированная среднеквадратичная ошибка (NMSE) [83], определяемая соотношением:

$$NMSE = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{l=1}^L |y_3(l) - y_m(l)|^2}{\sum_{l=1}^L |y_3(l)|^2} \right), \quad (3.1)$$

где $y_3(n), y_m(n)$ – выходные отсчеты сигнала, полученные экспериментально и с помощью модели. При этом необходимо отметить, что идентификация моделей производилась на так называемой обучающей последовательности длиной N , а проверка их предсказательной способности – на последовательности длиной L ($L \gg N$).

Для численного описания повторяемости моделью спектра выходного сигнала в соседних каналах в частотной области используется параметр ACEPR (adjacent channel error power ratio) [84]:

$$ACEPR = \frac{\int_{w^-}^{w^+} |E(f)|^2 df}{\int_{ch} |Y(f)|^2 df}, \quad (3.2)$$

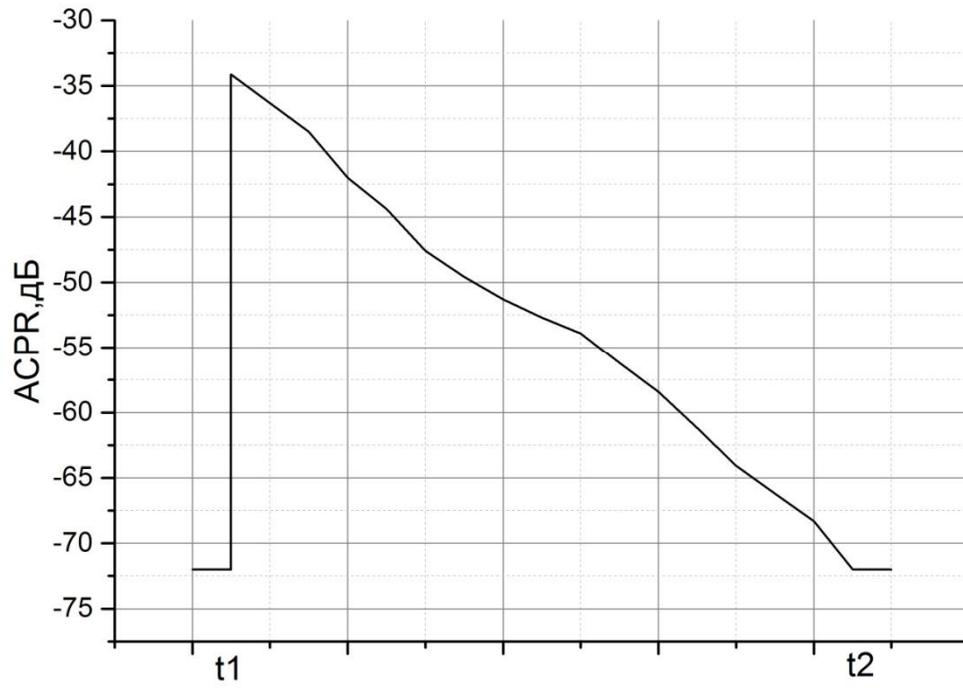


Рис.3.7 Изменение АСРР во время процесса адаптации

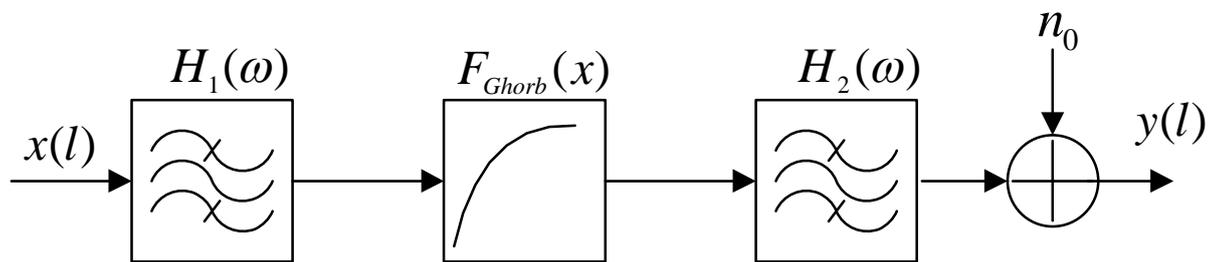


Рис.3.8 Модель усилителя мощности

где $E(f), Y(f)$ – ДПФ от сигнала ошибки $e(n) = y_s(n) - y_m(n)$ и измеренного сигнала $y_s(n)$ соответственно. При этом интегрирование сигнала ошибки ведется в полосе частот соседнего канала, для которого вычисляется параметр, а измеренный сигнал интегрируется по основному каналу передачи.

Для идентификации и верификации различных моделей усилителя мощности на основе экспериментальных данных была написана программа “Моделирование и идентификация нелинейного динамического канала передачи данных”. При этом идентификация параметров различных моделей проводится по алгоритму, изложенному во второй главе (2.47 – 2.51). Программа предоставляет графический интерфейс и реализует следующие функции: 1) выбор бесструктурной модели для описания нелинейной динамической системы - полиномиальной с памятью, обобщённой полиномиальной, модели Вольтерры или её модификации - и задание её параметров (степень нелинейности, длина памяти и т.д.); 2) идентификацию выбранной модели на основе экспериментальных входных и выходных данных с помощью метода наименьших квадратов; 3) верификацию выбранной модели и вывод ошибки моделирования по критериям $NMSE$ и $ACEPR$; 4) расчёт и отображение спектров входного и выходного экспериментально измеренных сигналов и выходного смоделированного сигнала; 5) расчёт и отображение реальной и смоделированной ААХ и ФАХ нелинейной динамической системы.

Для получения экспериментальных данных был реализован компьютерный эксперимент в среде Matlab. Усилитель мощности представлялся в виде последовательного соединения входного фильтра (с передаточной функцией

$$H(z) = \frac{1 + (0.27 + 0.17i)z^{-1}}{1 - (0.53 - 0.13i)z^{-1}}, \text{ полиномиальной модели}$$

$$(y(n) = (1.00 + 0.03i) \cdot x(n) - (0.41 + 0.23i) \cdot x(n)^3 + (0.3 - 0.25i) \cdot x(n)^5) \text{ и выходного}$$

$$\text{фильтра (с передаточной функцией } H(z) = \frac{1 + (0.17 + 0.17i)z^{-1}}{1 - (0.53 + 0.33i)z^{-1} + (0.13 - 0.09i)z^{-2}}, \text{ то}$$

есть в виде модели Винера-Гаммерштейна. Через данную модель пропускаться

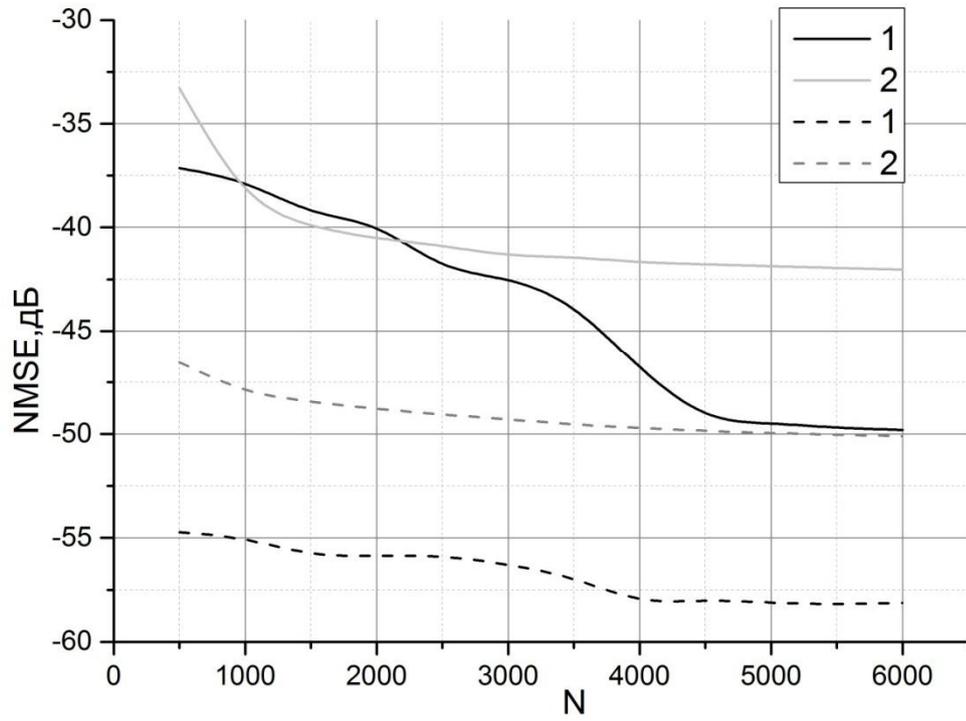


Рис.3.9 Зависимость NMSE от длины обучающей последовательности

тестируемый сигнал, к которому добавлялся шум с нормальным распределением плотности вероятности (рис.3.8). Отношение сигнал/шум при этом составляло 60дБ, что характерно для реальных систем.

В качестве обучающих сигналов обычно выбираются сигналы с большим изменением огибающей (пик-фактора). К ним можно отнести многопозиционные сигналы типа QAM [85-88]. В работе сначала исследовалось влияние индекса позиционности сигнала на величину ошибки. При этом, чтобы в одинаковой степени проявлялись инерционные и нелинейные свойства исследуемой системы, средний уровень мощности и символьная скорость передачи данных были идентичны для всех сигналов.

В результате анализа установлено, что увеличение индекса позиционности с 16 до 1024 для обучающего сигнала уменьшает нормированную ошибку лишь на 0,5дБ [89-91]. Поэтому в качестве тестируемого сигнала для дальнейших исследований был взят сигнал с модуляцией QAM64 с пик-фактором 8дБ.

Для идентификации модели необходимо было выбрать длину обучающей последовательности N . Очевидно, что она должна значительно превосходить наибольшее число параметров любой из рассматриваемых моделей. На рис.3.9 приведены полученные зависимости $NMSE$ от длины обучающей последовательности для самой простой из рассматриваемых - полиномиальной модели с памятью (кривые 2) и для самой общей - модели Вольтерры (кривые 1). Причём сплошные графики соответствуют максимальной входной средней мощности сигнала (10дБмВт), а пунктирные - входной мощности на 5 дБ меньшей, чем максимальная. Из графиков видно, что для полиномиальной модели зависимости входят в насыщение при значительно меньших значениях N , чем для модели Вольтерры. Это объясняется малым числом параметров первой модели. Также можно заметить, что для разных значений средней мощности обучающего сигнала насыщение характеристик происходит приблизительно при равных значениях N . Однако величина ошибки увеличивается с ростом средней мощности входного сигнала, так как усилитель при этом приближается к более нелинейному режиму - режиму насыщения. Видно, что для модели Вольтерры достаточным

оказывается длина последовательности, равная приблизительно 5000 отсчётам. Для верификации модели – проверки эффективности её работы – необходимо брать последовательность значительно большей длины. В данном исследовании использовалась последовательность длиной $L=20000$ отсчётов.

Для того, чтобы проанализировать эффективность работы различных моделей с сигналами различной полосы, в качестве тестовых были выбраны сигналы с полосой 2МГц, 4 МГц, 8МГц, 16 МГц и 32МГц.

Исследовались зависимости $NMSE$ и $ACEPR$ от ширины полосы сигнала для пяти типов моделей с целью проанализировать динамические свойства устройства. Результаты представлены на рис.3.10 – рис.3.14. Здесь под $ACEPRR3$, $ACPERL3$ подразумевается значение величины $ACEPR$ в правом и левом соседних каналах, $ACPERR5$, $ACPERL5$ – в правом и левом дополнительных каналах, P_{InM} указывает, что использовалась полиномиальная модель с памятью (значение параметров $P=5$, $M=3$), G_{nrlzd} – обобщённая полиномиальная модель ($P=5, Q=3, P_{a,b}=5, Q_{a,b}=2$), $Volterra$ – модель Вольтерры ($P=5, M=2$), $Polar$ – полярная модель Вольтерры ($P_1=5, P_2=2, M=1, L=1$) и DDR – модель с пониженной девиацией динамики ($P_1=5, M=3, R=2$).

Из полученной зависимости $NMSE$ от ширины полосы сигнала (рис.3.10) можно сделать следующие выводы. Во-первых, полиномиальная модель с памятью показывает хорошую эффективность при полосе частот до 4МГц. При этом установлено, что дальнейшее увеличение глубины памяти M для этой модели значительно не уменьшает ошибку моделирования. Во-вторых, для сигналов с полосой частот более 8 МГц для более точного моделирования (получения меньшей ошибки) надо применять модель Вольтерры или ее модификации. В-третьих, модификации модели Вольтерры дают схожие с ней значения $NMSE$: полярная модель хуже в среднем на 3дБ, модель с уменьшенной девиацией динамики на 2 дБ во всем диапазоне рабочих полос сигнала. При этом данные модели имеют меньшее число параметров (для модели Вольтерры – 546, для полярной модели Вольтерры – 120, для модели Вольтерры с пониженной девиацией динамики - 87).

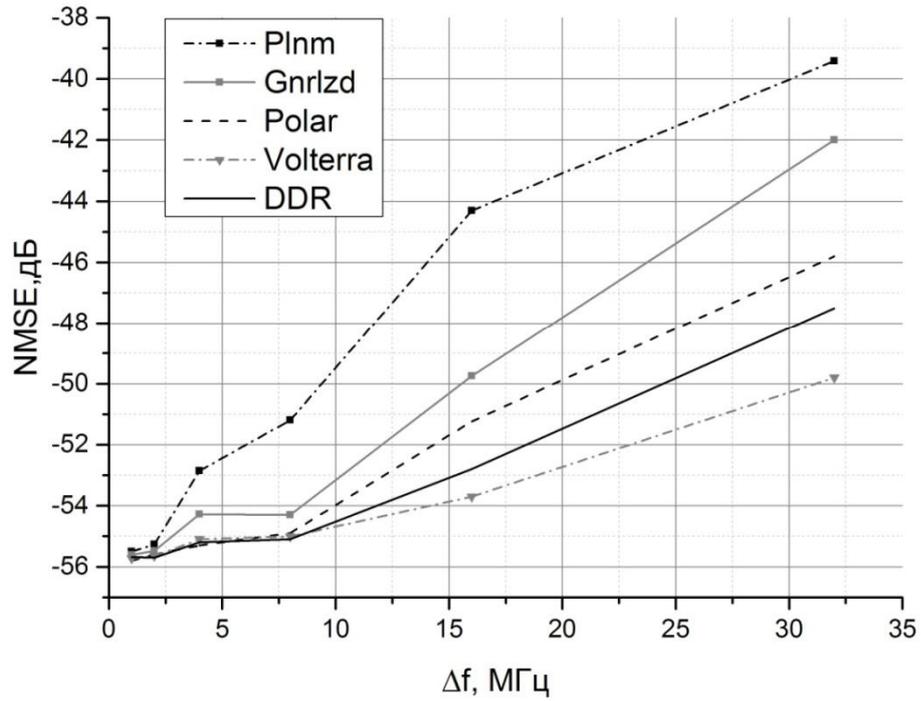


Рис.3.10 Зависимость NMSE от ширины
полосы сигнала

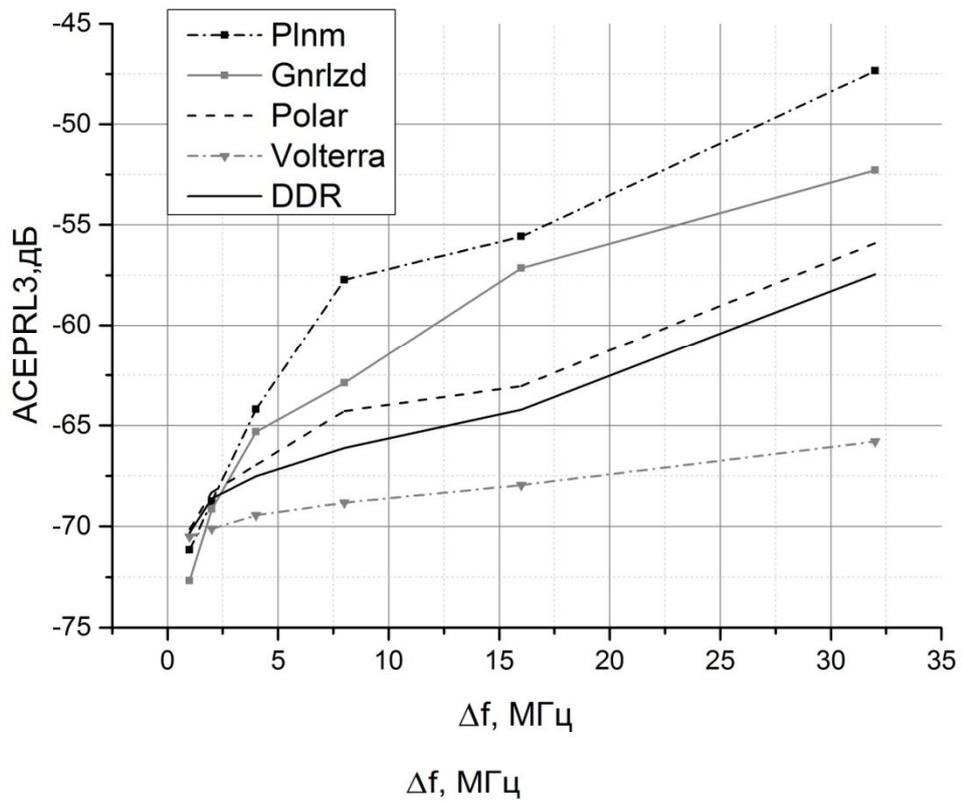


Рис.3.11 Зависимость ACEPRL3 от ширины полосы сигнала

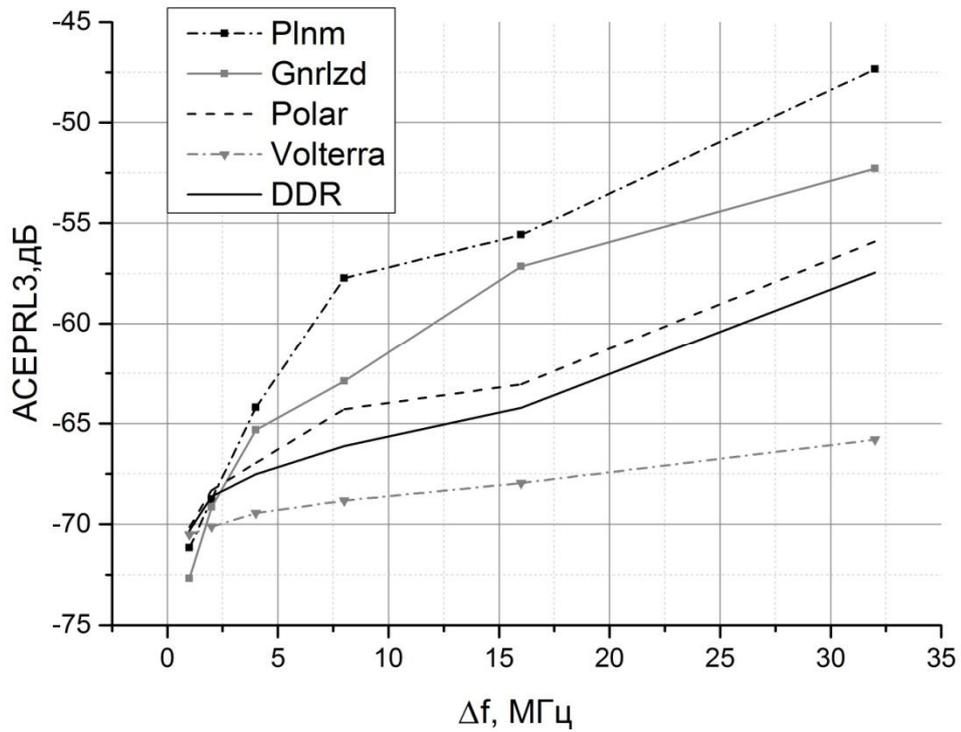


Рис.3.12 Зависимость ACEPRL3 от ширины полосы сигнала

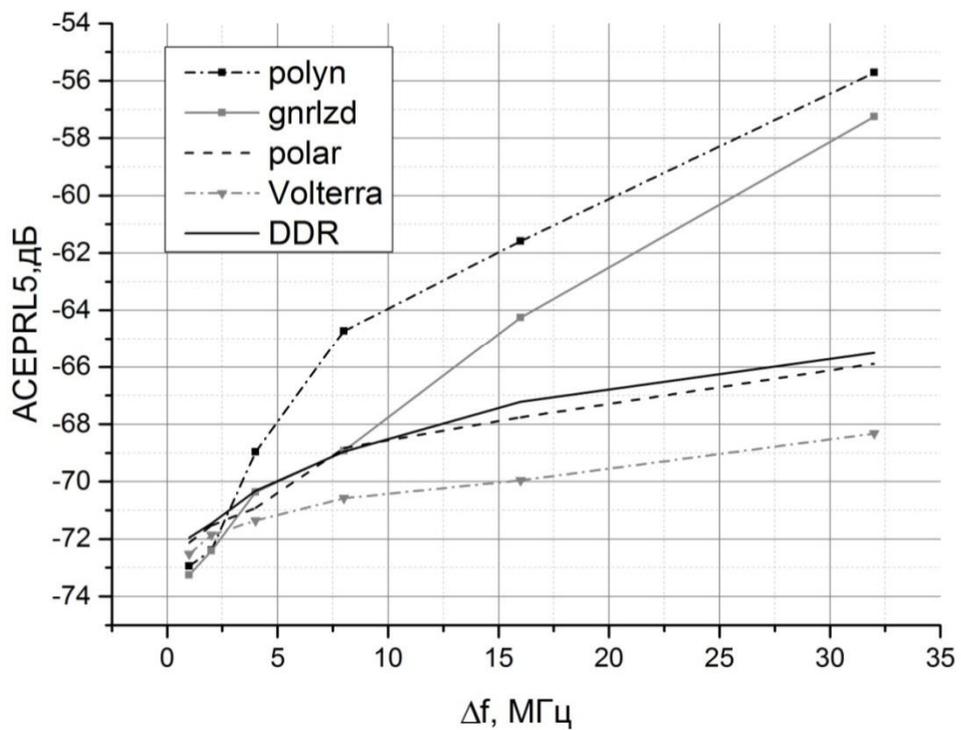


Рис.3.13 Зависимость ACEPRL5 от ширины полосы сигнала

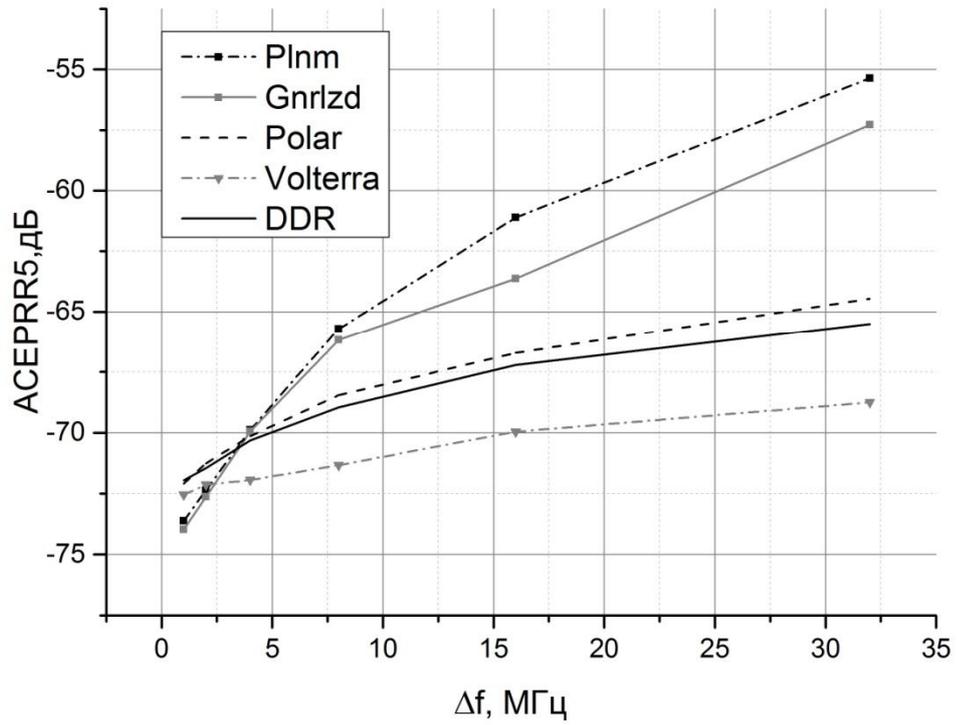


Рис.3.14 Зависимость ACERPRR5 от ширины полосы сигнала

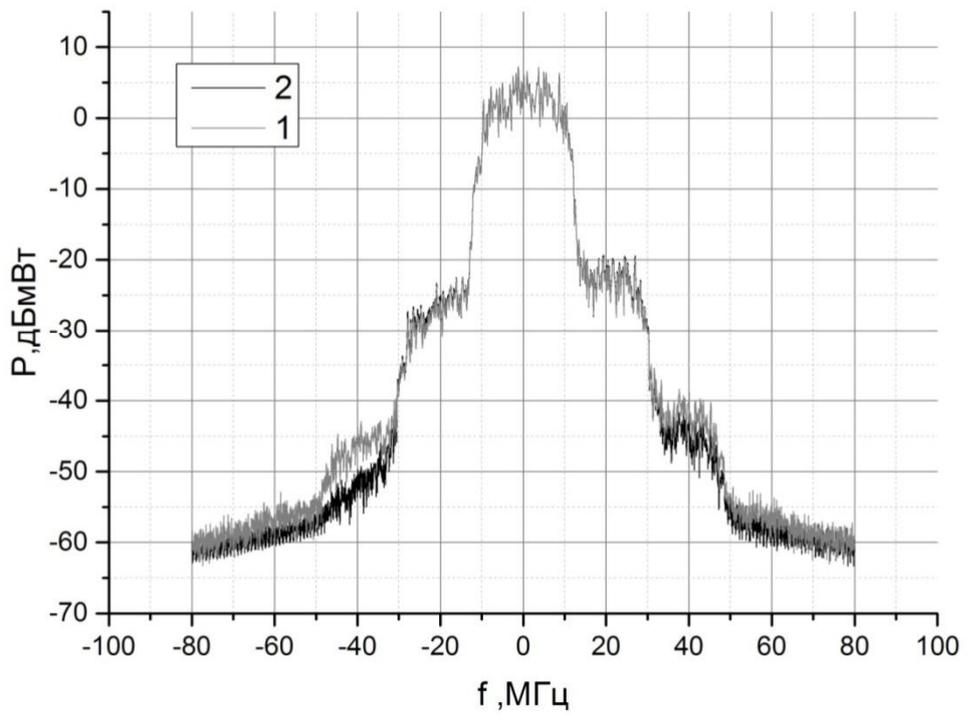


Рис.3.15 Сравнение исходного спектра и спектра модели

Что касается полученных зависимостей *ACEPR*, то есть точности моделирования в частотной области, от ширины полосы сигнала (рис.3.11-рис.3.14), то здесь можно сделать следующие выводы. Во-первых, применение модели Вольтерры или ее модификации оправдано при ширине полосы свыше 4 МГц, в отличие от временной области, для которой данное значение было 8МГц. Объясняется это тем, что параметр *ACEPR* описывает внеполосное излучение и является более чувствительным параметром. Во-вторых, видно, что разница между величиной *ACEPR* для модели Вольтерры и ее модификаций в соседнем канале составляет порядка 6-8 дБ, в то время как для дополнительного канала данная разница равна 2 дБ. На рис.3.15 приведен измеренный спектр сигнала (кривая 2) и спектр сигнала на выходе полярной модели Вольтерры (кривая 1) для сигнала с шириной полосы 32 МГц .

3.3 Сравнительный анализ цифровых корректоров на основе поведенческих моделей

Для исследования эффективности работы различных корректоров на основе поведенческих моделей была разработана программа “Алгоритмы компенсации нелинейных искажений передающего тракта широкополосных систем связи”. Она предоставляет графический интерфейс (рис.3.16 - рис.3.17) и реализует следующие функции: 1) выбор бесструктурной модели цифрового корректора - полиномиальной с памятью, обобщённой полиномиальной, модели Вольтерры и её модификаций - и задание её параметров (степень нелинейности, длина памяти и т.д.); 2) идентификацию выбранной модели на основе экспериментально измеренных данных на входе и выходе усилителя с помощью метода косвенного обучения; 3) моделирование системы корректор-нелинейное устройство и анализ эффективности работы корректора по критериям *EVM* и *ACPR*; 4) расчёт и отображение ААХ и ФАХ нелинейной динамической системы без предискажений



Рис.3.16 ААХ корректора в окне программы

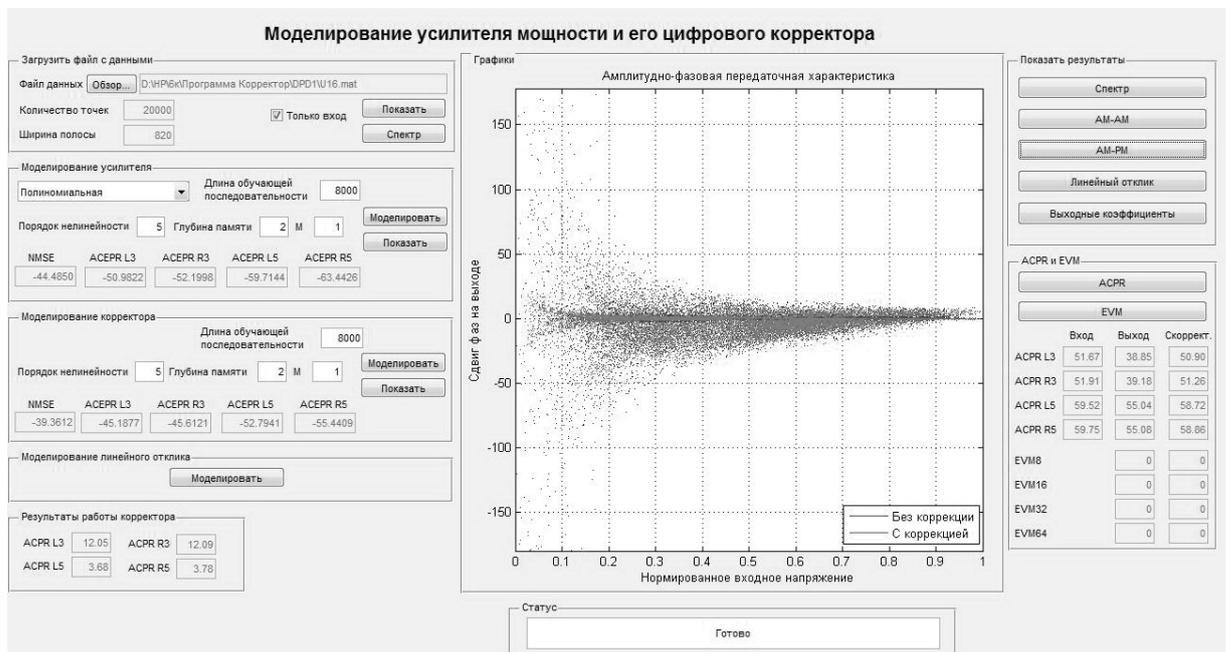


Рис.3.17 ФАХ системы с корректором

и с предискажениями; 5) расчёт и отображение спектров выходного сигнала системы без предискажений и с предискажениями.

Экспериментальные данные на входе и выходе усилителя были получены с помощью компьютерного эксперимента, описанного в пункте 3.2. В качестве моделей для корректоров были взяты полиномиальная модель с памятью и обобщенная полиномиальная модель, как наиболее простые в реализации, а также модель Вольтерры, как наиболее общая и полная модель. Исследовалась работа системы для сигналов с манипуляцией QAM64 и полосой 4МГц, 8МГц, 16МГц и 32МГц.

Результаты компьютерного моделирования представлены в таблице 3.1. Здесь под *ACPRL3*, *ACPRL3* подразумевается значение *ACPR* в правом и левом соседних каналах, *ACPRL5*, *ACPRL5* – в правом и левом дополнительных каналах, *MP* указывает, что использовалась полиномиальная модель, *GMP* – обобщённая полиномиальная модель, *Volterra* – модель Вольтерры, *NN* – модель в виде нейронной сети. После названия модели указывается её степень нелинейности и длина памяти.

В последнем столбце приведено количество действительных коэффициентов, необходимых для идентификации модели [92]. Для каждого из сигналов сначала указываются его параметры на входе системы, затем на выходе системы без корректора и системы с корректором.

Полученные данные показывают, что для сигнала с полосой 4 МГц при линейризации усилителя мощности достаточно корректора на основе полиномиальной модели пятой степени с памятью $Q=2$. На рис.3.18 представлен спектр данного сигнала на входе системы, на выходе системы без предискажений и на выходе системы с предискажениями. На рис.3.20 изображены амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики системы без предискажений (кривые 1) и с предискажениями (кривые 2). Видно, что корректор осуществляет не только линейризацию характеристик, но и их частотное выравнивание.

С увеличением полосы сигнала, как можно увидеть из таблицы, необходимо не только увеличивать память полиномиальной модели, но и использовать более

	EVM, %	АСРРR3, дБ	АСРRЛ3, дБ	АСРРR5, дБ	АСРRЛ5, дБ	N
Вх.сигнал 4 МГц		46.9	47	54.6	54.2	
Выходной сигнал	7.17	29.61	28.64	48.78	46.8	
MP 3-1	2.82	42.62	42.28	50.19	49.05	4
MP 5-1	2.61	46.47	46.44	54.12	53.36	6
MP 5-2	0.28	45.85	46.36	54.08	53.36	12
Вх.сигнал 8 МГц		48.57	48.94	56.27	56.39	
Выходной сигнал	8.64	29.28	28.41	48.12	46.47	
MP 5-1	5.31	45.16	44.8	54.1	53.38	6
MP 5-2	0.39	47.51	47.33	55.43	54.7	12
MP 5-3	0.35	47.8	47.82	55.48	55.23	18
Вх.сигнал 16 МГц		53	53.3	62.02	62.26	
Выходной сигнал	12.61	30.53	28.51	51.27	48.8	
MP 5-2	1.07	45.76	44.4	58.9	57.42	12
MP 5-3	0.61	50.02	48.2	60.7	59.31	18
GMP 5-3	0.26	50.78	51.99	59.36	59.71	34
Вх.сигнал 32 МГц		50.46	51.17	61.83	61.8	
Выходной сигнал	23.51	32	29.72	53.15	50.84	
MP 5-3	1.11	45.7	45.57	57.22	58	18
GMP 5-3	0.47	45.59	48.93	57.38	58.16	42
Volterra 5-2	0.71	46.63	48.68	56.54	57.55	546
NN10-20-10	0.28	47.86	49.21	57.25	57.75	462

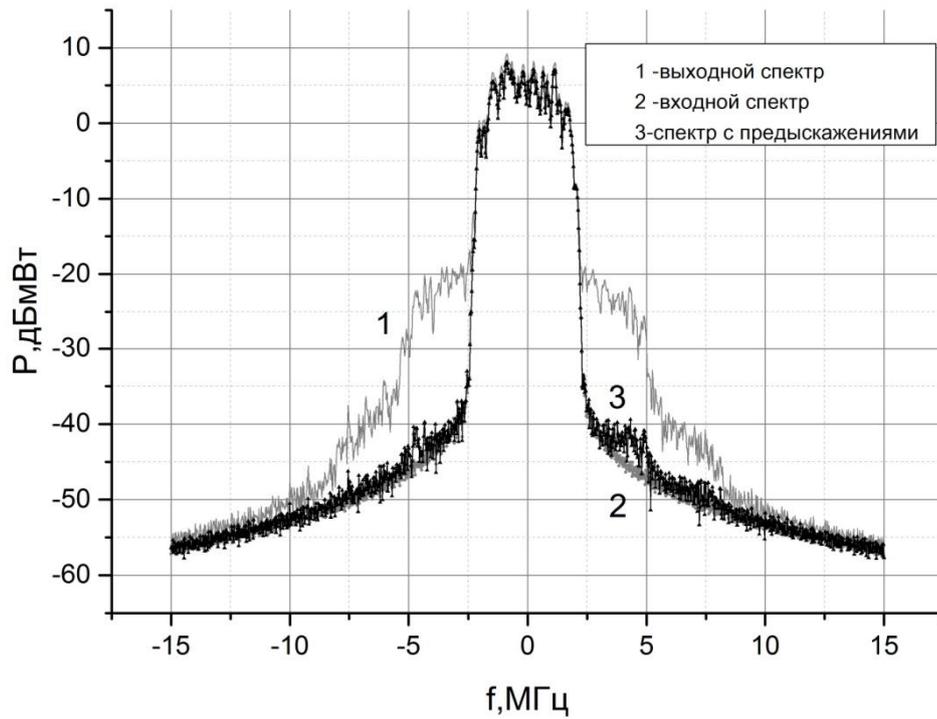


Рис.3.18 Спектр сигнала с полосой 4 МГц

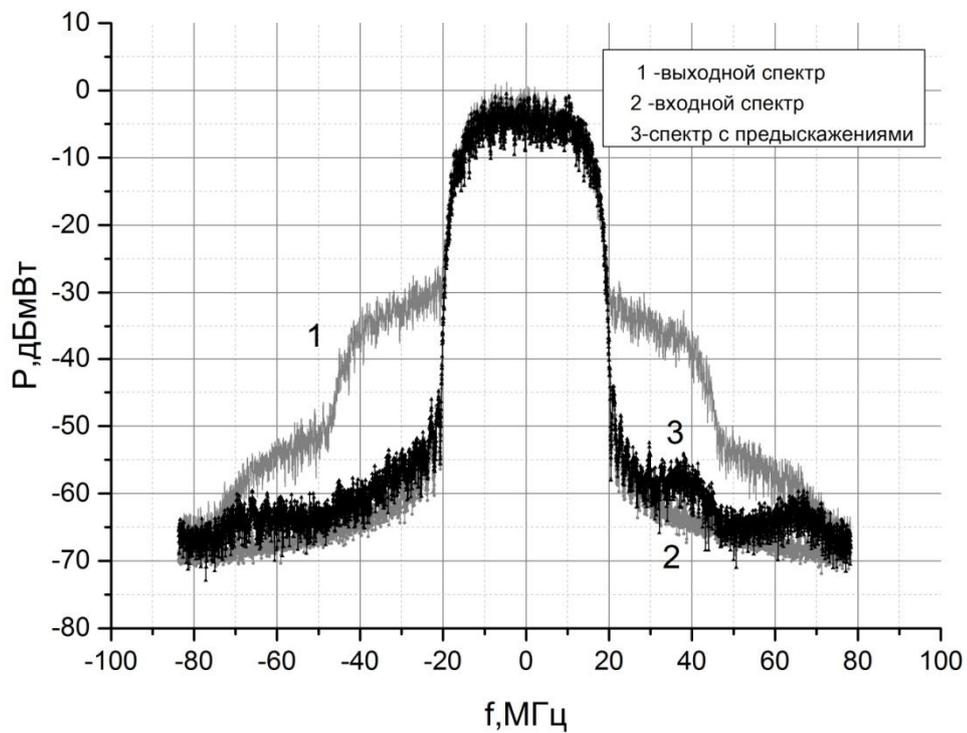


Рис.3.19 Спектр сигнала с полосой 32МГц

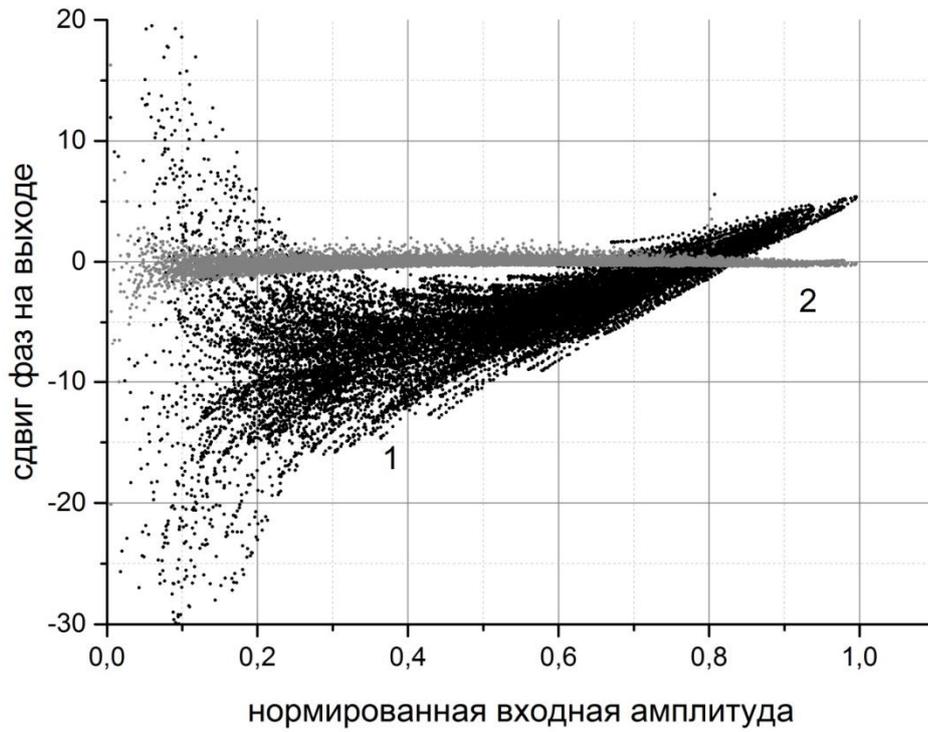
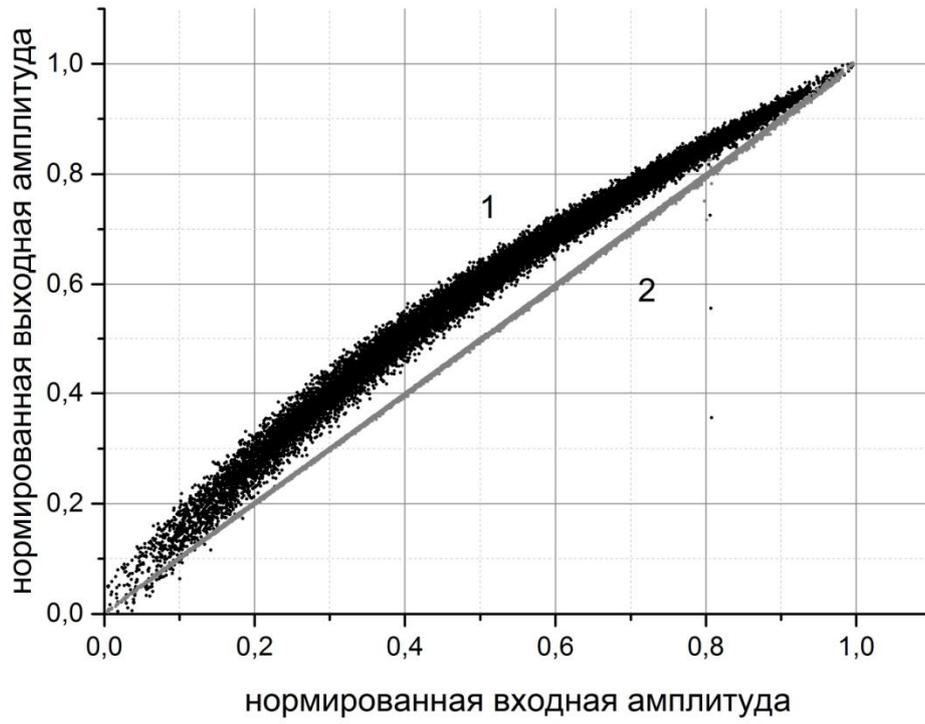


Рис.3.20 ААХ и ФАХ для сигнала с полосой 4 МГц

сложные модели корректора. Так, для сигнала с полосой 16МГц для более точной линейризации требуется уже корректор на основе обобщённой полиномиальной модели. Для сигнала с полосой 32МГц наилучшие даёт корректор на основе двухслойного персептрона (нейронная сеть), однако при этом значительно возрастает сложность его программной реализации (большое количество параметров).

При этом, как видно из рис.3.19, где изображён спектр данного сигнала на выходе системы без корректора и системы с корректором, полностью приблизить спектр выходного сигнала к исходному не удаётся. На рис.3.21 изображены амплитудно-амплитудная и амплитудно-фазовая характеристики системы без предискажений (кривые 1) и с предискажениями (кривые 2) для сигнала с полосой 32МГц. Видно, что и для такой полосы цифровой корректор позволяет линейризовать систему с учётом её динамических свойств.

Для проверки выведенных во второй главе уравнений (2.64,2.67) была смоделирована система, состоящая из усилителя мощности, в качестве которого была взята модель Винера, и корректора на основе обобщенной полиномиальной модели. При этом процесс идентификации модели корректора проводился итерационными методами: методом стохастического градиента и рекурсивным методом наименьших квадратов. Также для сравнения был построен корректор, коэффициенты которого определялись на основе псевдообращения. Результаты моделирования приведены в таблице 3.2.

Из анализа таблицы видно, что метод стохастического градиента уступает рекурсивному методу наименьших квадратов и псевдообращению (значение EVM хуже на порядок, а внеполосное излучение в соседнем канале больше на 3 дБ). При этом два последних метода проявляют практически идентичные результаты. Так же видно, что оба итерационных алгоритма существенно уменьшают нелинейные искажения сигнала, что говорит о корректности выведенных во второй главе соотношений. На рис.3.22-3.23 приведены спектры сигналов в случае метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов соответственно.

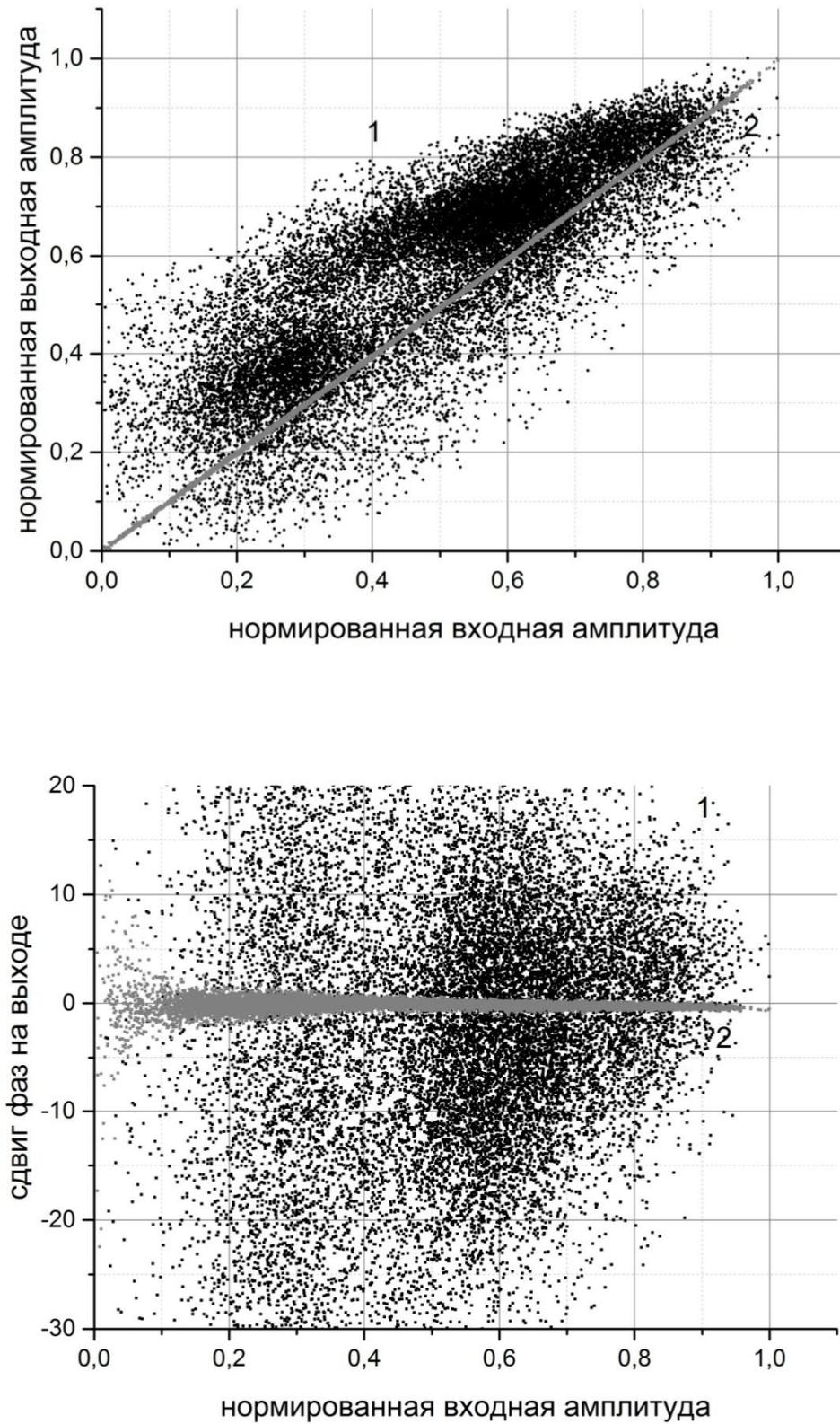


Рис.3.21 ААХ и ФАХ для сигнала с полосой 32 МГц

Таблица 3.2

	Без корректора	Метод наименьших квадратов	Метод стохастического градиента	Рекурсивный метод наименьших квадратов
АСPRL3,дБ	34.7	44.9	43.7	44.9
АСPRR3,дБ	34.1	45.4	42.7	45.3
АСPRL5,дБ	62.8	62.9	61.7	62.5
АСPRR5,дБ	61.5	61.5	60.8	61.8
EVM, %	9,2	0.11	1.6	0.15

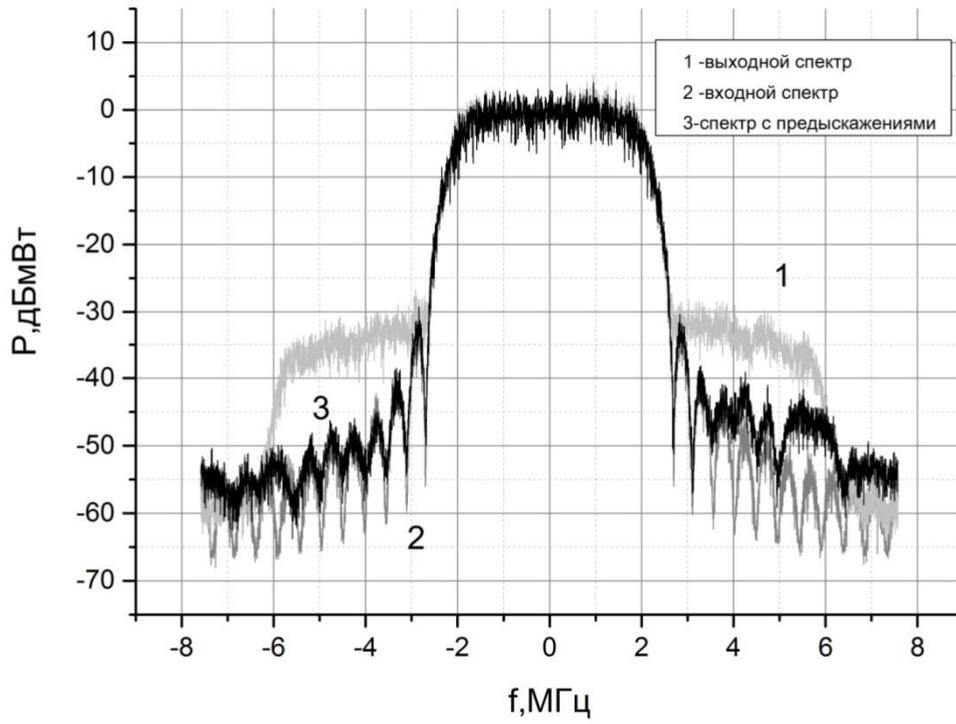


Рис.3.22 Спектр сигнала при идентификации корректора методом стохастического градиента

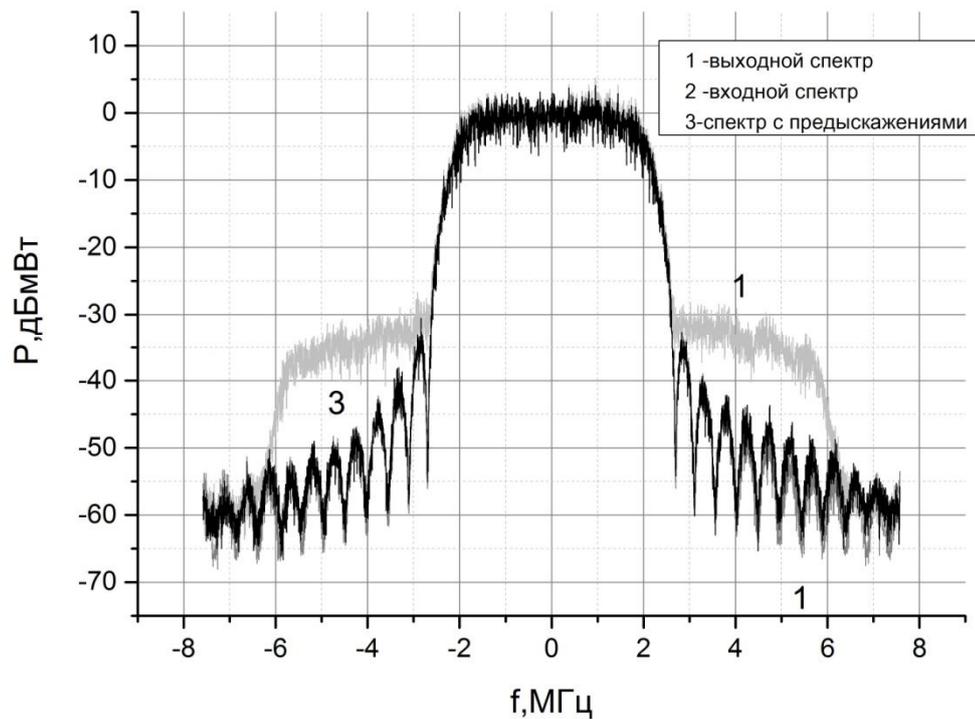


Рис.3.23 Спектр сигнала при идентификации корректора рекурсивным методом наименьших квадратов

Выводы к главе 3

1. С помощью компьютерного эксперимента показана возможность линеаризации усилителя мощности СВЧ передатчика за счёт внесения предискажений при формировании квадратур цифрового сигнала. Исследовано влияние различных параметров корректирующего устройства на основе таблиц соответствия на увеличение линейности передающего тракта. Даны практические рекомендации по выбору корректирующей функции, а также размеру и способу заполнения корректирующей таблицы. При этом для исследуемого усилителя удалось расширить динамический диапазон по уровню $ACPR = -45\text{дБ}$ на 12дБ .

2. Рассмотрены различные бесструктурные инерционные нелинейные модели СВЧ усилителей мощности. Определены параметры рассматриваемых моделей для исследуемого усилителя. Проведён сопоставительный анализ данных моделей с точки зрения точности моделирования и количества требуемых параметров для разных видов входных сигналов и ширины их полосы. Установлено, что нормированная среднеквадратичная ошибка при описании нелинейной динамической системы моделью Вольтерры значительно меньше (на $8-10\text{дБ}$), чем при использовании полиномиальной модели с памятью, особенно для широкополосных входных сигналов, однако требует при этом более сложной реализации. При этом сходные с моделью Вольтерры значения $ACPR$ и EVM получаются при использовании модификаций модели Вольтерры, имеющих значительно меньшее число параметров.

3. Рассмотрены цифровые корректоры, построенные на основе различных бесструктурных инерционных нелинейных моделей. Определены параметры цифровых корректоров для конкретного усилителя мощности и различной полосы передаваемого сигнала. Проведён сравнительный анализ данных корректоров с точки зрения эффективности линеаризации и сложности программной реализации. Установлено, что для всех исследуемых сигналов вполне удовлетворительные результаты даёт цифровой корректор на основе

полиномиальной модели с памятью. При этом показатель ошибки (*EVM*) снижается до 1%, а уровень внеполосного излучения в соседнем канале (*ACPR3*) – на 15-20дБ. Для достижения лучших результатов необходимо использовать корректор на основе обобщённой полиномиальной модели. Однако сложность аппаратной реализации при этом увеличивается в два раза. Полученные результаты могут найти применение при разработке устройств, обеспечивающих линеаризацию нелинейных динамических систем, в частности, передающего тракта систем связи.

4. На основе выведенных ранее соотношений проведена идентификация моделей корректоров итерационными методами. Полученные результаты, во-первых, подтвердили корректность выведенных соотношений, а во-вторых показали, что рекурсивный метод наименьших квадратов практически не уступает обычному методу наименьших квадратов.

ГЛАВА 4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ

В предыдущих главах были рассмотрены различные модели, используемые для описания усилителей мощности, а также для построения цифровых корректоров. Также указывалось, что определение параметров этих моделей происходит на основе данных, полученных экспериментальным путем. Поэтому точность модели устройства и эффективность работы цифрового корректора во многом зависят от того, каким образом и насколько точно были измерены характеристики усилителя. Например, если измерения характеристик происходят при воздействии узкополосного сигнала, то модель, построенная на основе полученных таким образом данных, не будет проявлять инерционных свойств.

Для корректной работы системы с адаптивными предсказаниями необходимы некоторые сведения об усилителе мощности, в частности знание комплексного коэффициента передачи в малосигнальной области, где система еще не проявляет нелинейных свойств. Более того, при работе в реальной системе передачи возникает ряд ограничений, связанных с преобразованием частоты, неидеальностью характеристик фильтра промежуточной частоты, а также дисбалансом квадратурного модулятора [93].

В данной главе рассмотрены вопросы автоматизированного измерения характеристик усилителя мощности и определения параметров его моделей и моделей цифровых корректоров. Также изложены рекомендации для практической реализации метода цифровых предсказаний в системах беспроводной передачи данных.

4.1 Автоматизированная система идентификации моделей усилителя мощности и цифрового корректора

Для упрощения процесса и увеличения скорости измерения характеристик передающего тракта был разработан программно-технический комплекс, структурная схема которого приведена на рис.4.1. Для одновременного управления с персонального компьютера векторным анализатором сигналов R&S FSV13 [94] и векторным генератором сигнала произвольной формы R&S SMJ100A [95], они были объединены в единую локальную сеть с помощью маршрутизатора. При этом для управления приборами с ЭВМ применялась технология VISA - Virtual Instrument Software Architecture [96-98]. Для обеспечения синхронной работы генератора и анализатора необходимо использовать единый опорный тактовый сигнал. В данном случае опорный сигнал с частотой 10 МГц с разъема REF OUT генератора подавался на разъем REF IN анализатора сигналов. В случае, если указанные приборы работают, используя разные опорные тактовые частоты, сигнальное созвездие, полученное с анализатора сигналов, будет размываться (рис.4.2). Для обеспечения постоянного времени задержки сигнала от момента его подачи на вход тестируемого устройства до момента начала его обработки в анализаторе FSV13 необходимо использовать запуск устройств по единому триггеру. Поэтому в измерительном комплексе были соединены разъемы TRIGGER1 генератора и EXT TRIGGER анализатора сигналов.

Автоматизированные измерения проводятся следующим образом. Сформированные на ЭВМ квадратуры тестового сигнала посылаются в генератор SMJ100A. С него аналоговый сигнал либо на промежуточной частоте (если тестируемое устройство – весь передающий тракт), либо на несущей частоте (если тестируемое устройство – только усилитель мощности) поступает на вход исследуемого устройства (Если обмеряется весь передающий тракт, то

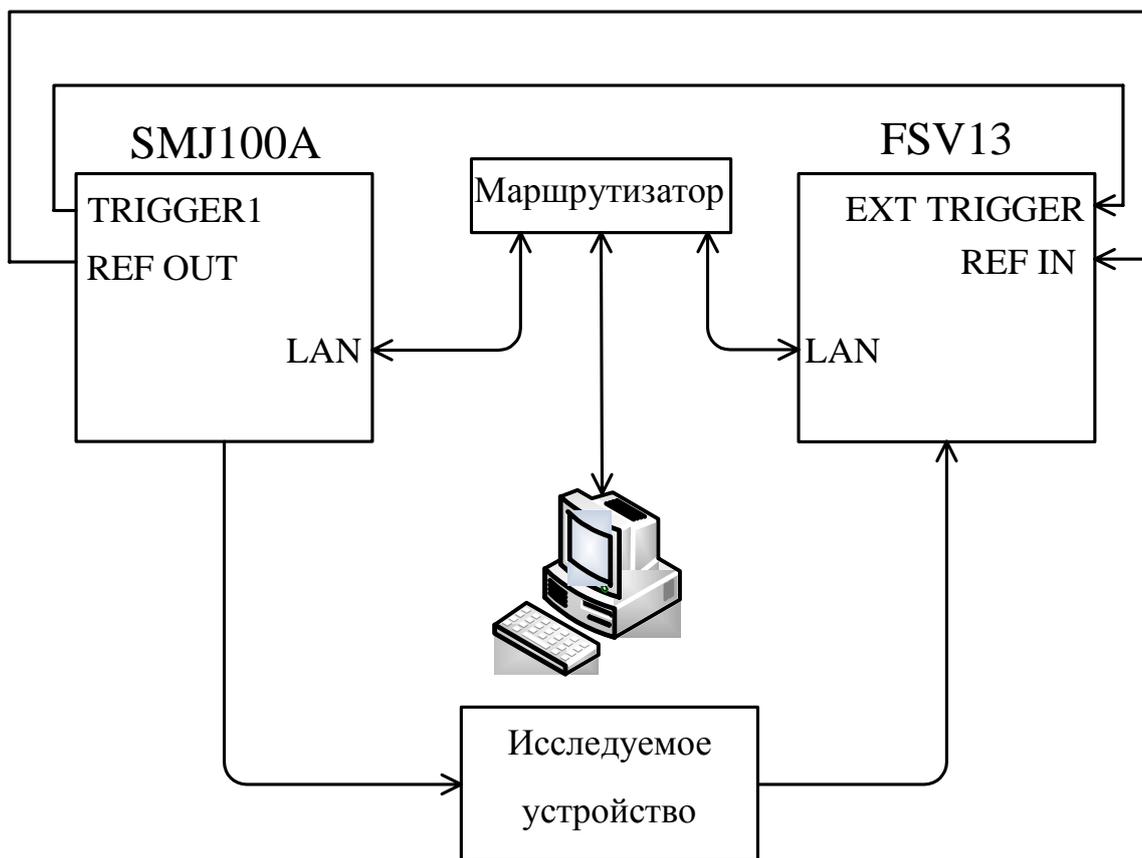


Рис.4.1 Структурная схема автоматизированного комплекса

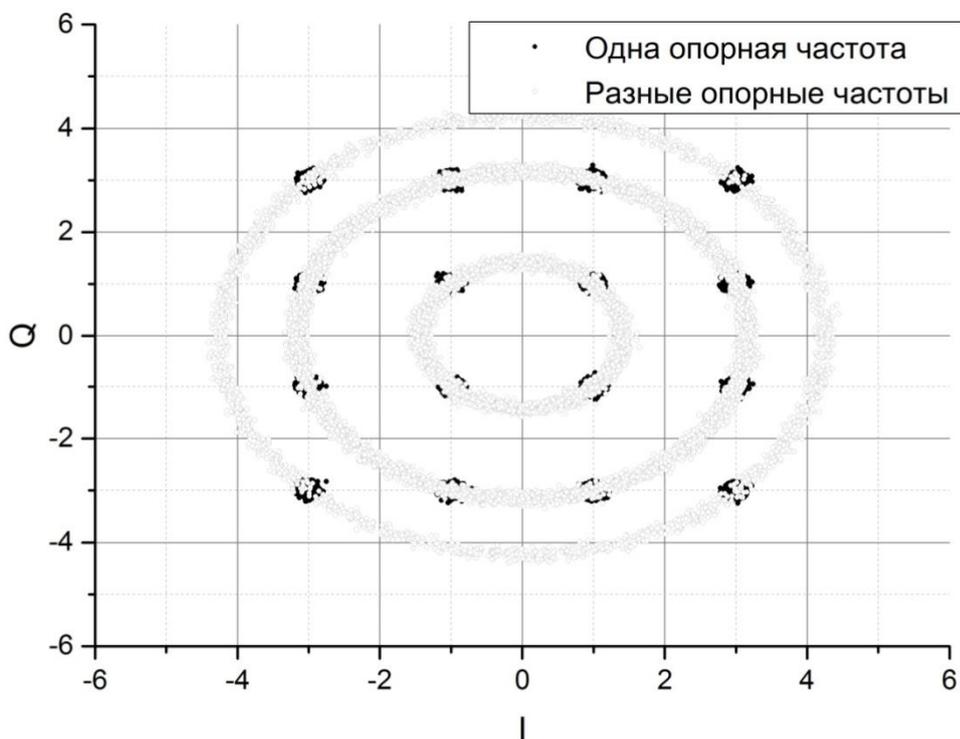


Рис.4.2 Влияние опорного сигнала на созвездие сигнала

аналоговый сигнал обычно проходит через преобразователи частоты, фильтрующие цепи, тракт предварительного усиления и усилитель мощности). Выход усилителя через направленный ответвитель подключается к согласованной нагрузке. Ответвленный сигнал поступает на вход анализатора сигналов FSV13, где он преобразуется в цифровой. По запросу квадратуры принятого сигнала записываются и пересылаются в ЭВМ, где и происходит обработка принятого сигнала и вычисление коэффициентов моделей корректора и усилителя.

Рассмотрим подробнее процедуру формирования тестового сигнала и алгоритм обработки принятого сигнала, которые программно были реализованы в среде Matlab.

Условная схема формирования сигнала приведена на рис.4.3. В начале каждого тестового сигнала присутствует синхропосылка - QPSK сигнал, для которого модулирующей выступает M-последовательность длиной 127 бит [99]. Данный сигнал необходим для синхронизации системы и определения временной задержки [100], возникающей при прохождении сигнала через тестируемое устройство. Далее к синхропосылке добавляется основной сигнал с заданным типом манипуляции (в данной работе использовался сигнал с манипуляцией QAM-16), для которого модулирующей выступает случайная последовательность бит. Именно данный отрезок подаваемого на генератор сигнала выступает в роли тестового для расчета характеристик усилителя мощности. После этого сформированный комплексный сигнал проходит этап передискретизации и сглаживается формирующим фильтром типа корень из приподнятого косинуса.

Условная схема алгоритма обработки принятого с анализатора сигнала приведена на рис.4.4. Прежде чем использоваться для определения коэффициентов моделей, принятая информация подвергается обработке: нормированию принятого уровня и вычислению временной задержки. Нормирование уровня принятого сигнала осуществляется с целью приравнять средние уровни сигнала переданного на генератор и принятого с анализатора, то есть компенсировать усиление исследуемого устройства и затухание ответвителя.

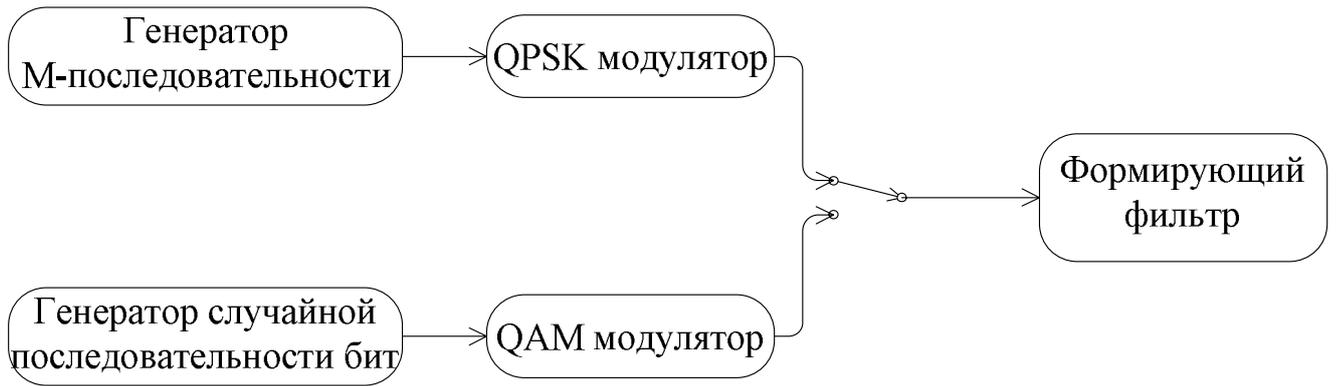


Рис.4.3 Условная схема формирования тестового сигнала

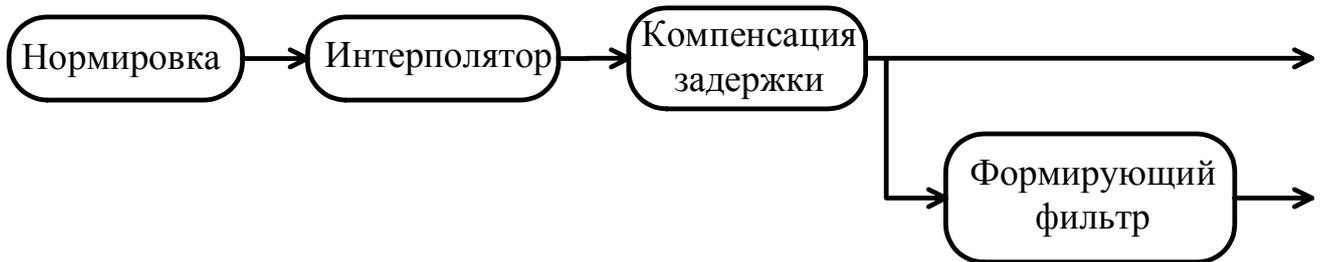


Рис.4.4 Условная схема алгоритма обработки принятого сигнала

Широко распространенный подход для определения и компенсации времени задержки между входным и выходным сигналом устройства базируется на вычислении корреляционного момента между этими сигналами. Корреляционный момент для комплексных сигналов определяется по формуле [101]:

$$c_{Sop,y}(d) = \sum_{n=0}^{N-d-1} (y(n+d) - \bar{y})(Sop^*(n) - \overline{Sop}^*), \quad (4.1)$$

где Sop и y - опорный и принятый сигнал соответственно, N - число отсчетов используемых для определения времени задержки d . В качестве опорного сигнала выступает синхросылка, модулируемая M -последовательностью, которая обладает хорошими корреляционными свойствами. Черта сверху означает среднее значение опорного и принятого сигнала и определяется согласно выражению:

$$\begin{aligned} \overline{Sop} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Sop(n), \\ \bar{y} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n). \end{aligned} \quad (4.2)$$

Выражение (4.1) определяет задержку сигнала в отсчетах и она соответствует максимуму функции $c_{Sop,y}(d)$. Однако, получаемое данным способом разрешение времени задержки составляет обычно несколько наносекунд. Например, для частоты дискретизации в 100 МГц соответствующее время разрешения - временной отрезок между двумя последовательно сделанными выборками - составляет 10нс. Следовательно, при использовании оригинальных отсчетов всегда присутствует остаточная некомпенсированная задержка. Иллюстрация данного факта приведена на рис. 4.5. Сверху изображены опорный сигнал и принятый сигнал с компенсацией задержки. Снизу соответствующая этому случаю зависимость вычисленного нормированного коэффициента усиления от входной мощности. Остаточная некомпенсированная

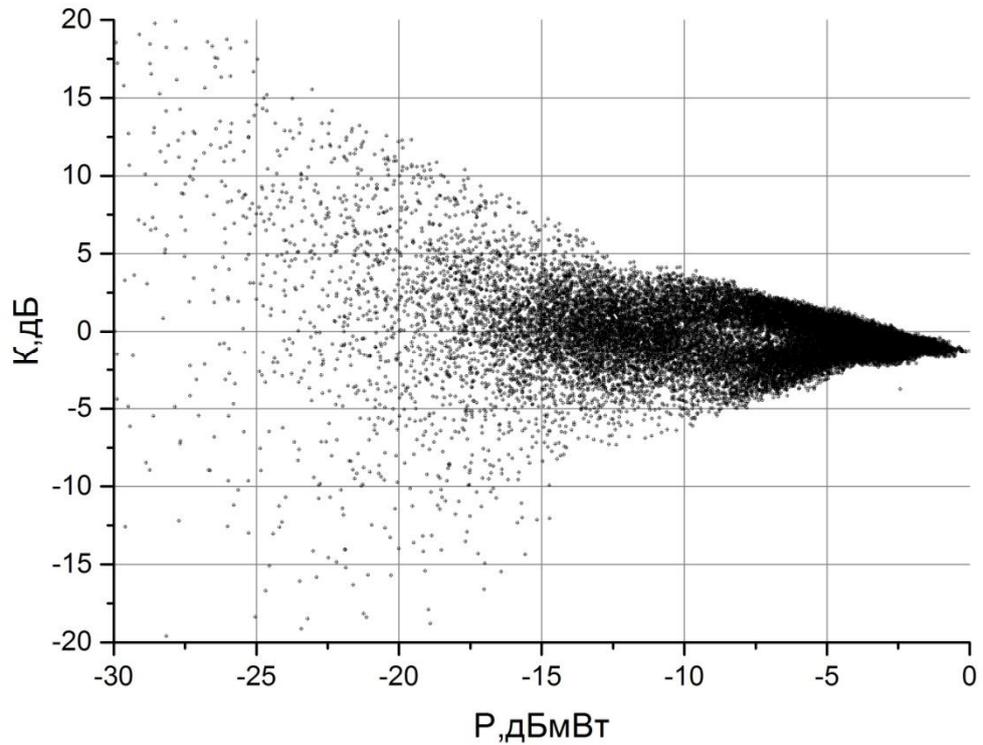
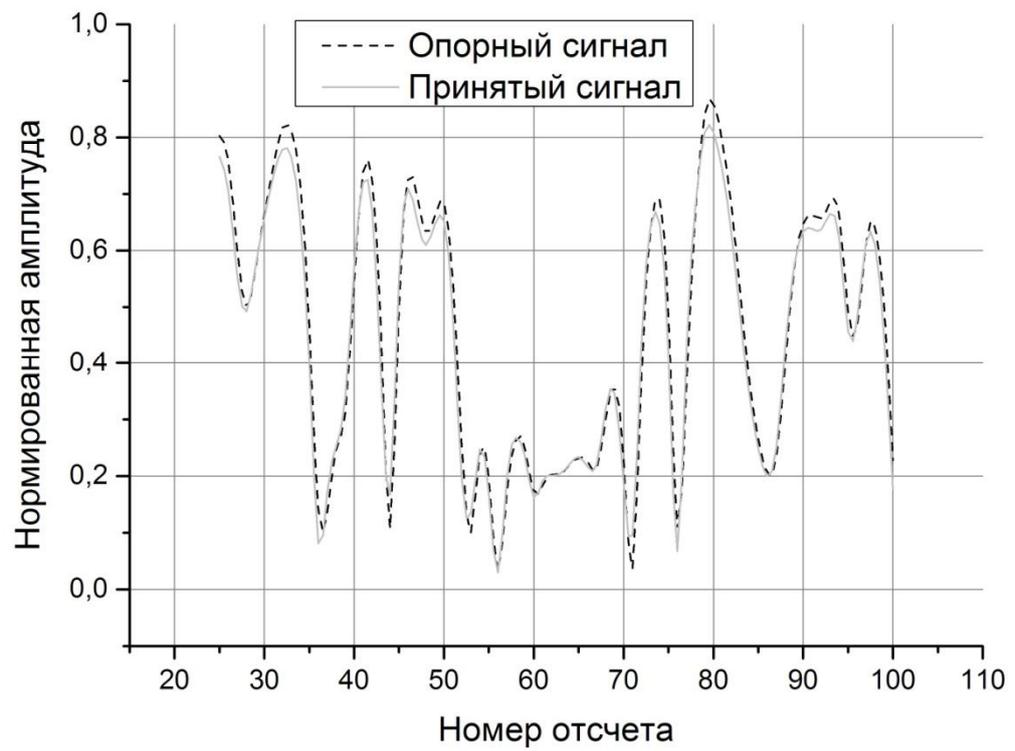


Рис.4.5 Принятый сигнал и коэффициент усиления в случае отсутствия интерполяции принятого сигнала

задержка проявляется в излишнем расплывании характеристики исследуемой системы, которое можно ошибочно принять за инерционные свойства исследуемого устройства. Аналогичную же картину можно наблюдать и для амплитудно-фазовой характеристики.

Для устранения указанного недостатка необходимо провести процедуру интерполяции [102] (повысить частоту дискретизации) принятого сигнала. На рис. 4.4 данную функцию выполняет интерполятор. На рис.4.6 сверху изображены опорный сигнал и принятый сигнал при увеличении частоты дискретизации в 16 раз. Снизу изображена зависимость вычисленного коэффициента усиления от входной мощности для этого случая. Видно, что значительно уменьшается разброс точек на характеристике. Стоит отметить, что возможно использование данных, полученных без применения интерполятора, однако для корректного описания системы и построения корректора придется применять модель с большей глубиной памяти. После того, как проведена нормировка принятого сигнала и скомпенсирована временная задержка, сигнал поступает на вход фазовращателя, который устраняет случайный начальный фазовый сдвиг сигнала. Отсчёты сигнала с выхода фазовращателя используются в дальнейшем для идентификации моделей усилителя. Если пропустить данный сигнал через формирующий фильтр типа корень из приподнятого косинуса, то можно получить точки сигнального созвездия, которые применяются для расчёта EVM.

Что касается цифрового корректора, то полученные с помощью автоматизированного программно-технического комплекса коэффициенты для его модели записываются в устройство с цифровыми предсказаниями в качестве начальных параметров.

4.2 Требования, предъявляемые к системе с цифровыми предсказаниями

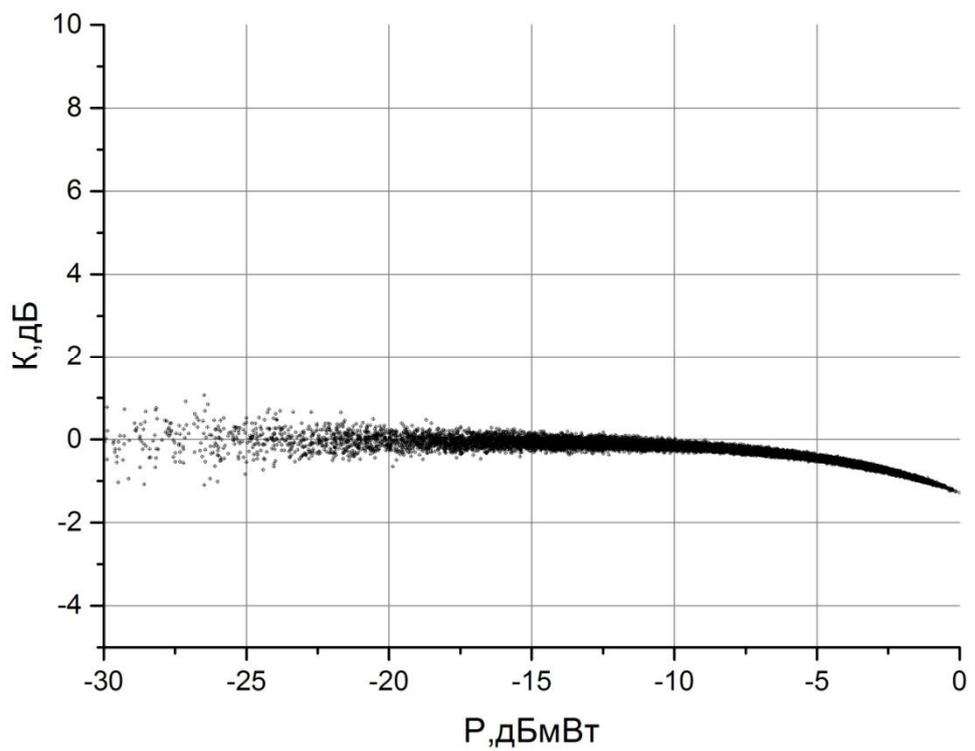
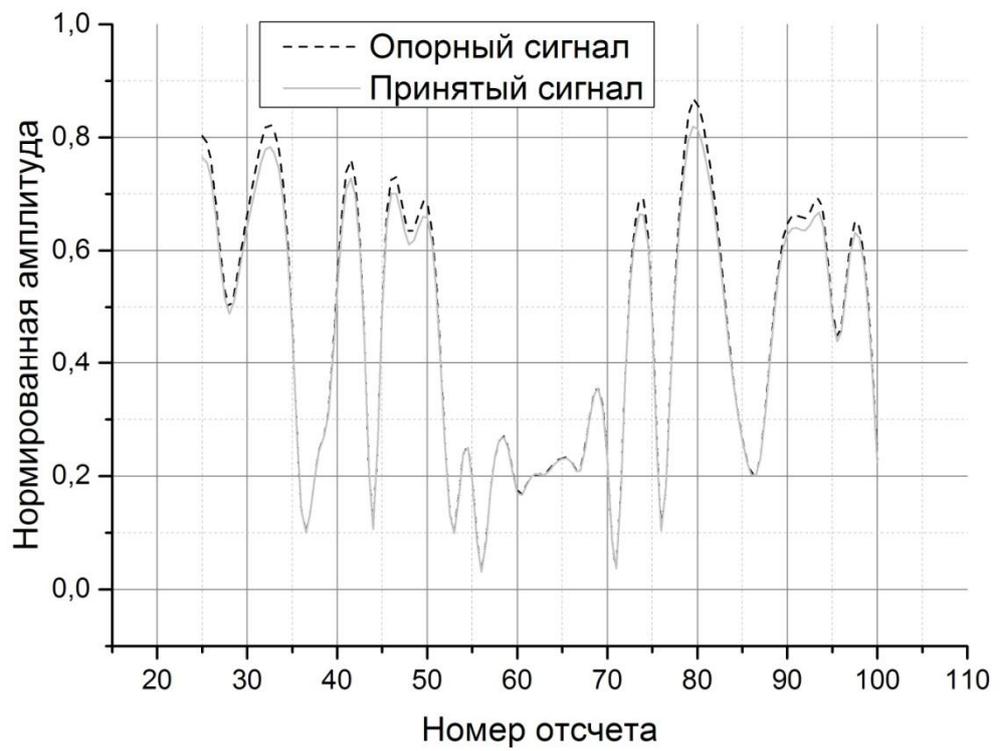


Рис.4.6 Принятый сигнал и коэффициент усиления в случае интерполяции принятого сигнал

При разработке системы с цифровыми предсказаниями построение передающего тракта и приёмного звена обратной ветки должно учитывать ряд особенностей, связанных с шириной полосы сигнала, уровнем его средней выходной мощности, динамическим диапазоном приёмного тракта, значением промежуточной частоты, а также с частотой дискретизации и динамическим диапазоном АЦП и ЦАП. Стоит отметить, что поскольку для адаптивного обновления коэффициентов цифрового корректора требуется только определение передаточного коэффициента тракта, то в приёмном тракте обратной ветки не возникает необходимости удаления несущей частоты или демодуляции сигнала.

Нелинейность характеристик усилителя мощности приводит к образованию внеполосных излучений и расширению спектра передаваемого сигнала, нелинейность третьего порядка расширяет спектр передаваемого сигнала в три раза, пятого – в пять раз и т.д. Поэтому необходимо при проектировании системы выбирать ширину полосы фильтрующих трактов, как передающего (корректор имеет нелинейную характеристику и тоже расширяет спектр), так и приемного (во внеполосных излучениях содержится информация о нелинейности передатчика), шире в несколько раз, чем ширина полосы исходного сигнала.

При выборе частот дискретизации ЦАП и АЦП необходимо, чтобы они удовлетворяли определённым условиям. Первое условие задается теоремой Котельникова для полосовых сигналов [103]: частота дискретизации должна быть хотя бы в два раза больше максимальной частоты исходного сигнала, при этом в нашем случае оцифровывается сигнал с расширенным спектром. Второе условие заключается в кратности частот дискретизации АЦП и ЦАП, что значительно упрощает вычисление характеристик передающего тракта. Третье условие состоит в том, что при оцифровывании сигнала на промежуточной частоте необходимо, чтобы сигнал находился в середине одной из зон Найквиста АЦП [104], то есть должно выполняться соотношение:

$$f_d = \frac{f_{IF}}{2i+1} \quad i = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.3)$$

где f_d - частота дискретизации АЦП, f_{IF} - значение предварительной частоты.

Проанализируем теперь требования к приемному тракту в обратной ветке системы с предискажениями. Уровень сигнала на входе приемного устройства должен быть значительно выше его чувствительности, но ниже верхней границы динамического диапазона. Чувствительность определяется шириной рабочей полосы и коэффициентом шума приемного тракта [105]. Верхняя же граница динамического диапазона определяется нелинейными свойствами каскадов (маломощный усилитель, смесители и т.д.). Предположим, что мы работаем с 20-Вт усилителем мощности, а средняя выходная мощность сигнала составляет 43 дБмВт. Тогда для получения средней входной мощности приёмника, не превышающей его верхнюю границу динамического диапазона, равную, например, -15 дБмВт, необходимо вносить потери порядка 60 дБ. Обычно это достигается комбинацией разветвителя и аттенюатора.

Важнейшим параметром системы с предискажениями при адаптации корректора является линейный коэффициент усиления системы. ААХ и ФАХ корректора определяется согласно следующим уравнениям

$$\begin{aligned} |G_{DPD}(n)| &= |G_{LPA}| - |G_{PA}(n)|, \\ \angle G_{PD}(n) &= \angle G_{LPA} - \angle G_{PA}(n), \end{aligned} \quad (4.4)$$

где $G_{DPD}(n)$ - комплексный коэффициент усиления корректора, $G_{PA}(n)$ - комплексный коэффициент передачи усилителя мощности, а G_{LPA} - линейный коэффициент усиления системы. Видно, что в зависимости от выбора того или иного значения параметра G_{LPA} получаются различные передаточные характеристики корректора. Обычно в качестве значения параметра G_{LPA} берут усредненное значение малосигнального коэффициента передачи усилителя мощности. Тогда при малых значениях амплитуды входного сигнала модуль коэффициента передачи корректора равен 0 дБ. Выбор значения модуля линейного коэффициента усиления системы очень сильно сказывается на

эффективности работы корректора, особенно если коэффициент передачи усилителя мощности сильно варьируется в диапазоне входных амплитуд. При этом выбор значения фазы $\angle G_{LPA}$ не так критичен для определения коэффициентов корректора, так как в конечном счете вариация значений данного параметра приводит лишь к постоянному фазовому сдвигу. Подробный анализ влияния коэффициента G_{LPA} на характеристики линеаризованного усилителя рассмотрен в [106,107].

4.3 Практическое применение системы с цифровыми предсказаниями

Результаты, полученные в работе, были использованы при разработке передающего тракта радиомодема с цифровой обработкой сигнала сантиметрового диапазона. На рис.4.7 приведена структурная схема радиомодема. Сигнал, формируемый блоком ЦОС, проходя через передающий преобразователь частоты попадет на вход усилителя мощности.

Для адаптации часть выходного сигнала модема, проходя через направленный ответвитель, подается на приемный преобразователь частоты. Как видно из рисунка, в устройстве применяется двойное преобразование частоты. При этом первое преобразование переносит сформированный ЦАП сигнал на фиксированную частоту $F_{ПЧ2}$. Второй же гетеродин является перестраиваемым и переносит сигнал на рабочую частоту. В приемном тракте происходят обратные преобразования частот.

Видно, что в данном устройстве выходной сигнал претерпевает искажения как в блоке преобразования частоты, так и в усилителе мощности. На рис.4.8 изображено созвездие выходного сигнала, а на рис.4.9 его спектр и спектр

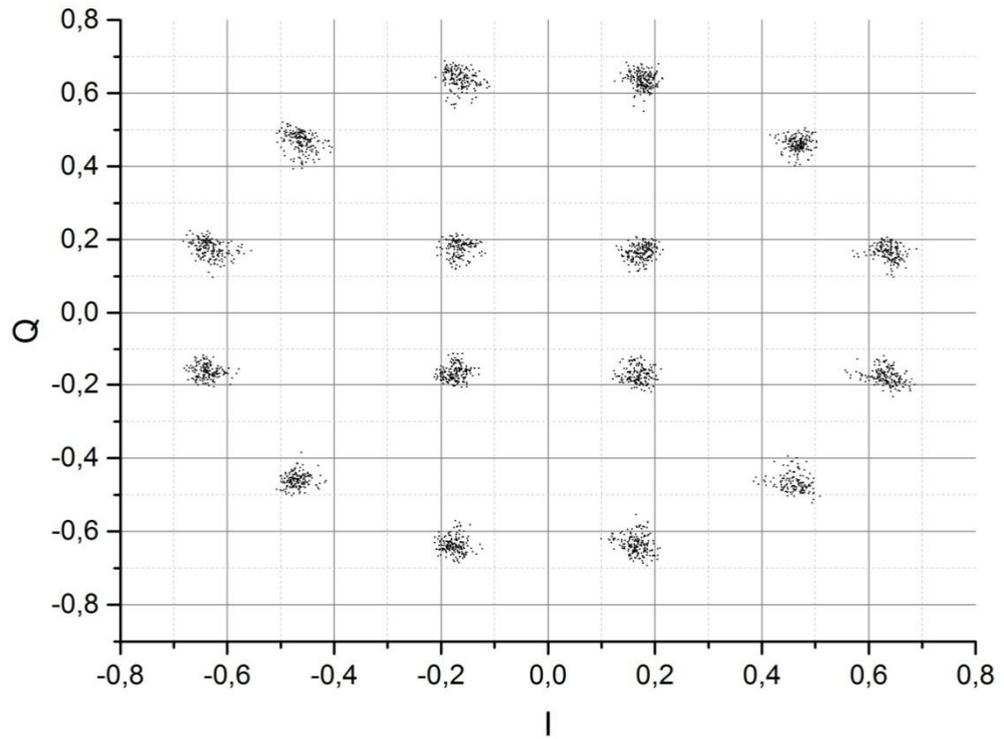


Рис.4.8 Созвездие сигнала на выходе модема

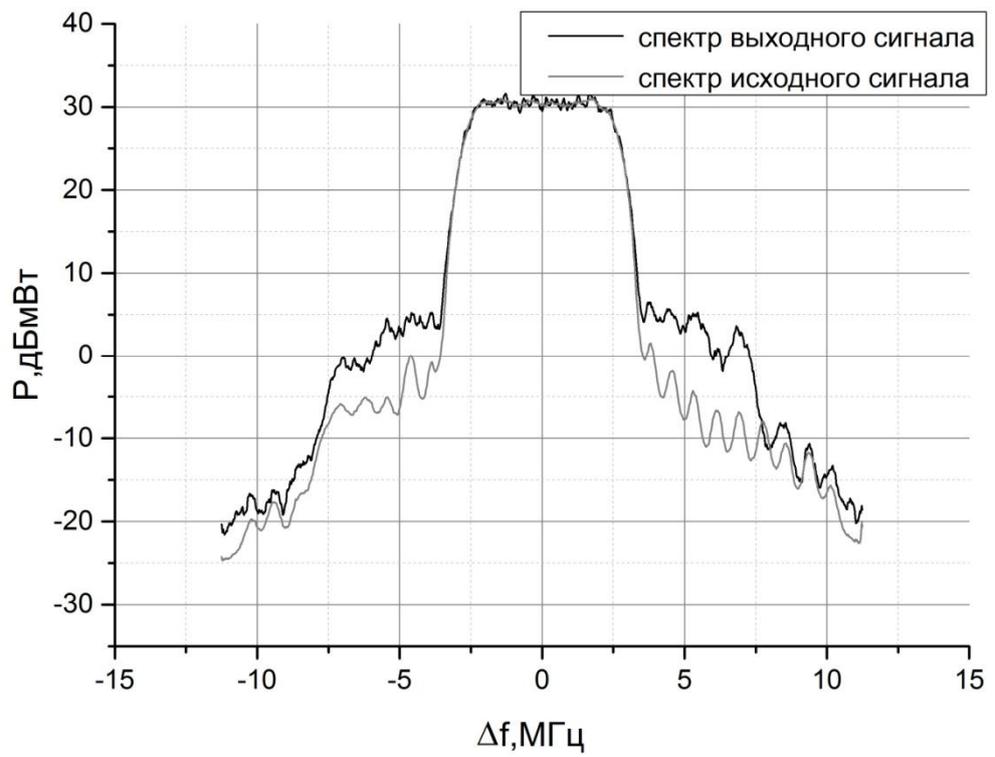


Рис.4.9 Спектр на входе и выходе модема

исходного сигнала. При этом EVM выходного сигнала составило порядка 8.5%, а ACPR3 – 28.5 дБ. ACPR3 исходного сигнала – 36.5 дБ [108,109].

В качестве корректора всего передающего тракта сначала использовалась полиномиальная модель с памятью. Было определено, что для обеспечения требований по внеполосным излучениям необходимо применять корректор с порядком нелинейности $P=5$ (при этом используются только члены нечетной степени) и глубиной памяти $M=10$. При этом число параметров модели равнялось $N=30$.

Далее для упрощения процесса идентификации параметров корректора и снижения затрат на его аппаратную реализацию для заданного передающего тракта была реализована многокаскадная архитектура. Условное изображение системы с многокаскадным корректором приведено на рис.4.10. Каждый каскад данного корректора представляет собой модель со значительно меньшим числом параметров. При этом результаты моделирования указывают на то, что данная архитектура по эффективности сопоставима, а порой даже лучше, чем традиционная [110,111].

Было определено, что для обеспечения требований, предъявляемых к передаваемому сигналу, достаточно взять двухблочную структуру корректора. При этом в качестве второго блока использовалась полиномиальная модель без памяти ($P=5$ $M=0$), а в качестве первого блока - полиномиальная модель с параметрами ($P=1$ $M=10$). При этом общее число параметров $N=13$. Выбор данной структуры корректора был обусловлен тем, что усилитель мощности проявляет в основном нелинейные свойства и его инерционными свойствами можно пренебречь, а основной эффект памяти сосредоточен в фильтрующих цепях и тракте предварительной частоты. Таким образом, возможно разделение искажений на нелинейные и обусловленные инерционностью устройства.

Результаты измерений для традиционной и предложенной двухкаскадной структуры корректора для трех частот (нижняя, средняя и верхняя частота диапазона) приведены в таблице 4.1. Необходимо отметить, что для каждой из частот коэффициенты корректора рассчитывались отдельно. В таблице приведены

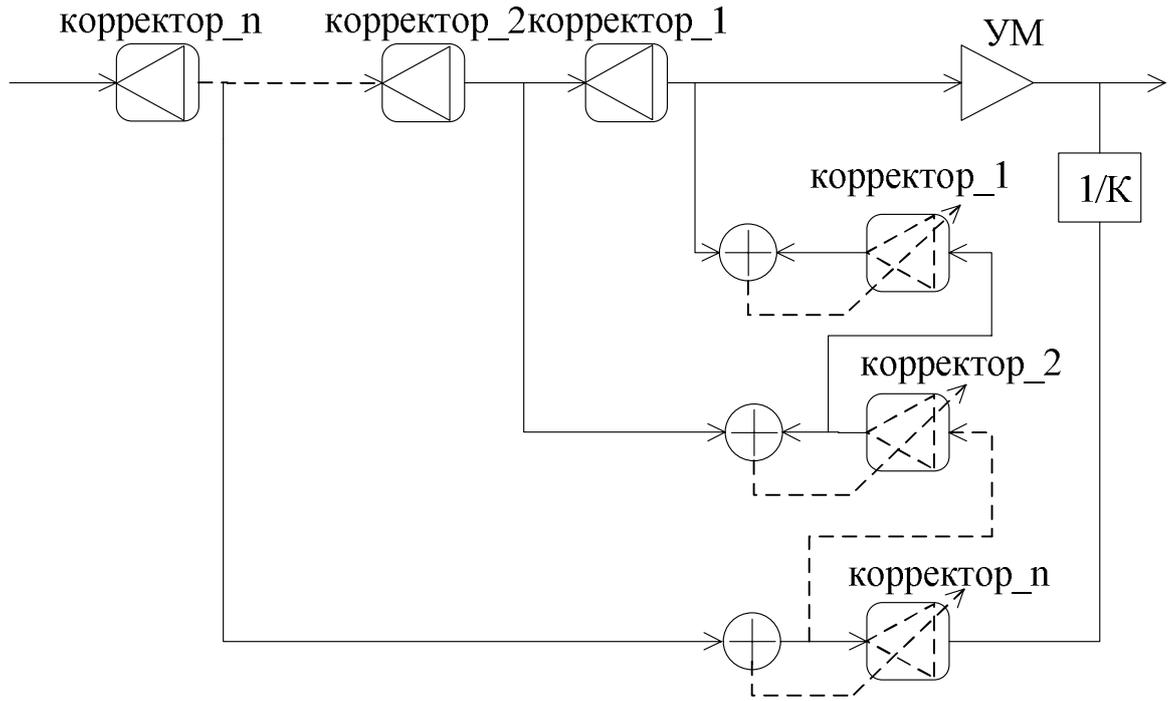


Рис.4.10 Структурная схема системы с многокаскадным корректором

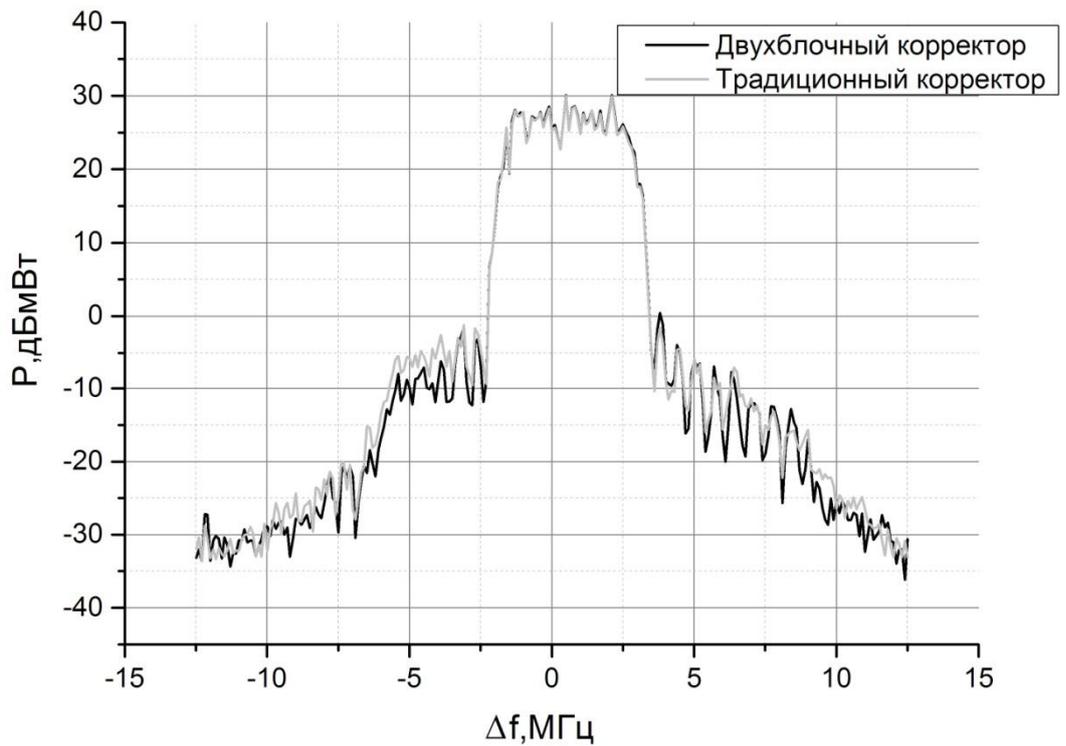


Рис.4.11 Спектр сигнала на выходе модема с корректором

Таблица 4.1

	Двухблочная архитектура	Стандартная архитектура	Система без корректора
Нижняя частота	33,40	34,8	29,1
	42,93	42,16	42,8
	36,20	34,7	28,2
	48,40	46,4	44,2
	4,80	3,9	7,9
Средняя частота	35,95	33,50	29,4
	48,58	45,70	45,4
	35,96	36,37	28,2
	45,47	46,07	43,8
	4,40	3,89	9,5
Верхняя частота	34,65	35,71	30,5
	48,40	47,44	46,2
	35,74	34,68	30,3
	48,74	46,98	45,7
	3,8	4,00	8,7

Таблица 4.2

	Коэффициенты нижней частоты	Коэффициенты средней частоты	Коэффициенты верхней частоты
Нижняя частота	33,40	31,53	34,92
	42,93	42,11	42,61
	36,20	34,14	34,50
	48,40	47,7	46,60
	4,80	5,75	6,00
Средняя частота	35,02	35,95	32,97
	49,65	48,58	48,60
	34,20	35,96	31,59
	44,60	45,47	43,65
	5,50	4,40	5,90
Верхняя частота	31,13	29,70	34,65
	45,70	44,80	48,40
	34,30	32,36	35,74
	45,50	45,30	48,74
	6,24	6,01	3,8

значения АСРР для левого соседнего (первая строка для каждой частоты), левого дополнительного (вторая строка), правого соседнего (третья строка), правого дополнительного (четвертая строка) каналов и значение EVM на выходе системы. Из анализа таблицы видно, что по уровню внеполосного излучения двухблочная структура корректора показывает даже лучшие результаты, чем стандартная, но немного уступает ей по значению векторной ошибки. Спектры сигнала на выходе системы при использовании традиционного и двухкаскадного корректоров приведены на рис.4.11. При этом уменьшение излучения в соседнем канале по сравнению с системой без предискажений составило 6-8 дБ, а уровень EVM снизился более чем в два раза. На рис.4.12 изображены ААХ и ФАХ заданной системы при использовании алгоритма предискажений и без него.

Поскольку основные инерционные свойства передающей системы сосредоточены в тракте предварительной частоты, то логично предположить, что при изменении рабочей частоты они сильно изменяться не будут. Поэтому при работе системы в режиме ППРЧ необходимо изменять параметры лишь второго блока корректора. Опираясь на рекомендации, изложенные в пункте 1.4, было решено разбить диапазон работы системы на три участка. При этом параметры первого блока корректора были определены на верхней частоте (число параметров $N = 10$), а для второго блока были составлены модели на трех частотах (число параметров $N = 3 * 3 = 9$). Таким образом, для рассматриваемого устройства с учётом работы на различных частотах общее число параметров двухкаскадного корректора $N_{2каскада} = 9 + 10 = 19$. В случае применения однокаскадной модели общее число параметров для трех частотных диапазонов равно $N_{1каскада} = 3 * 30 = 90$. То есть применение двухблочной структуры позволило сократить число параметров корректора более чем в 4 раза.

Далее проводились измерения для предложенного двухкаскадного корректора с фиксированными коэффициентами первого блока и меняющимися коэффициентами второго блока, результаты которых приведены в таблице 4.2. В

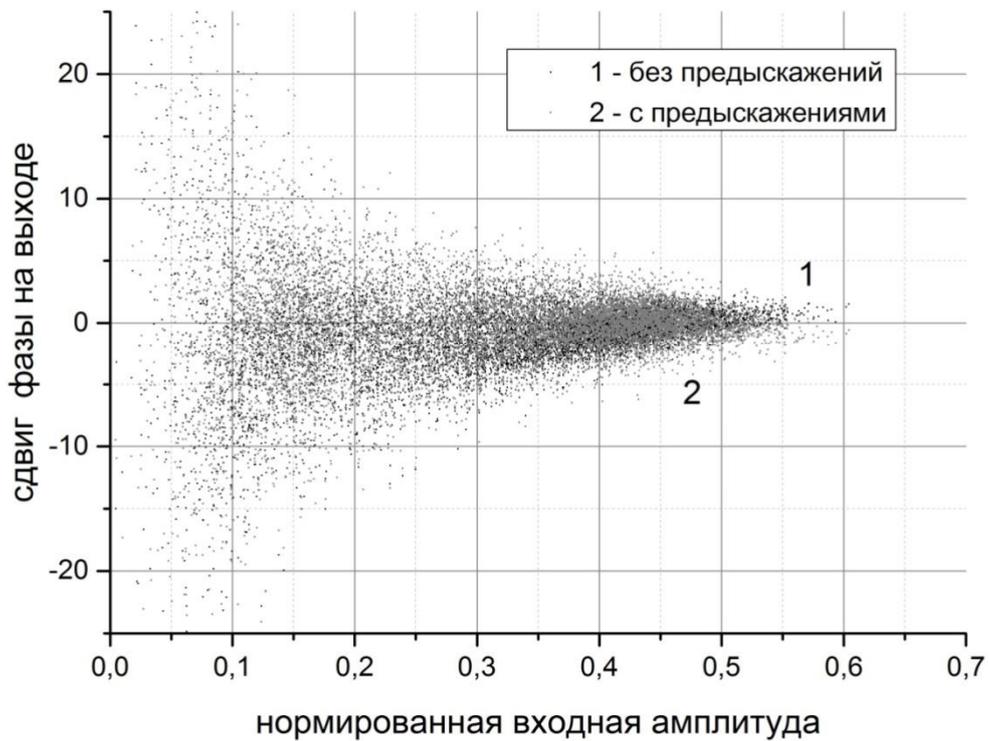
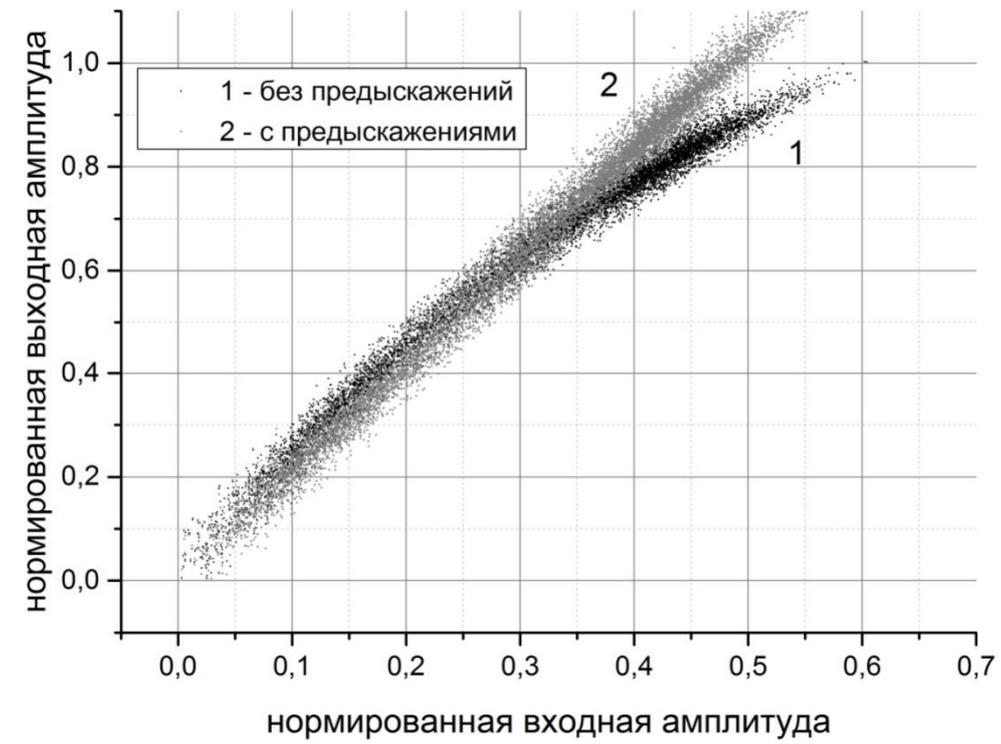


Рис.4.12 ААХ и ФАХ на выходе модема

столбцах указано, какие коэффициенты второго блока использовались для измерения, в строках указана частота, на которой проводились измерения. Из анализа таблицы видно, что разбиение диапазона рабочих частот было оправдано, так как при использовании одного набора параметров, например определенных на средней частоте диапазона, получаются худшие результаты в конце и в начале частотного диапазона, чем при использовании трех наборов параметров второго блока корректора.

Выводы к главе 4

1. Разработан программно-технический измерительный комплекс, с помощью которого в автоматическом режиме получены характеристики передающей системы, вычислены параметры корректора и проведена оценка его эффективности.

2. Изложены требования, предъявляемые к фильтрующим цепям, частоте дискретизации ЦАП и АЦП, приемному тракту обратной ветки адаптивной системы.

3. Выполнена практическая реализация цифрового корректора для заданного передающего тракта, использующего режим ППРЧ. В результате внеполосное излучение выходного сигнала в соседнем канале уменьшилось на 6-8 дБ, а уровень EVM снизился более чем в два раза.

4. Предложена двухкаскадная структура корректора для рассматриваемой системы с ППРЧ, что позволило уменьшить число его параметров с 90 до 19.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе проведён ряд теоретических и экспериментальных исследований, направленных на увеличение линейности передающего тракта систем связи.

1. Предложен модифицированный цифровой корректор для систем связи с ППРЧ. Выработаны критерии и даны рекомендации по определению структуры данного корректора. Выполнена практическая реализация цифрового корректора для заданного передающего тракта, использующего режим ППРЧ. В результате внеполосное излучение выходного сигнала в соседнем канале уменьшилось на 6-8 дБ, а уровень EVM снизился более чем в два раза.

2. Выведены соотношения для адаптивного изменения параметров корректоров, построенных на основе различных бесструктурных моделей. В качестве алгоритмов адаптации использовались метод стохастического градиента и рекурсивный метод наименьших квадратов. С помощью математического моделирования подтверждена справедливость аналитических соотношений.

3. Проведён сопоставительный анализ различных бесструктурных моделей с точки зрения точности моделирования и количества требуемых параметров для разных видов входных сигналов и ширины их полосы. Установлено, что наименьшая нормированная среднеквадратичная ошибка получается при описании нелинейной динамической системы моделью Вольтерры. При этом сходные с моделью Вольтерры значения ACEPR и EVM получаются при использовании модификаций модели Вольтерры, имеющих значительно меньшее число параметров.

4. Проведён сравнительный анализ корректоров, построенных на основе бесструктурных моделей, с точки зрения эффективности линеаризации и сложности программной реализации. Установлено, что для всех исследуемых сигналов вполне удовлетворительные результаты даёт цифровой корректор на основе полиномиальной модели с памятью. При этом показатель ошибки (EVM)

снижается до 1%, а уровень внеполосного излучения в соседнем канале (*ACPR3*) – на 15-20дБ.

5. Разработан программно-аппаратный измерительный комплекс для автоматизированного измерения нелинейных динамических характеристик передающей системы и расчета параметров моделей СВЧ усилителя мощности и цифрового корректора.

Список сокращений и условных обозначений

- ППРЧ– псевдослучайная перестройка рабочей частоты ;
- СВЧ – сверхвысокие частоты ;
- КПД – коэффициент полезного действия ;
- УМ – усилитель мощности ;
- ЦОС – цифровая обработка сигналов ;
- ААХ – амплитудно-амплитудная характеристика ;
- ФАХ – фазово-амплитудная характеристика ;
- ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь ;
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь ;
- дБ – децибел ;
- дБмВт – децибел относительно одного милливатта ;
- ДПФ – дискретное преобразование Фурье ;
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема ;
- EVM–амплитуда вектора ошибки;
- LUT–таблица соответствия;
- NMSE–нормированная среднеквадратичная ошибка ;
- ACPR–коэффициент мощности в соседнем канале.

Список литературы

1. Grabowski J. An Experimental M-QAM Modem Using Amplifier Linearization and Baseband Equalization Techniques/ J. Grabowski, R. Davis// National Telesystems Conference.– 1982. –P.210–215.
2. Shanmugan K. An adaptive Linearizer for 16 QAM Transmission over Non-linear Satellite Channels/ K. Shanmugan, M. Kuggles // Globecom, Houston. –.1986. – P.198–205.
3. Saleh A. Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems/ M. Saleh, J. Salz // Bell Syst. Tech. J. –1983. –Vol. 62, no. 4. –P. 1019–1033.
4. Cavers J. K. Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements/ J. K. Cavers // IEEE Trans. Veh. Technol. – 1990. –Vol. 39. –P. 374–382.
5. Cavers, J. K., “The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, pp. 456–466, May 1997.
6. Cavers, J. K., “New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, pp. 707–716, Aug. 1997.
7. Cavers, J. K. and Liao, M., “Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 42, pp. 581–588, Nov. 1993.
8. Wright A. Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier/ A. Wright, W. Durtler // IEEE Trans. Veh. Technol. –1992. –Vol. 41. –P. 395–400.
9. Faulkner M. Adaptive linearization using predistortion—Experimental results/ M. Faulkner, M. Johansson // IEEE Trans. Veh. Technol.–1994.–Vol. 43.–P. 323–332.

10. Bosch W. Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers/ W. Bosch, G. Gatti // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–1989.– Vol. 37, No. 2.–P.1885–1890.
11. Boumaiza S. Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power Amplifiers and Predistortion Linearizers / S. Boumaiza, F. Ghannouchi// IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2003.– Vol. 51, No. 12.–P.482–490.
12. Ding L. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials / L. Ding, G. Zhou, D. Morgan, et al. // IEEE Transactions on Communications.–2004.– Vol. 52, No. 1.–P.602–610.
13. Ping-hui L. Wiener-Saleh modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects/ L. Ping-hui, W. Peng //Int. Conf.on Microw. and Millimeter Wave Tech.–2010.–P. 1447-1449.
14. Hammi O. A compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and RF-digital predistortion / O. Hammi, F. Ghannouchi, B. Vassilakis //IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.–2008.–Vol. 18, no. 5.–P. 359 –361.
15. MkademF. Extended Hammerstein behavioral model using artificial neural networks/ F. Mkadem, S. Boumaiza//IEEE Trans. Microw. TheoryTech.–2009.– Vol. 57, no. 4.–P. 745–751.
16. Rawat M. Three-layered biased memory polynomial for dynamic modeling and predistortion of transmitters with memory / M. Rawat, F. M. Ghannouchi, K. Rawat //IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers.–2013.–Vol.60, no. 3.–P. 768–777.
17. Laki B.D. Adaptive digital predistortion for wideband high crest factor applications based on the WACP optimization objective: An extended analysis / B. D. Laki, C. J. Kikkert//IEEE Trans. Broadcast.–2013.–Vol. 59, no.1.–P. 136–145.
18. Ma Y. An algorithm for obtaining the optimum inverse for a given polynomial in baseband / Y. Ma, Y. Yamao, Y. Akaiwa //IEICE Trans. Fundam.–2013.–Vol. E85, no. 3.–P. 675–683.

19. Yu C. Band-limited volterra series based digital predistortion for wideband RF power amplifiers / C. Yu, L. Guan, E. Zhu, et al. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2012. – Vol. 60, no. 12. – P. 4198–4208.
20. Соловьёва Е.Б. Нейронная модель компенсатора нелинейных искажений сигналов для цифрового канала связи / Е.Б. Соловьёва, А.В. Зубарев. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – № 4. – С. 30-34.
21. Дегтярев С. А. Итерационно-операторный метод нелинейной компенсации в рекурсивных системах / Соловьёва Е. Б., Дегтярев С. А. // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – №9. – С. 47–59.
22. Grebennikov A. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 2 / A. Grebennikov // High frequency electronics, 2009. – June. - P. 44-53.
23. Kim J. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory / J. Kim, K. Konstantinou // Electron. Letters, vol. 37. – 2001. – No.6. – P.1417-1418.
24. Morgan D. R. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers / D. R. Morgan // IEEE Trans. Signal Process. – 2006. – vol.54, no.10. – P.3852-3860.
25. Коротков А.С. Функциональные модели усилителя мощности с "эффектом памяти" / А.С. Коротков, И.А. Румянцев // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – 2012. – № 5. – С.50-54.
26. Аверина Л.И. Влияние параметров цифрового корректора на увеличение линейности передающего тракта / Л.И. Аверина, М.А. Корольков, В.Д. Шутов // Радиолокация, навигация, связь : XVI Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 14-16 апр. 2010 г. — Воронеж, 2010. — Т. 1. - С. 512-517.
27. Аверина Л.И. Линеаризация усилителей СВЧ диапазона / Л.И. Аверина, Ю.П. Сбитнев, В.Д. Шутов // Радиолокация, навигация, связь : XV Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 14-16 апр. 2009 г. — Воронеж, 2009. — Т. 1. - С. 591-596.
28. Аверина Л. И. Методы уменьшения нелинейных продуктов многокаскадных

усилителей СВЧ диапазона / Л.И. Аверина, Ю.П. Сбитнев, В.Д. Шутов // 8-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии : тр. симп., 16-19 июня 2009 г. — СПб., 2009 .— С. 274-277 .

29. Grebennikov A. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 1 / A. Grebennikov // High frequency electronics, 2009. – May. - P. 16-26.

30. Schetzen M. Theory of pth-order inverses of nonlinear systems / M. Schetzen // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1976. – Vol. 23, no. 5.– P. 285- 291.

31. Saleh A. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers/ A. Saleh // IEEE Transactions on Communications. – 1981. – vol. 29. – P. 1715–1720.

32. Clark C. Power - Amplifier Characterization Using a Two -Tone Measurement Technique / C. Clark, C. Silva, A. Moulthrop, M. Muha // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol.50, no. 6. –P.328-333.

33. Vuolevi J.H.K. The effect of source impedance on the linearity of BJT common-emitter amplifiers / J.H.K. Vuolevi, T. Rahkonen //Proceedings of IEEE ISCAS Symposium on Circuits and Systems. –2000. –Vol. 4. –P. 197-200.

34. Vuolevi J.H.K.Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers / J.H.K.Vuolevi, T.Rahkonen, J.P.AManninen//IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2001.–Vol. 29, no. 8.–P. 1383-1389.

35. Isaksson M. A Comparative analysis of behavioral Models fo RF power mplifier / M. Isaksson, D. Wissel, D.Ronnow// IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2006.–Vol. 54, no. 1.–P. 348-359.

36. Landin P. A Comparative of evaluation criteria for power amplifier behavioral modeling /P. Landin, M.Isaksson , P. Handel // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2007.– Vol. 55, no. 3.–P. 363-370.

37. Fan C.W. Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique / C. W. Fan, K. K. M. Cheng//IEEE

Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2002.–Vol. 50, no. 7.–P. 1801-1806.

38. Kenington P.B. High Linearity RF Amplifier Design / P. B. Kenington // Artech House Inc. –2000.– P.321.

39. Ballesteros E. Analysis and design of microwave linearized amplifiers using active feedback / E. Ballesteros, F. Perez, J. Perez // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–1988.–Vol. 36, no. 3.–P. 499–504.

40. Yang Y. A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding / Y. Yang, B. Kim // IEEE Microwave and Guided Wave Letters.–1999.–Vol. 9, no. 10.–P. 419–421.

41. Hickson M.T. High efficiency feedforward linearizers / M. T. Hickson, D. K. Paul, P. Gardner, et al. // In Proc. 24th European Microwave Conference.–1994.–Vol. 1.– P. 819-824.

42. Raab F. H. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave / F. H. Raab // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2002. – Vol. 50, no. 3.P. 814–826.

43. Аверина Л.И. Адаптивная цифровая линеаризация усилителя мощности / Л.И. Аверина, М.А. Корольков , В.Д. Шутов // Радиолокация, навигация, связь : XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2011 г. — Воронеж, 2011 .— Т. 1. - С. 571-576 .

44. Boumaiza S. Adaptive digital/RF predistortion using a nonuniform LUT indexing function with built-in dependence on the amplifier nonlinearity / S. Boumaiza // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2004.–Vol.52, no.12.–P. 2670-2677.

45. Gilibert P.L. Multi-lookup table FPGA implementation of an adaptive digitalpredistorter for linearizing RF power amplifiers with memory effects / P.L. Gilibert // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.–2008–Vol.56,no.2–P.372-384.

46. Ghaderi M. Adaptive predistortion lineariser using polynomial functions / M. Ghaderi, S. Kumar, D.E. Dodds // *IEEE Proceedings on Communications*. – 1994. – Vol.141, no.2. – P.49-55.
47. Устройство ввода адаптивных цифровых предискажений сигнала с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: Патент РФ на полезную модель №125794 / Аверина Л.И., Шутов В.Д., и др // – бс. – (Заявл. 1.10.2012, №2012141854, опубл. 10.03.2013. Бюл.№7)
48. Малев А.С. Подходы к оптимизации методов формирования сигналов / А.С. Малев, А.М. Соловьев, В.Д. Шутов // *Теория и техника радиосвязи*. Воронеж. – 2012. – №2. – С. 36-42.
49. Корольков М.А. Оценка нелинейных искажений сигналов с различными видами модуляции в передающем тракте / М.А. Корольков, А.С. Малев, В.Д. Шутов, Р.А. Рыбалкин // *Радиолокация, навигация, связь : XVII Междунар. науч.-техн. конф.*, г. Воронеж, 12-14 апр. 2011 г. — Воронеж, 2011. — Т. 1. - С. 765-771
50. Аверина Л.И. Увеличение динамического диапазона передающего тракта цифровыми методами / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов, и др. // *Физика и технические приложения волновых процессов: X Междунар. науч.-техн. конф.*, 11-17 сент. 2011 г. – Самара, 2011. – С.49-50.
51. Аверина Л. И. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учётом инерционных свойств / Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, Р.А. Рыбалкин // *Известия вузов. Радиоэлектроника*. – Т.56, 2013. - №1. - С. 50 - 57.
52. Gilabert P.L. FPGA implementation of a real-time NARMA-based digital adaptive predistorter / P. L. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertran // *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*. – 2011. – Vol. 58, no. 7. – P. 402–406.
53. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предискажений / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // *Нелинейный мир*. – 2013. – №10. – С.720-727.
54. Аверина Л.И. Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов //

Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. –Воронеж, 2013. –№1. –С.82-88.

55. Горбаченко В.И. Вычислительная линейная алгебра с примерами на Matlab. Учебное пособие /В.И. Горбаченко // БХВ-Петербург. - СПб,2011. - 320с.

56. O'Droma M. New modified Saleh models for memoryless nonlinear power amplifier behavioral modelling / M. O'Droma// IEEE Transactions on Communications. –2008. –Vol. 56. –P. 372–384.

57. Yadav A. Linearization of Saleh, Ghorbani and Rapp amplifiers with Doherty Technique / A. Yadav// SaS TECH Journal. –2010. –Vol. 9. –P. 79–86.

58. Valdez J.R. Performance evaluation of a memory-polynomial model for microwave power amplifier / J.R. Valdez/ Mathematic Software. –2012. –Vol. 4. –P. 13–23.

59. Benedetto S. Nonlinear equalization of digital satellite channels / S. Benedetto , E. Biglieri E.// IEEE J. Select. Areas Commun. – 1983.– vol. SAC-1.–P. 57–62.

60. Wills A. Identification of Hammerstein-Wiener Models/ A.Wills // IEEE Transactions on Communications.– 2008.– Vol. 56.– P. 282–391.

61. Hammi O. Twin nonlinear two-box models for power amplifiers and transmitters exhibiting memory effects with application to digital predistortion / O. Hammi, F. M. Ghannouchi//IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. – 2009. – Vol. 19, no. 8.– P. 530–532.

62. Zhu A. An overview of Volterra series based behavioral modeling of RF/microwave power amplifiers / A. Zhu, T. J. Brazil // Proc. Wireless Microwave Technol. Conf. – 2006. – P.101-107.

63. Pedro J. C. Comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches / J. C. Pedro, S. A. Maas // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 53. – 2005. - No.4. – P.1150-1163.

64. Raich R. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design / R. Raich, H. Qian, G. T. Zhou //IEEE Trans. Veh. Technol. – 2004. – Vol. 53, no. 5.– P. 1468–1479.

65. Rawat M. Generalized rational function for reduced-complexity behavioral modeling and DP of broadband wireless transmitter / M. Rawat // IEEE Trans. Signal Process., vol. 54. – 2006. – No. 10. – P. 3852-3860.
66. Zhu A. Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers / A. Zhu, J.C. Pedro, T.J. Brazil // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 54. – 2006. – No. 12. – P. 4323-4332.
67. Zhai J. Nonlinear filter-based Volterra model with low complexity for wideband power amplifiers / J. Zhai // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 24. – 2014. – No. 3. – P. 203-205.
68. Jian W. OFDM adaptive digital predistortion method combines RLS and LMS / W. Jian et al. // ICIEA. – 2009. – No. 1. – P. 3900-3903.
69. Pedro J. C. A polar-oriented Volterra model for power amplifier / J. C. Pedro et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 56. – 2010. – No. 10. – P. 556-559.
70. Pedro J. C. Validation and physical interpretation of the power-amplifier polar Volterra model / J. C. Pedro et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 58. – 2010. – No. 12. – P. 4012-4021.
71. Алберт А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / А. Алберт // Под ред. Я. З. Цыпкина; Пер. с англ. Р. Ш. Липцера – М.: Наука, 1977. – 223 с.
72. Уидроу Б. Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. / Б. Уидроу С. Стирнз // — М.: Радио и связь, 1989. — 440 с.
73. Ljung L. System identification. Theory for user. Second Edition / L. Ljung // Linköping University. – Sweden, 1999. – 609 p.
74. Baudoin G. Power amplifier linearization using pre-distortion with memory / G. Baudoin et al. // IEEE Trans. Signal Process., vol. 58. – 2007. – No. 14. – P. 1822-1828.
75. Diniz S.R. Adaptive filtering. Algorithms and practical implementation. Fourth edition. / S.R. Diniz // New York.: Springer. – 2013. – 652 p.
76. Чернышов В.Н. Теория систем и системный анализ. / В.Н. Чернышов, Чернышова А.В. // — 2008 — Тамбов.: Издательство ТГТУ. — 97 с.

77. N-Channel RF Power Field Effect Transistors MRF9060. Freescale Semiconductor, 5/2006. Data Sheet.: http://www.freescale.com/files/archives/doc/data_sheet/MRF9060.pdf
78. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью MicrowaveOffice / В.Д. Разевиг, Ю.В. Потапов, А.А. Курушин// – 2003. – М.: СОЛОН-пресс. – 492с.
79. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. 1-е издание/ И.В. Черных//— 2007. —М.: ИД Питер. — 288 с.
80. Горбаченко В.И. "Вычислительная линейная алгебра с примерами на MATLAB./ В.И. Горбаченко//— 2011. — СПб.: БХВ-Петербург. – 320с.
81. Гандер В.. Решение задач в научных вычислениях с применением Maple и MATLAB./ В. Гандер, И. Гржебичек //— 2005. — М.: Вассамедина-520с.
82. Амосов А. А. Вычислительные методы для инженеров./А. А.Амосов, Ю. А.Дубинский, Н. П.Копченова // —1994.— М.: Мир. – 544с.
83. Вентцель Е. С. Теория вероятностей./ Е. С. Вентцель// —1969. — М.: Наука. — 576 с.
84. Landin P. Comparison of evaluation criteria for power amplifier behavioral modeling / P. Landin M. Isaksson Handel P// IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 51. – 2005. - No.2. – P.1150-1153.
85. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение./ Б. Скляр//— 2007 — М.:Вильямс. — 1104с.
86. Прохис Дж. Цифровая связь./ Дж. Прохис, Д. Д.Кловский// —2000. — М.: Радио и связь.— 800 с.
87. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра./К. Феер// —2000. — М.: Радио и связь. — 552 с.
88. Василенко Г.О. Расчет показателей качества и готовности цифровых линий связи./Г.О.Василенко, Е. Р. Милютин Е.Р//—2007.— СПб.: Изд-во "Линк". — 192 с.
89. Аверина Л.И.Цифровая коррекция усилителей мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов, и др.// 9-й Международный симпозиум по

электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: тр. симп., 13-16 сентября 2011 г. – СПб., 2011. – С.215-219.

90. Аверина Л.И. Эффективность поведенческих динамических моделей усилителя мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // Физика и технические приложения волновых процессов: Тр. XI Междунар. науч.-техн. конф., 26-28 сент. 2012 г. – Екатеринбург, 2012. – С.171-172.

91. Аверина Л.И. Сравнительный анализ бесструктурных инерционных моделей усилителей мощности / Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, Бугров О.В. // Радиолокация, навигация, связь: XIX Междунар. науч. – техн. конф., г. Воронеж, 16-18 апр. 2013 г. – Воронеж, 2013.- Т.2.-С.1232-1238.

92. Аверина Л. И. Сравнительный анализ цифровых корректоров для линеаризации усилителей мощности в / Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, О.В. Бугров // Кибернетика и высокие технологии XXI века: XVI Международная научно-техническая конференция, 13-14 мая 2015 г., Воронеж .— Воронеж, 2015 .— С. 170-177 .

93. Аверина Л.И. Компенсация квадратурного дисбаланса в аналоговых модуляторах систем связи / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский, В.Д. Шутов, Е.В. Аверина // Кибернетика и высокие технологии XXI века: XVI Международная научно-техническая конференция, 13-14 мая 2015 г., Воронеж.— Воронеж, 2015 .— С. 160-169 .

94. Signal and spectrum analyzer. Rohde & Schwarz, 10/2014. Operating manual.: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuels/gb_1/f/fsv_1/FSV_OperatingManual_en_05.pdf.

95. Vector signal generator SMJ100A. Rohde & Schwarz, 02/2012. Operating manual.: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuels/gb_1/s/smj100a_1/RS_SMJ100A_Operating.pdf

96. Дьяконов В. П. MATLAB — новые возможности в технологии осциллографии / В.П. Дьяконов // Компоненты и технологии, —2009. – №10. – С.133-144.

97. Дьяконов В. П. Современная лаборатория разработчика электронных схем./В.П. Дьяконов// Схемотехника.– 2007. –№7. –С.138-143.
98. 2008. № 8. User's Guide Agilent Technologies 1670G Series Logic Analyzers, 2001 (www.agilent.com)
99. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами/ Л. Е. Варакин// —1985. — М.: Радио и связь. — 384 с.
100. Сухман С. М. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений/ С. М. Сухман, А.В.Бернов, Б. В. Шевкопляс// —2003. — М.: Эко-Трендз. — 272 с.
101. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника/ В. И. Тихонов// —1966. — М.: Советское радио. — 680 с.
102. Айфичер Э.С. Цифровая обработка сигналов : практический подход.2-е издание/ Э.С. Айфичер ,У.Д. Барри//— 2004 — М.:Вильямс. — 990с.
103. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов/ И. С. Гоноровский. —1986. — М.: Радио и связь. — 512 с.
104. Парамонов, А. Цифровая обработка при когерентной демодуляции сигналов / А. Парамонов, О. Куропаткин // ChipNews. № 8.- 2000 - С.2.
105. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов/ Е. А. Колосовский// —2012. — М.: Горячая линия-Телеком. — 456 с.
106. Hammi O. Power alignment of digital predistorters for power amplifiers linearity optimization/ O. Hammi, F.M. Ghannouchi// IEEE Transactions on Broadcasting, — 2009. – Vol.55. – P.109–114.
107. Hammi O. On the robustness of digital predistortion function synthesis and average power tracking for highly nonlinear power amplifiers./ O. Hammi , F.M. Ghannouchi , S. Boumaiza // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, — 2007. – Vol.55. – P.1382–1389.
108. Малев А.С. Повышение линейности передающего тракта современных систем связи методами цифровых предискажений / А.С. Малев, Ж.В. Шапошникова, В.Д. Шутов // VII Всероссийская научно-техническая

конференция «Радиолокация и радиосвязь» 25-27 ноября 2013г., Москва. Труды конф. – с.189-193.

109. Малев А.С. Цифровой корректор для систем связи с псевдослучайной перестройкой частоты / А.С. Малев, Ж.В. Шапошникова, В.Д. Шутов // I Всероссийская научно-техническая конференция «Расплетинские чтения» 29-31 января 2014г., Москва. Труды конф. – с.156-162.

110. Hussein M. A. Multi-stage digital predistortion based on indirect learning architecture / M. A. Hussein, V.A. Bohara, O. Venard // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.– 2013. – Vol.57. – P.6093–6097.

111. Sreenath S Power amplifier linearization using multistage digital predistortion based on indirect learning architecture / S. Sreenath, J. Bibin, Dr. G. Reddy // International conference on innovations & advances in science, engineering and technology – 2014. –June. – P.216–223.