

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(ФГБОУ ВО «ВГУ»)

На правах рукописи

Лавлинский Сергей Сергеевич

**Компенсация нелинейно-инерционных искажений сигнала в передающем
СВЧ радиотракте**

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата
физико-математических наук

Научный руководитель
доктор физико-математических наук,
доцент Аверина Л.И.

Воронеж – 2020

Оглавление

Оглавление	2
ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. НЕЛИНЕЙНО-ДИНАМИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА В АНАЛОГОВОМ ТРАКТЕ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	11
1.1 Искажения сигналов в аналоговом радиотракте	13
1.1.1 Нелинейные искажения сигнала в аналоговом радиотракте	13
1.1.2 Линейные искажения сигнала в аналоговом радиотракте	14
1.1.3 Методы линеаризации аналогового радиотракта	18
1.2 Моделирование работы аналогового тракта	22
1.2.1 Поведенческие модели аналоговых устройств	22
1.2.2 Общие нелинейно-динамические модели	26
1.3 Блочно-ориентированные модели нелинейно-динамической системы	31
1.3.1 Частные блочно-ориентированные модели	31
1.3.2 Двухблочная модель	36
Выводы к главе 1	40
ГЛАВА 2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ	42
2.1 Адаптивные способы идентификации двухблочной модели	44
2.1.1 Идентификация параметров двухблочной модели с помощью метода стохастического градиента	44
2.1.2 Идентификация параметров двухблочной модели по критерию наименьших квадратов	50
2.2 Критерии оценки моделирования	58
2.3 Экспериментальное построение двухблочной модели радиотракта с композитной структурой	59
2.4 Экспериментальное построение двухблочной модели радиотракта с выраженным квадратурным дисбалансом	61
Выводы к главе 2	72
ГЛАВА 3. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА	73
3.1 Схема включения цифрового корректора адаптивной системы линеаризации аналогового радиотракта	73
3.2 Компенсация нелинейно-динамических искажений радиотракта с помощью двухблочной структуры цифрового корректора	78
3.2.1 Двухблочная структура цифрового корректора	80
3.2.2 Идентификация параметров предискажений двухблочного цифрового корректора	82
3.3 Компьютерное моделирование работы двухблочного цифрового корректора	84

3.4 Практическая линейаризация аналогового тракта с помощью двухблочного цифрового корректора.....	91
Выводы к главе 3	103
ГЛАВА 4. СОВМЕСТНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА И УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОГО ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА	105
4.1 Цифровая компенсация квадратурного дисбаланса	106
4.1.1 Построение модели цифрового корректора квадратурного дисбаланса	106
4.1.2 Моделирование системы цифровой коррекции квадратурного дисбаланса	110
4.2 Совместная линейаризация квадратурного дисбаланса и усилителя мощности	112
4.2.1 Применение одноблочного корректора для линейаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности	115
4.2.2 Двухблочная структура цифрового корректора для линейаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности.....	117
4.3 Построение двухблочной модели цифрового корректора для линейаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности.....	119
4.3.1 Способы идентификации параметров двухблочной модели совместного корректора усилителя и квадратурного модулятора	119
4.3.2 Компьютерное моделирование работы двухблочного корректора аналогового радиотракта с учетом дисбаланса квадратур.....	122
4.4 Практическая линейаризация аналогового тракта с выраженным дисбалансом квадратур с помощью двухблочного цифрового корректора	124
Выводы к главе 4	130
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	136
Список сокращений и условных обозначений	138
Список литературы	139

ВВЕДЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена развитию методов повышения спектральной и энергетической эффективности систем беспроводной связи СВЧ диапазона за счёт синтеза поведенческих двухблочных моделей и построения систем компенсации нелинейно-динамических сигнальных искажений, возникающих внутри передающего радиотракта с дифференцированной многоблочной структурой.

Актуальность темы исследования. Наблюдаемый в настоящее время бурный рост числа мобильных устройств беспроводной передачи данных актуализирует запрос потребителей на энергетическую эффективность и высокое качество связи телекоммуникационной продукции. С точки зрения энергетических затрат одним из наиболее дорогих элементов передающего устройства является усилитель мощности, который достигает максимальной эффективности при выборе рабочей точки его передаточной характеристики в области, близкой к насыщению. Однако нелинейное искажение передаваемого сигнала, вызванное работой усилителя мощности в подобных граничных условиях, приводит к появлению в его спектре внеполосного излучения. Таким образом, нелинейный вид передаточной характеристики усилителя мощности определяет обратную зависимость между энергетической эффективностью передатчика и его электромагнитной совместимостью с другими устройствами.

На сегодняшний день из множества аналоговых и цифровых способов борьбы с внеполосным излучением усилителя мощности выделяют метод линеаризации передаточной характеристики, основанный на вводе в сигнал цифровых предискажений, способных компенсировать последующие нелинейные аналоговые искажения устройства [1, 2, 3]. Отличительным преимуществом цифрового метода ввода предискажений становится удобство построения на его основе адаптивной системы линеаризации [4, 5], которая способна регулировать

параметры предсказаний в зависимости от постоянно меняющихся внешних и внутренних свойств системы связи.

Усиливающаяся тенденция к увеличению скорости передачи данных обуславливает выбор разработчиков в пользу использования сигналов с более сложными типами модуляции и более широкой полосой. Такие сигналы, проходя различные стадии аналоговых преобразований внутри радиотракта, помимо нелинейных искажений, вводимых усилителем мощности, подвержены ряду инерционных искажений, источниками которых выступают фильтрующие цепи, квадратурный модулятор, преобразователи частоты и т.д. Иными словами, совершенствование способов цифровой обработки сигнала актуализирует вопрос детального учета влияния составных частей передающего аналогового тракта на его совокупную переходную характеристику. Поэтому для современных высокоскоростных систем беспроводной связи задача повышения линейности передаточной характеристики усилителя мощности становится лишь частным вопросом в общей задаче линеаризации радиотракта в целом [6, 7].

Традиционно, задачи моделирования и компенсации нелинейно-динамических искажений передающего тракта решаются с помощью различных полиномиальных моделей [8, 9], которые обобщают частные свойства его аналоговых составляющих. С точки зрения построения поведенческой модели аналогового радиотракта, такое обобщение не дает возможности дифференцировать его внутреннюю структуру, снижая тем самым общую информативность полученных результатов моделирования. Таким образом, актуализируется задача поиска способов построения и параметрической идентификации двухблочной нелинейно-динамической поведенческой модели закрытого аналогового тракта, способной выделить характеристики его составных частей.

С точки зрения адаптивной компенсации нелинейно-динамических искажений, обобщенные модели, используемые для синтеза цифровых корректоров, становятся причиной избыточных вычислительных действий, так как изменение состояния одной из составных аналоговых частей радиотракта

ведет к адаптивному перерасчету всех параметров цифровых предсказаний. Этой проблемы лишены корректоры, использующие двухэтапный ввод предсказаний [10], основанный на идее условного разделения обобщенных физических свойств радиотракта на постоянную и изменчивую части. Для первого случая часть компенсационных коэффициентов двухблочного корректора определяется на этапе калибровки устройства, фиксируется и в дальнейшем не изменяется. Для второго случая оставшаяся часть предсказаний непрерывно обновляется, реализуя тем самым адаптивный контроль над изменением внутреннего состояния системы. Такое решение снижает количество коэффициентов, требующих адаптивного обновления, однако, в то же время, не имея механизма параллельной подстройки параметров первого и второго блоков, сужает область применения подобных полу-адаптивных систем линеаризации и делает их крайне чувствительными к этапу калибровки. Наличие указанных недостатков актуализирует исследовательский интерес к поиску алгоритмов построения полноценной адаптивной двухблочной системы цифровой линеаризации аналогового радиотракта, независимой от калибровки в силу осуществления одновременной подстройки всех параметров предсказаний корректора, а не только их части.

Таким образом, внедрение методов параметрической идентификации двухблочных структур в процедуры поведенческого моделирования передающего тракта и построения сопутствующих двухблочных адаптивных систем линеаризации становится логичным шагом на пути к повышению качества и эффективности современных систем беспроводной связи СВЧ диапазона.

Целью диссертации является повышение спектральной и энергетической эффективности систем радиосвязи СВЧ диапазона на фоне нелинейно-динамических искажений передаваемого сигнала внутри аналогового радиотракта с дифференцированной многоблочной структурой.

Научная задача заключается в разработке эффективных методов компенсации нелинейно-динамических искажений в передающем аналоговом

тракте для повышения спектральной эффективности систем радиосвязи СВЧ диапазона.

Объектом исследования является передающий аналоговый тракт систем беспроводной связи, а **предметом исследования** – моделирование и компенсация нелинейно-динамических искажений в передающем СВЧ радиотракте.

Для достижения поставленной цели в диссертации были сформулированы и решены следующие частные задачи:

- построение двухблочной нелинейно-динамической модели аналогового передающего тракта;
- построение двухблочной нелинейно-динамической модели аналогового передающего тракта, проявляющего квадратурный дисбаланс;
- синтез двухблочного цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических искажений аналогового радиотракта;
- разработка алгоритмов адаптивного обновления параметров двухблочного цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических искажений аналогового радиотракта;
- синтез двухблочной модели цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических искажений аналогового радиотракта, проявляющего квадратурный дисбаланс;
- разработка алгоритмов адаптивного обновления параметров двухблочного цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических искажений аналогового радиотракта, проявляющего квадратурный дисбаланс.

Методы исследования. При решении задач, поставленных в диссертации, использовались: методы компьютерного моделирования нелинейно-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:

- предложены способы построения и алгоритмы параметрической идентификации двухблочной нелинейно-динамической модели закрытого

аналогового передающего тракта, позволяющие, в сравнении с известными аналогами, детализировать внутреннюю структуру и повысить качество поведенческого описания исследуемого устройства;

- предложены способы построения и алгоритмы параметрической идентификации двухблочной нелинейно-динамической модели закрытого аналогового передающего тракта с эффектом квадратурного дисбаланса, позволяющие, в сравнении с известными аналогами, детализировать внутреннюю структуру и повысить качество поведенческого описания исследуемого устройства;

- предложена система двухблочной цифровой линейризации аналогового тракта, отличная от известных аналогов способностью производить независимую адаптивную подстройку параметров предсказаний для каждого из блоков корректора;

- предложена система двухблочной цифровой линейризации аналогового тракта с эффектом квадратурного дисбаланса, отличная от известных аналогов возможностью достижения сопоставимых результатов коррекции за счет меньшего количества параметров предсказаний.

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:

- разработанные алгоритмы построения и параметрической идентификации двухблочных нелинейно-динамических моделей позволяют на основе экспериментально полученных сигналов на входе и выходе аналогового передающего тракта получить не только совокупную поведенческую модель исследуемого устройства, но также и поведенческие модели его составных аналоговых частей;

- синтезированный двухблочный цифровой корректор аналогового тракта позволяет снизить уровень внеполосного излучения передаваемого полосового сигнала на 20дБ, оперируя при этом меньшим в сравнении с одноблочным аналогом количеством параметров предскажений;

- предлагаемый двухблочный цифровой корректор аналогового тракта с эффектом квадратурного дисбаланса позволяет снизить уровень внеполосного излучения передаваемого полосового сигнала на 20дБ и обеспечить степень деформации сигнального созвездия на уровне 0.8%, оперируя при этом меньшим в сравнении с одноблочным аналогом количеством параметров предскажений.

Основные результаты и положения, представляемые на защиту:

- аналитические модели различных структур передающего СВЧ тракта, позволяющие одновременно описать линейно-инерционные свойства избирательных и преобразовательных цепей, нелинейно-инерционные свойства усилителя мощности и квадратурный дисбаланс аналогового модулятора;

- в сравнении с одноблочными аналогами разработанные двухблочные модели передающего СВЧ тракта за счет дифференциации процессов линейно-инерционных и нелинейно-инерционных искажений сигнала позволяют более точно предсказать отклик системы на заданный сигнал;

- аналитические модели цифровых корректоров, позволяющие одновременно компенсировать различные линейно-инерционные и нелинейно-инерционные искажения сигнала, возникающие в передающем СВЧ тракте;

- в сравнении с одноблочными аналогами разработанная двухблочная структура цифрового корректора в силу более чем двукратного уменьшения количества используемых весовых коэффициентов позволяет снизить вычислительную сложность адаптивного алгоритма системы линеаризации без снижения эффективности ее функционирования;

- аналитические соотношения для определения параметров двухблочных моделей цифровых корректоров, позволяющие адаптировать процесс ввода предскажений в излучаемый сигнал в зависимости от изменяющихся свойств передающего СВЧ тракта.

Личный вклад автора. Представленные в диссертации результаты были получены при непосредственном участии автора в процессах постановки задач и разработки теоретических и экспериментальных методов их выполнения.

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, 2016, 2017); международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» (г. Воронеж, 2015); международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (г. Севастополь, 2016).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 17 работ, в том числе 3 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 2 – патенты РФ на изобретение, 8 – свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы из 89 наименований. Общий объем диссертации составляет 147 страниц, включая 70 рисунков и 8 таблиц.

ГЛАВА 1. НЕЛИНЕЙНО-ДИНАМИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА В АНАЛОГОВОМ ТРАКТЕ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Задача повышения энергетической эффективности системы связи может быть решена как экстенсивными, так и интенсивными методами. В первом случае речь может идти о модернизации устройства без внесения глобальных системных изменений (замена источника питания); или о снижении функциональных возможностей устройства (за счет ограничения ряда внутренних ресурсов); или о кардинальной системной модернизации устройства (замена элементной базы). Во втором случае, речь идет о внесении незначительных технологических или программных изменений, позволяющих существенно повысить энергетическую эффективность системы.

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 характеристик передающего тракта возникают различные внеполосные излучения [11, 12]. 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 [13].

В качестве источников внеполосного радиоизлучения могут выступать различные устройства, входящие в состав передающего тракта: модулятор, синтезатор частот, смеситель, но основным устройством, деформирующим полезный сигнал, является усилитель мощности. Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к усилителям, 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. Однако при этом передаточная характеристика усилителя перестает быть линейной, что становится причиной увеличения уровня нелинейных искажений полезного сигнала [13, 1]. Таким образом, при разработке передающего тракта возникает вопрос поиска компромисса между линейностью системы и ее энергетической эффективностью.

Менее заметной, но не менее важной, становится также проблема компенсации дисбаланса квадратур аналогового квадратурного модулятора [14, 15]. Квадратурный дисбаланс проявляется в виде расщепления передаточной характеристики радиотракта на разнесенные составляющие, что приводит к смещению сигнального созвездия и снижению достоверности передачи данных системы связи.

На сегодняшний день, для обеспечения линейности совокупной передаточной характеристики радиотракта активно применяются цифровые алгоритмы компенсации нелинейно-динамических искажений [2, 16, 17]. При этом для корректной оценки характеристик сигнала на выходе радиотракта и определения необходимых и достаточных методов его линеаризации требуется иметь полное представление о физике происхождения побочных нелинейно-динамических эффектов его аналоговых составляющих.

В данной главе рассматриваются механизмы возникновения и компенсации внутриканальных искажений радиотракта. Рассматривается метод ввода цифровых предискажений как наиболее продуктивный из существующих методов линеаризации. Для синтеза цифрового корректора аналогового радиотракта с помощью метода ввода цифровых предискажений рассматриваются различные способы построения простых и композитных моделей нелинейно-динамических систем. Наконец, для оптимизации вычислительной нагрузки и увеличения качества последующей цифровой линеаризации предлагается частная двухблочная модель нелинейно-динамической системы, оперирующая меньшим в сравнении с классическими блочно-ориентированными моделями числом искомым параметров.

1.1 Искажения сигналов в аналоговом радиотракте

Начнем главу с рассмотрения источников и причин возникновения различных видов сигнальных искажений, возникающих в аналоговом радиотракте.

1.1.1 Нелинейные искажения сигнала в аналоговом радиотракте

Источником нелинейных искажений в передающем тракте выступает усилитель мощности. Теоретически переходная характеристика усилителя является линейной и определяется линейным коэффициентом усиления G :

$$y = Gx, \quad (1.1)$$

где y и x – выходной и входной сигналы усилителя [18, 19].

На практике усилитель мощности имеет пороговый предел усиления, который зависит от напряжения питания, способа включения или вида элемента усиления. Таким образом, для любого усилителя мощности существует предельный уровень входного воздействия x , при котором значение коэффициента усиления начинает падать. Это приводит к тому, что передаточная характеристика усилителя мощности приобретает нелинейную форму [11]. На рис. 1.1 показаны амплитудные и амплитудно-фазовые передаточные характеристики реального усилителя мощности.

Выходной сигнал усилителя мощности, работающего в нелинейной зоне передаточной характеристики кроме сигнала на рабочей частоте содержит множество побочных интермодуляционных составляющих в непосредственной близости от основной полосы сигнала. При этом, если большую часть нежелательных интермодуляционных составляющих можно убрать последующей фильтрацией сигнала, то внеполосное излучение вблизи основной полосы сигнала – уже нет. Таким образом, результатом воздействия нелинейных искажений

усилителя мощности становится рост уровня внеполосного излучения выходного сигнала (рис. 1.2). Это снижает помехоустойчивость связи и, в целом, приводит к ухудшению спектральной эффективности беспроводного устройства [1, 20].

Нередко, для снижения уровня внеполосного излучения системы связи настраивают на работу только в линейном диапазоне передаточной характеристики усилителя мощности, уменьшая тем самым коэффициент усиления. Такой подход естественным образом сказывается на энергетической эффективности устройства, снижая его КПД.

1.1.2 Линейные искажения сигнала в аналоговом радиотракте

Описанный выше способ анализа нелинейных свойств усилителя мощности является актуальным при выполнении условия стационарности его передаточной характеристики. Иными словами, должна наблюдаться однозначная зависимость между входным и выходным сигналами усилителя мощности. Рассмотрим теперь динамическую составляющую сигнальных искажений, которые проявляет усилитель мощности [21].

Эффект памяти аналогового устройства связан с тем, что в его составе имеются различные инерционные элементы – индуктивности, емкости или другие частотно-зависимые импедансы. В составе усилителя мощности такие элементы содержатся в цепях согласования на его входе и выходе [22]. Таким образом переходные характеристики усилителя становятся инерционными, что выражается в отсутствии однозначности между входным и выходным воздействиями. На рис. 1.3 представлены переходные характеристики инерционного усилителя мощности.

Помимо эффекта памяти усилителя мощности еще одним источником линейных динамических искажений сигнала внутри радиотракта является аналоговый квадратурный модулятор. Процедура аналоговой модуляции передаваемого сигнала сопряжена с эффектом рассогласования фазы и

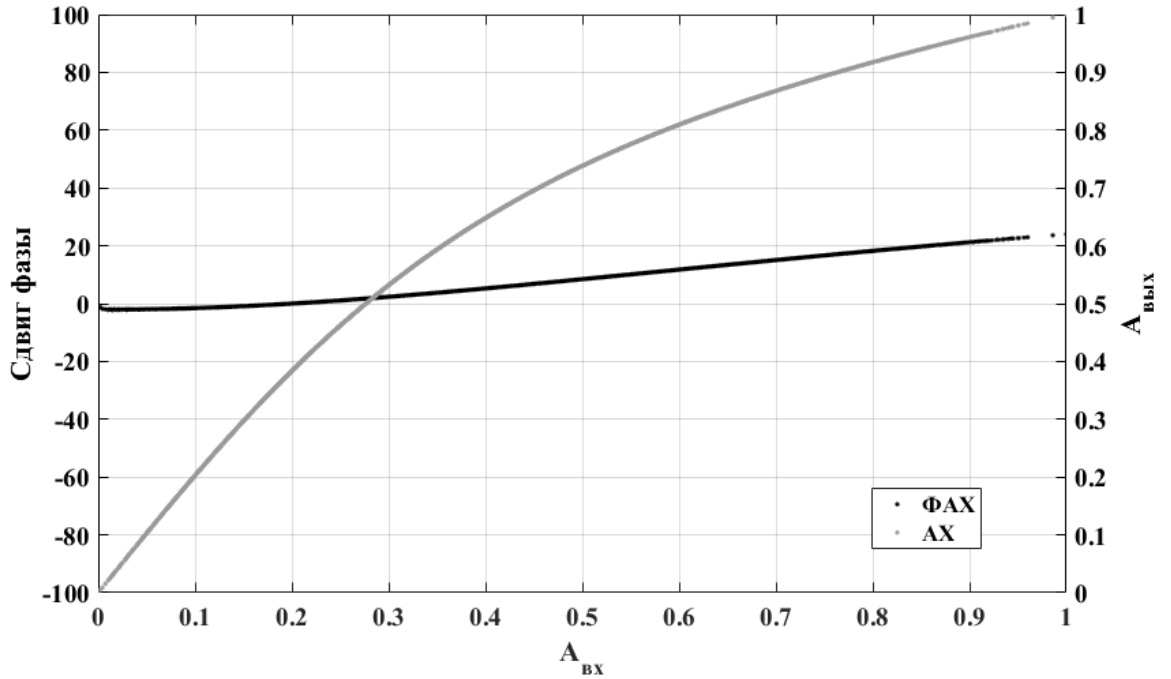


Рис.1.1 Амплитудная характеристика (АХ) и фазоамплитудная (ФАХ) переходные характеристики безынерционного усилителя мощности

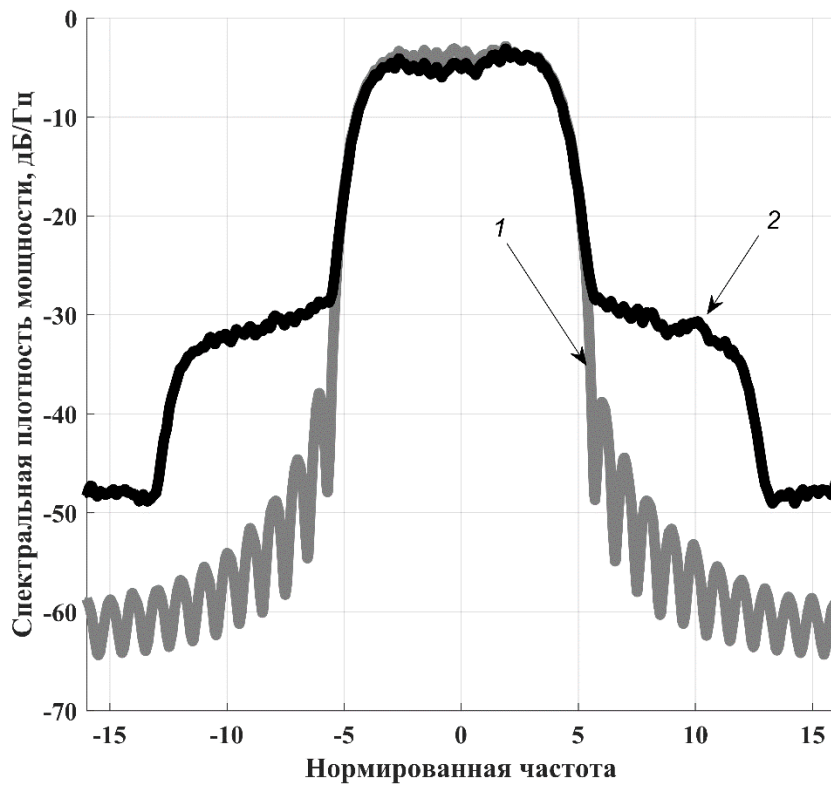


Рис.1.2 Спектр сигнала на входе (1) и выходе (2) усилителя мощности

коэффициента усиления его квадратурных составляющих – квадратурным дисбалансом [23, 24].

Дисбаланс квадратур естественным образом влияет на степень подавления зеркального канала, что объясняется, во-первых, смещением фазы и коэффициента усиления передаваемого сигнала, а во-вторых, смещением фазы и коэффициента усиления выходного сигнала опорного генератора [15, 25].

В первом случае причиной служит то, что проводники сигнального тракта от выхода ЦАП до входа модулятора в каналах I и Q не являются симметричными, то есть длины проводников I и Q каналов не согласованы. Рассогласование в длине линии вызывает временную задержку сигнала в одном канале относительно другого, что, в свою очередь, приводит к погрешностям фазы квадратурных сигналов в I и Q каналах [14]. Однако стоит заметить, что влияние рассогласования дифференциальной пары проводников зависит от топологии конкретной печатной платы (наличие поворотов) и становится существенным только при их большой длине.

Во втором случае, дисбаланс квадратур объясняется наличием рассогласования между квадратурами выходного сигнала опорного генератора, поступающего на вход модулятора. Качество выходного сигнала опорного генератора, поступающего на смеситель, определяется топологией, входящего в его состав, квадратурного расщепителя фазы [14]. На практике квадратурный дисбаланс выражается в расщеплении амплитудной передаточной характеристики на две ярко выраженные составные части (рис. 1.4), что приводит к угловому смещению сигнального созвездия (рис. 1.5) и, следовательно, росту вероятности принятия неправильного решения при последующем декодировании на приемной стороне. Это ставит вопрос о компенсации квадратурного дисбаланса в ряд актуальных задач при построении передающих систем [26, 27].

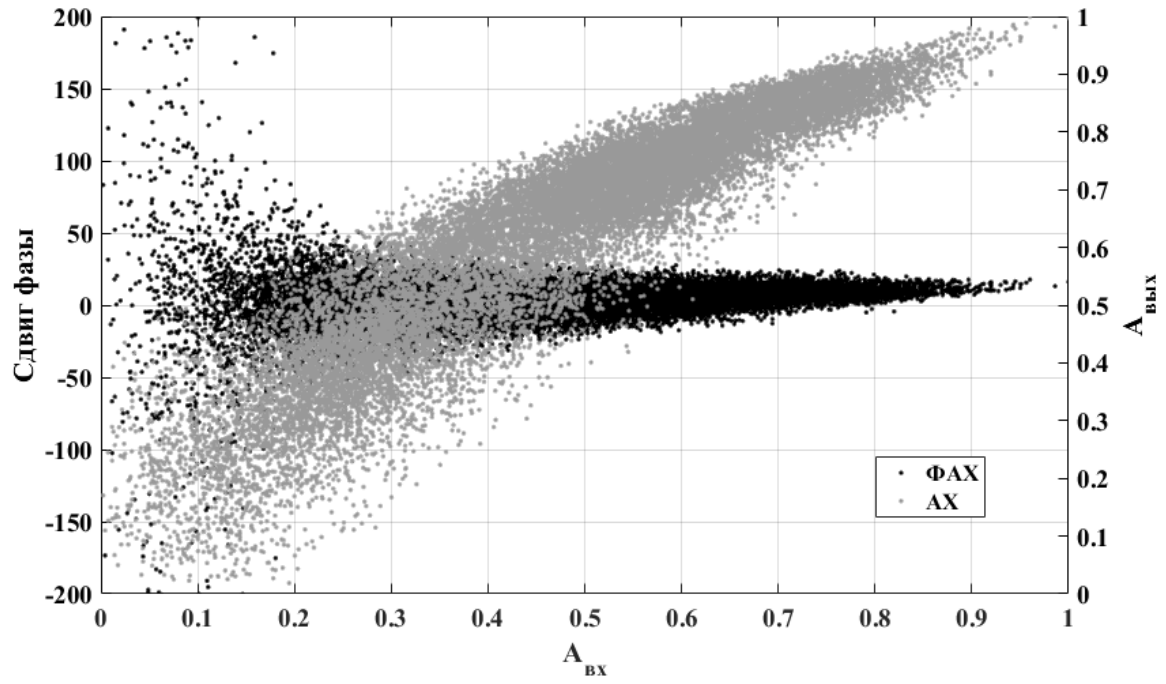


Рис.1.3 Переходные характеристики усилителя мощности с выраженными инерционными свойствами

1.1.3 Методы линеаризации аналогового радиотракта

Рассматривая тракт передачи в целом, стоит заметить, что ключевым источником искажений сигнала в нем выступает именно усилитель мощности. Режим работы усилителя во многом определяет итоговое значение КПД устройства беспроводной связи. Показано [11], что добиться высокого значения КПД системы связи можно лишь при работе усилителя мощности в режиме, близком к насыщению, который характеризуется высоким уровнем нелинейных искажений. Таким образом, встает вопрос нахождения баланса между линейностью передаточной характеристики радиотракта и энергетической эффективностью устройства.

В рамках борьбы с нелинейными искажениями усилителя мощности используют различные методы коррекции – линеаризации – характеристик передающего радиотракта. Выделяют аналоговые и цифровые способы линеаризации.

К аналоговым способам линеаризации относят системы коррекции, которые используют следующие схемотехнические решения: полярная петля обратной связи [28], синфазно-квадратурная петля обратной связи [29], система с прямой связью [30]. Кроме того, выделяют системы с аналоговым предискажением сигнала, которые применяют схему включения дополнительного устройства – корректора, – которое вносит искусственные искажения в сигнал до того, как он поступит на вход усилителя [31]. Корректор при этом должен иметь характеристики обратные амплитудной и амплитудно-фазовой характеристикам усилителя мощности. Базовый принцип метода ввода предискажений показан на рис. 1.6, где функция $G()$ описывает нелинейную передаточную характеристику усилителя, а функция $F()$ – передаточную характеристику корректора. При этом функция $F()$ обратна функции $G()$. В итоге, передаваемый сигнал дважды искажается корректором и аналоговым трактом таким образом, что на выходе получается усиленный, но не искаженный сигнал.

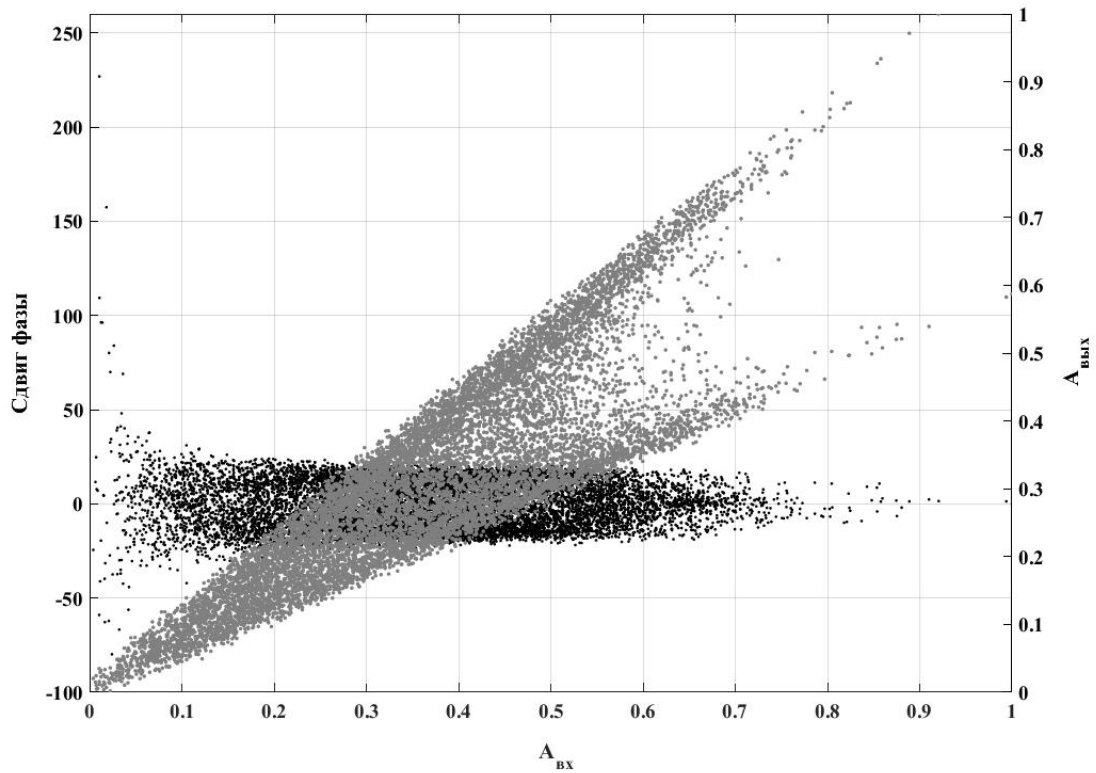


Рис.1.4 Переходные характеристики квадратурного модулятора с ярко выраженным дисбалансом квадратур

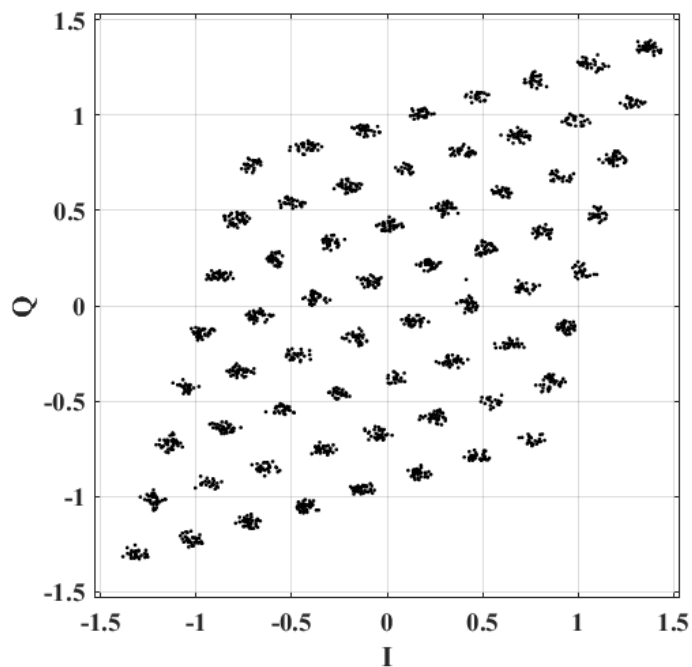


Рис.1.5 Смещение сигнального созвездия в результате квадратурного дисбаланса

Аналогичную схему ввода предсказаний можно реализовать с помощью численных методов на этапе цифрового формирования сигнала [32, 16]. Такой способ линеаризации позволяет значительно улучшить линейность передающего тракта без потери КПД усилителя мощности. При этом синтез параметров предсказаний цифрового корректора осуществляется на основе различных поведенческих моделей нелинейно-динамической системы. Выбор данного метода может быть обусловлен рядом причин. Во-первых, СВЧ-передатчик крайне чувствителен к любым вмешательствам во внутреннюю структуру аналогового тракта, а метод ввода цифровых предсказаний не подразумевает внесения изменений в аналоговую часть устройства. Во-вторых, характеристики аналоговых компонент радиотракта, как известно, зависят от температуры и рабочей частоты устройства, что поднимает вопрос об оперативном управлении параметрами используемой системы линеаризации. В цифровой схеме линеаризации сделать это проще и эффективнее. В-третьих, применение поведенческих моделей [33] для синтеза параметров предсказаний цифрового корректора подразумевает более гибкую систему линеаризации. Например, при модернизации устройства возможны смена типа модуляции сигнала или замена аналоговых частей радиотракта, которые в равной степени способны влиять на его передаточную характеристику. В такой ситуации аналоговый корректор также потребует переработки, однако для цифрового корректора это означает лишь замену используемой поведенческой модели.

Принципиальная схема системы с цифровыми предсказаниями приведена на рис.1.7. Основными узлами системы с цифровыми предсказаниями являются блок цифрового корректора и блок расчета параметров предсказаний. Цифровой корректор реализует амплитудную и амплитудно-фазовую характеристики обратные соответствующим характеристикам радиотракта, а блок расчета параметров предсказаний контролирует и по необходимости подстраивает эти характеристики под меняющиеся условия работы радиотракта (температура, перестройка рабочей частоты и т.д.).

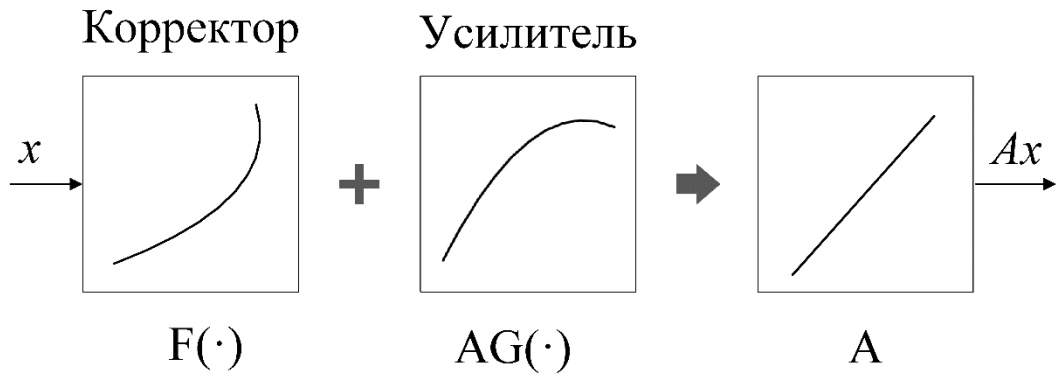


Рис.1.6 Принцип работы системы ввода предсказаний

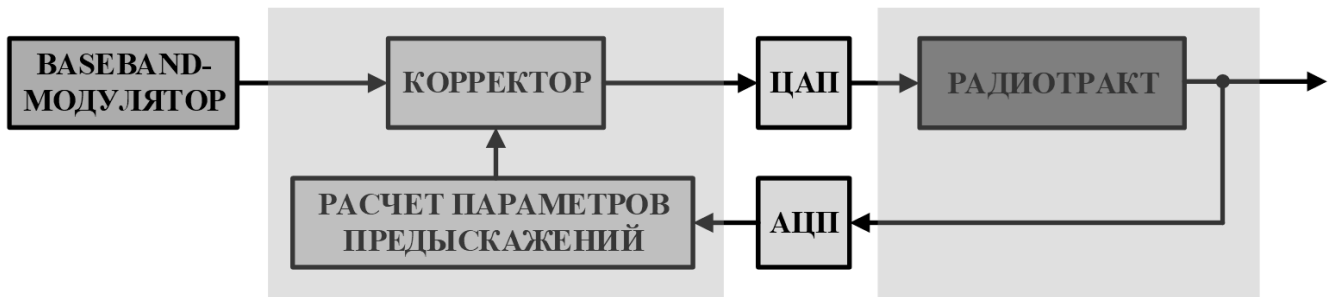


Рис.1.7 Принципиальная схема системы с цифровыми предсказаниями

1.2 Моделирование работы аналогового тракта

Как было показано выше, основная идея метода ввода цифровых предсказаний сводится к зеркальному отображению амплитудных и фазовых характеристик линеаризуемого аналогового устройства. Следовательно, точность расчета параметров предсказаний цифрового корректора – а в конечном итоге, и качество работы системы линеаризации в целом – сводится к построению модели линеаризуемого устройства. Таким образом, эффективность системы цифровой линеаризации напрямую определяется точностью модельного описания поведения исследуемого аналогового устройства, которую способны обеспечить правильно подобранные разработчиком тип модели и способ ее параметрической идентификации.

Построение системы цифровой линеаризации, подразумевает использование в качестве модели аналогового устройства бесструктурной поведенческой модели в виде «черного ящика», входные и выходные данные которого связаны некоторой математической зависимостью. Бесструктурные модели строятся на основе формального сходства между поведением «черного ящика» и объекта исследования под воздействием различных внешних воздействий [33]. Таким образом, вид и параметры математической зависимости, которая связывает вход и выход бесструктурной модели, определяются заданными точностью и быстродействием модели, но не анализом физических процессов, протекающих внутри исследуемого устройства [34].

1.2.1 Поведенческие модели аналоговых устройств

В широкополосных беспроводных системах связи выделяют три базовых эффекта, приводящих к искажениям в аналоговом радиотракте:

- нелинейность характеристик усилителя мощности;

- инерционная память устройств;
- рассогласование квадратурных составляющих передаваемого сигнала.

Безынерционные модели, или модели без учета памяти системы, применяются в тех случаях, когда выходной сигнал исследуемого устройства в конкретный момент времени однозначно определен значением входного сигнала [34]. Другими словами, передаточная характеристика модели такого устройства постоянна и описывается единственным значением на центральной частоте. Такие модели чаще всего применяются для описания амплитудной и амплитудно-фазовой характеристик усилителя мощности, проявляющего нелинейные свойства.

Простейшим методом описания нелинейной безынерционной системы является полиномиальная зависимость:

$$y = \sum_{n=1}^N a_n x |x|^{n-1} \quad (1.2)$$

где y и x выходной и входной сигналы соответственно, а a_n - коэффициенты разложения. Все величины в данном выражении являются комплексными. Коэффициенты разложения идентифицируют с помощью экспериментально полученных характеристик усилителя мощности. Полиномиальная зависимость подходит для описания слабо нелинейных устройств, например, усилителей, работающих в режимах А и АВ.

Для описания усилителя, рабочая точка которого находится близко к области насыщения применяют более сложные функциональные зависимости, определяющиеся комплексной передаточной характеристикой вида:

$$A = G \exp(2\pi i \Phi) \quad (1.3)$$

В таком случае математическое представление сигнала на выходе модели принимает следующую форму:

$$y = A(x) = xG(x)\exp(2\pi i\Phi(x)) \quad (1.4)$$

При этом операторы G и Φ определяются выбранной моделью. К примеру, стандартной моделью для усилителя мощности является модель Saleh [35], которая определяет амплитуду и фазу для выражения (1.4) с помощью следующих зависимостей:

$$G(x) = \frac{a_G |x|}{1 + b_G |x|^2}, \quad (1.5)$$

$$\Phi(x) = \frac{a_\Phi |x|^2}{1 + b_\Phi |x|^2}, \quad (1.6)$$

где коэффициенты a_G, b_G, a_Φ, b_Φ – параметры модели, которые могут быть определены путем аппроксимации экспериментально полученных характеристик усилителя.

В отличие от безынерционных моделей, модели с памятью описывают поведение устройств, выходной сигнал которых определен не текущим состоянием входного сигнала, а линейной суперпозицией некоторого набора его предшествующих состояний. Форма передаточной характеристики в таком случае становится размытой, раскрывая смысл так называемого «эффекта памяти» устройства. В первую очередь, такие модели применяют для описания работы фильтрующих цепей, однако в современных системах связи, использующих высокоскоростные широкополосные сигналы, учета динамики также требует и моделирование усилителей мощности и квадратурных модуляторов [36].

Модель можно считать линейной [37], если выходная последовательность y при нулевых начальных условиях и воздействии вида

$$x(n) = a_1 x_1(n) + a_2 x_2(n) \quad (1.7)$$

описывается как

$$y(n) = a_1 y_1(n) + a_2 y_2(n), \quad (1.8)$$

где y_1 и y_2 являются откликами модели на воздействия x_1 и x_2 , соответственно.

В общем случае выходной сигнал линейной динамической модели фильтрующей цепи представляет собой свертку входного сигнала и импульсной характеристики модели фильтра:

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) = \sum_{m=0}^n h(m)x(n-m) \quad (1.9)$$

где y и x выходной и входной сигналы модели, соответственно; h – импульсная характеристика.

Для учета взаимного влияния I и Q каналов квадратурного модулятора, а также возможного присутствия в каждом из них тока смещения, в [38] была предложена модель, основанная на использовании четырех КИХ-фильтров $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ (рисунок 1.8). Выходной сигнал такой модели может быть записан в виде:

$$\begin{aligned} y(n) = & \sum_{k=0}^{K-1} \left[x_i(n-k)h_{11}(k) + x_q(n-k)h_{12}(k) \right] + \dots \\ & \dots + j \sum_{k=0}^{K-1} \left[x_q(n-k)h_{22}(k) + x_i(n-k)h_{21}(k) \right] + c_q + jc_i, \end{aligned} \quad (1.10)$$

где $x = x_i + jx_q$ – отсчеты сигнала на входе; c_i, c_q – коэффициенты описывающее постоянное смещение в I и Q каналах. В (1.10) предполагается, что фильтры $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ обладают одинаковой глубиной памяти K . Если ввести обозначения:

$$\begin{cases} h_i = h_{11} + jh_{21} \\ h_q = h_{12} + jh_{22} \\ c = c_i + jc_q \end{cases} \quad (1.11)$$

то можно получить более лаконичную форму записи выходного сигнала модели дисбаланса квадратурного модулятора:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{K-1} [x(n-k)a(k) + x^*(n-k)b(k)] + c, \quad (1.12)$$

где параметрами модели являются комплексные коэффициенты вида:

$$\begin{cases} a(k) = \frac{h_i(k) - jh_q(k)}{2}, \\ b(k) = \frac{h_i(k) + jh_q(k)}{2}, \\ c = c_i + jc_q \end{cases} \quad (1.13)$$

1.2.2 Общие нелинейно-динамические модели

Как оговаривалось выше, усилители мощности под воздействием широкополосных сигналов также способны проявлять инерционные свойства. В таком случае, используемая модель усилителя должна учитывать не только нелинейность, но и память устройства. Более того, рассматривая задачу моделирования передающего тракта в целом, появляется необходимость одновременного учета взаимного влияния на совокупную передаточную характеристику всех его значимых составных частей.

Для моделирования нелинейно-динамических процессов, протекающих в таких системах, используют композитные модели, представляющие собой различные комбинации [39, 8] последовательного и параллельного включения линейных инерционных и безынерционных нелинейных моделей, рассмотренных ранее. Наиболее известными являются модели Винера, Гаммерштейна, Винера-Гаммерштейна, Вольтерры.

Так, модель Винера представляет собой последовательное соединение линейно-динамического и нелинейно-статического блоков (рис 1.9). В простейшем случае (при описании нелинейности полиномом степени P), модель

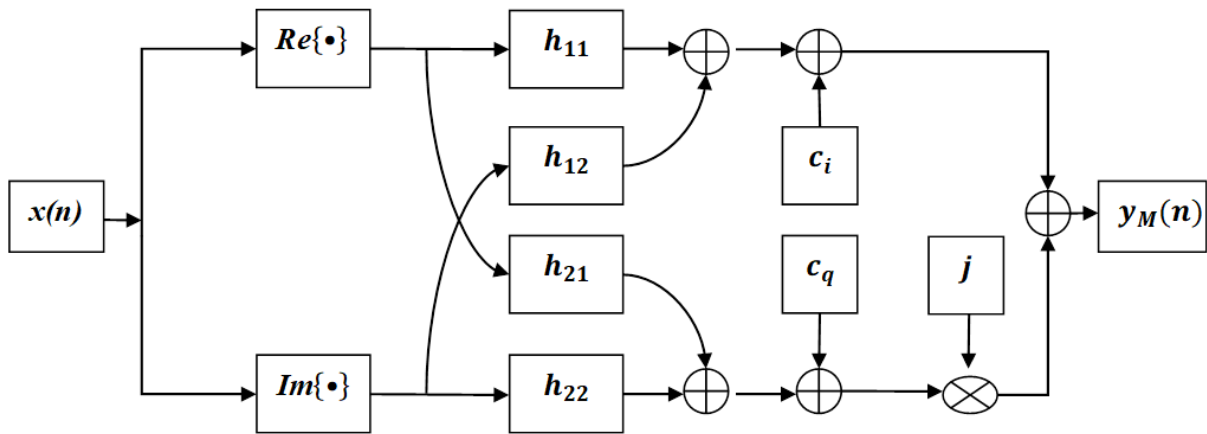


Рис.1.8 Модель квадратурного модулятора

Винера имеет вид:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P a(p) \left[\sum_{m=0}^{M-1} h(m)x(n-m) \right]^p \quad (1.14)$$

где a – коэффициенты полинома, h – импульсная характеристика фильтра, P, M – степень нелинейности и глубина памяти модели, соответственно.

Так как фильтр находится перед нелинейным блоком, то в модели Винера наблюдается частотно-зависимый сдвиг амплитуды огибающей входного сигнала, то есть происходит горизонтальное смещение нелинейных характеристик. Идентификация параметров модели Винера сопряжена с необходимостью решения системы нелинейных уравнений, что обуславливает сложность ее применения [33, 40]. Однако, изменив порядок включения блоков модели Винера, можно получить аналог, линейный относительно своих параметров. Полученная модель носит название модели Гаммерштейна (рис 1.10). Модель Гаммерштейна состоит из статического нелинейного и следующего за ним линейно-динамического блоков. Общий вид такой модели в случае описания нелинейности полиномиальной функцией:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} g(m) \sum_{p=1}^P a(p) [x(n-m)]^p \quad (1.15)$$

где a – коэффициенты полинома, g – импульсная характеристика фильтра.

Возвращаясь к задаче линейризации радиотракта с помощью ввода цифровых предискажений, вспомним, что корректор реализует зеркальную по отношению к тракту характеристику. Это означает, что и структурная модель корректора должна быть обратной для структурной модели радиотракта. Соответственно, описание аналогового тракта моделью Винера обуславливает выбор именно модели Гаммерштейна в качестве структуры цифрового корректора. Верно и обратное утверждение.

Так как фильтр располагается за нелинейным блоком, то в модели Гаммерштейна также наблюдается частотно-зависимый сдвиг амплитуды

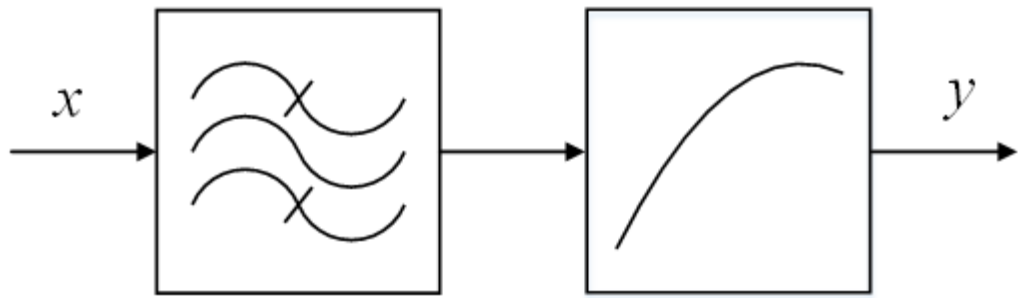


Рис.1.9 Модель Винера

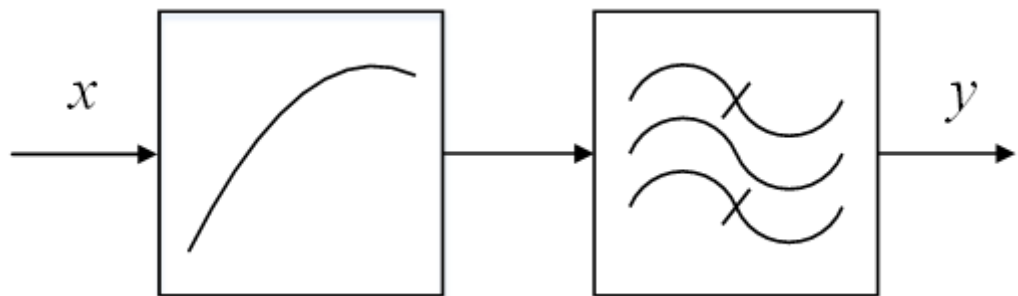


Рис.1.10 Модель Гаммерштейна

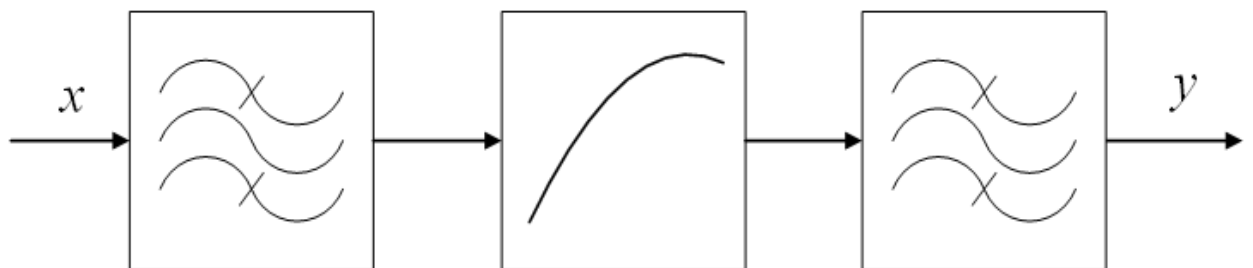


Рис.1.11 Модель Винера-Гаммерштейна

огибающей выходного сигнала, но происходит вертикальное смещение нелинейных характеристик. Для того чтобы смоделировать горизонтальное и вертикальное смещения характеристик одновременно, применяется совместная модель Винера-Гаммерштейна (рис. 1.11), которая состоит из трех последовательно расположенных линейно-динамического, нелинейного без памяти и линейно-динамического блоков. Зависимость выходного сигнала от входного для данной модели можно записать в виде:

$$y(n) = \sum_{m_2=0}^{M_2-1} g(m_2) \sum_{p=1}^P a(p) \left[\sum_{m_1=0}^{M_1-1} h(m_1) x(n - m_1 - m_2) \right]^p \quad (1.16)$$

где a – коэффициенты полинома, h, g – импульсные характеристики входного и выходного фильтров с глубиной памяти M_1, M_2 .

Так как модель Винера (равно как и модель Гаммерштейна) приходится частным случаем модели Винера-Гаммерштейна, то последняя также характеризуется сложностью идентификации параметров.

Наиболее полной и общей поведенческой моделью нелинейно-динамических систем является модель Вольтерры [41], дискретная форма которой описывается выражением:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=m_1}^M \dots \sum_{m_{(p+1)/2}=m_{(p-1)/2}}^M \times \sum_{m_{(p+3)/2}=0}^M \dots \sum_{m_p=m_{p-1}}^M h_p(m_1, m_2, \dots, m_p) \times \prod_{i=1}^{(p+1)/2} [x(n - m_i)] \prod_{(p+3)/2}^p x^*(n - m_i) \quad (1.17)$$

Это выражение представляет собой сумму k -мерных сверток отсчетов аналитического представления сигнала с ядрами Вольтерры $h_p(m_1, m_2, \dots, m_p)$, а P, M – степень нелинейности и глубина памяти, соответственно. Недостатком такой модели становится экспоненциальное увеличение количества искомым параметров сопутствующее росту степени нелинейности и глубины памяти модели. С целью снизить совокупное количество искомым коэффициентов

нелинейно-динамической модели вводят понятие частных блочно-ориентированных моделей [42], являющихся упрощенными репликами общих моделей Винера, Гаммерштейна, Вольтерры.

1.3 Блочно-ориентированные модели нелинейно-динамической системы

При идентификации нелинейных систем нелинейными моделями можно выделить в основном две тенденции [42, 43]. Первая основана на использовании общих моделей – моделей Винера-Гаммерштейна и функциональных рядов Вольтерры [44, 45]; вторая заключается в применении блочно-ориентированных моделей частного вида [46, 47]. Преимуществом подобных модификаций становится относительная легкость их использования в решении задач, отличающихся некоторым набором априорных сведений. В рамках настоящей работы в качестве априорных сведений выступает известная внутренняя структура аналогового тракта. В частности, будут исследованы нелинейно-динамические модели для двух вариантов компоновки двухблочной структуры радиотракта:

- фильтрующая цепь и инерционный усилитель мощности (рис.1.12);
- квадратурный модулятор и безынерционный усилитель мощности (рис. 1.13).

1.3.1 Частные блочно-ориентированные модели

Широкое применение частных моделей [41, 48, 49] обусловлено решением узкоспециализированных прикладных задач моделирования нелинейно-динамических систем. Контекст данной работы подразумевает конечный выбор некоторой модели, которая будет использована для поведенческого

моделирования и дальнейшего синтеза цифрового корректора аналогового радиотракта, имеющего двухблочную структуру. Такая модель, с одной стороны, должна быть достаточно простой, чтобы не отнимать вычислительные ресурсы цифрового решающего устройства. С другой стороны, такая модель должна качественно описывать нелинейные и динамические свойства аналоговых составляющих радиотракта. Выполнения этих условий можно достичь путем внесения ряда допущений и упрощений в рассмотренные ранее классические блочно-ориентированные модели.

Рассмотрим вначале задачу построения модели радиотракта, состоящего из фильтрующей цепи и усилителя мощности (рис. 1.12). Для моделирования такой системы часто применяют одну из наиболее простых модификаций модели Вольтерры – так называемую полиномиальную модель с памятью [34]:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h(p, m) x(n-m) |x(n-m)|^{p-1}. \quad (1.18)$$

Такая модель образуется из модели Вольтера, если не учитывать влияние перекрестных членов с различным временем задержки входных отсчетов:

$$x[n - m_i] x^* [n - m_j], m_i \neq m_j \quad (1.19)$$

Полиномиальную модель с памятью также можно рассматривать в виде параллельного включения моделей Гаммерштейна (рис 1.14). Такое упрощение значительно снижает количество параметров модели и заметно упрощает ее использование. Если же, к примеру, в такой модели учитывать только нечетные члены полинома

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h(p, m) x(n-m) |x(n-m)|^{2(p-1)}. \quad (1.20)$$

то точность моделирования не изменится, но количество параметров будет также снижено.

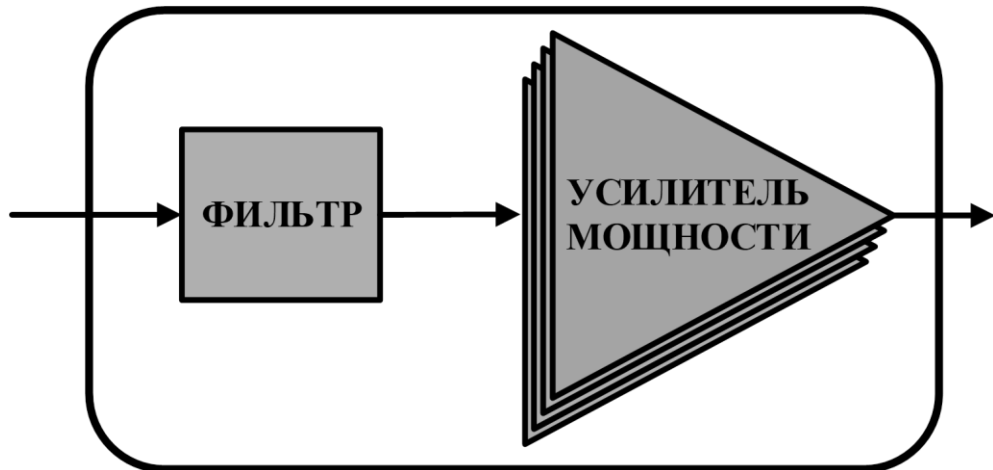


Рис.1.12 Радиотракт в виде последовательного включения фильтра и усилителя

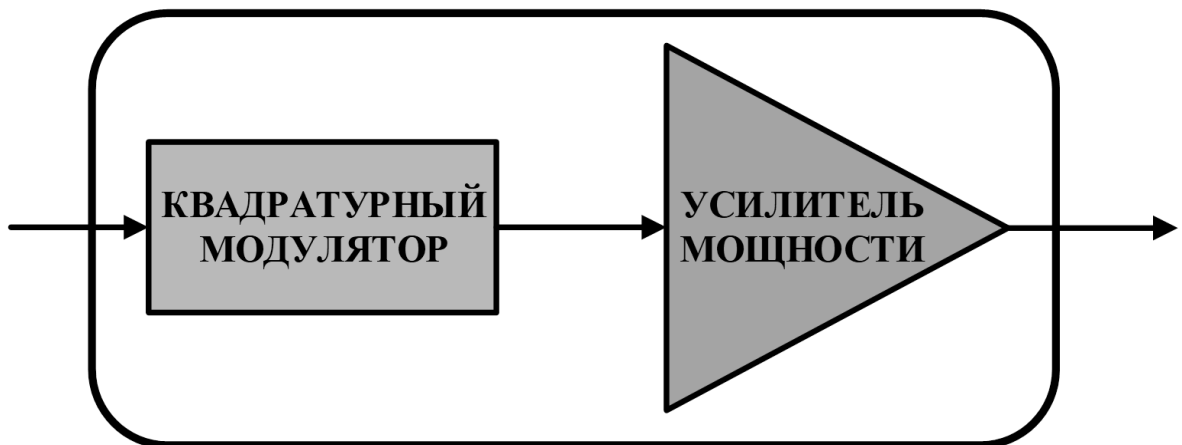


Рис.1.13 Радиотракт в виде последовательного включения модулятора и безынерционного усилителя

Для увеличения точности описания нелинейно-динамических систем используют полиномиальную модель с нелинейной выборкой элементов памяти [49]:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h(p, m) x(n - q_m) |x(n - q_m)|^{2(p-1)}. \quad (1.21)$$

где оптимальная выборка входного сигнала представлена в виде:

$$q_m = \text{floor}(M |\sin \sin m|) \quad (1.22)$$

где функция $\text{floor}()$ выступает в роли оператора округления до целого в сторону меньшего значения. Использование такой модели, в частности, позволяет более точно, в сравнении с оригинальной полиномиальной моделью, описывать ассиметричную форму спектра выходного сигнала.

Рассмотрим другой тип исследуемого аналогового радиотракта, состоящего теперь из квадратурного модулятора и безынерционного усилителя мощности (рис. 1.13). Для описания поведения такой системы используют совместную модель, объединяющую в себе полиномиальное разложение и модель квадратурного дисбаланса (1.12) без учета тока смещения [33]:

$$\begin{aligned} z(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_I(p, m) x(n - m) |x(n - m)|^{p-1} + \\ & + \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_Q(p, m) x^*(n - m) |x(n - m)|^{p-1}. \end{aligned} \quad (1.23)$$

где $h = \{h_I, h_Q\}$ – вектор коэффициентов разложения. Аналогично (1.20) можно уменьшить количество параметров модели (1.23), учитывая только нечетные члены разложения:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M (h_I(p, m) x(n - m) + h_Q(p, m) x^*(n - m)) |x(n - m)|^{2p-1}. \quad (1.24)$$

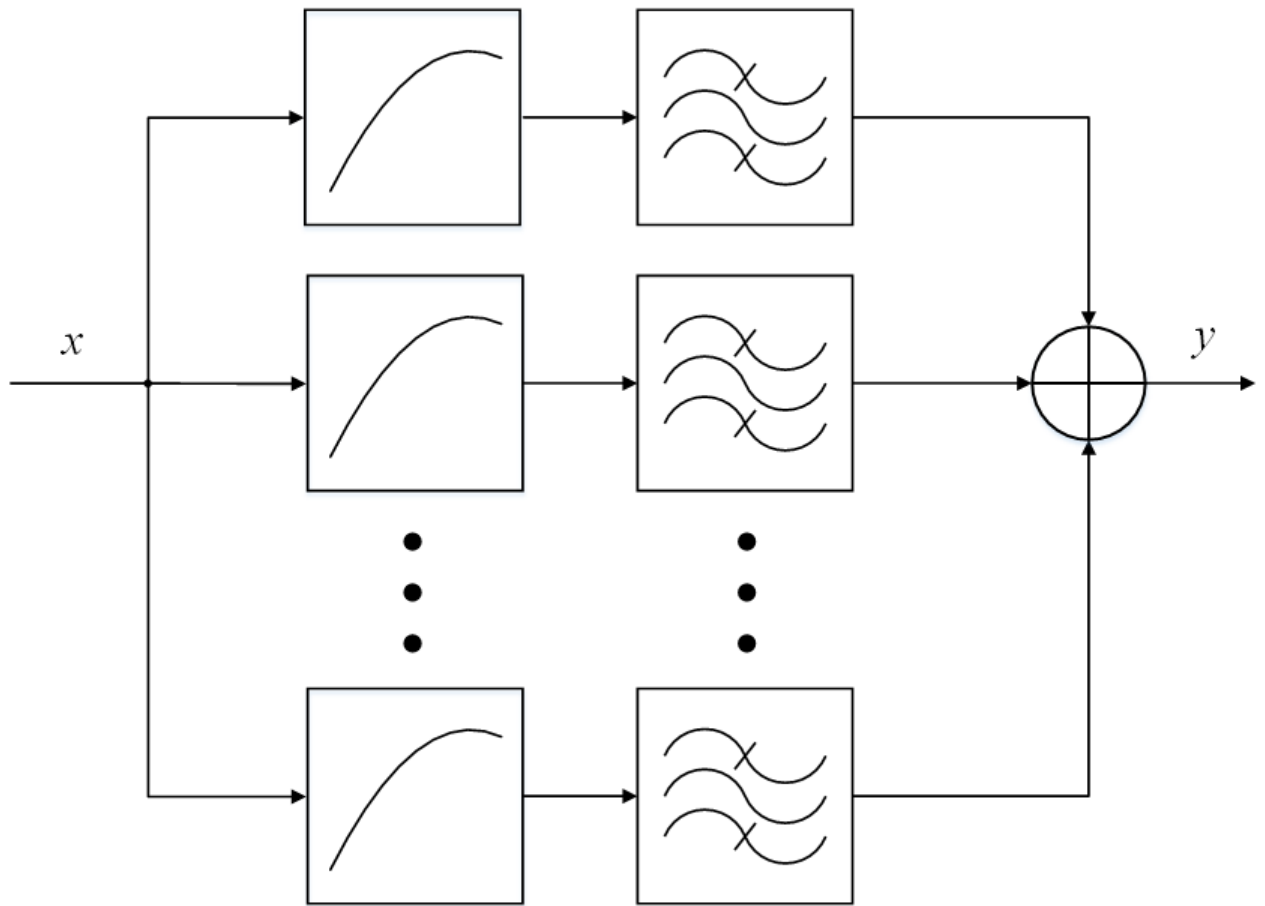


Рис.1.14 Модель Винера-Гаммерштейна

Стоит заметить, что влияние фильтрующей цепи в составе аналогового тракта также может быть учтено данной моделью путем расширения глубины памяти ее комплексно-сопряженных каналов.

1.3.2 Двухблочная модель

Обладая блочно-ориентированной структурой, рассмотренные выше поведенческие модели описывают нелинейно-динамическую систему в виде «черного ящика», который характеризуется входным и выходным сигналами, а также единым вектором коэффициентов, который содержит обобщенные свойства отдельных блоков исследуемой системы. Объединение искомых коэффициентов в единый вектор параметров модели, с одной стороны, упрощает процедуру их идентификации [50] и позволяет в контексте данной работы называть подобные модели одноблочными. Количество параметров одноблочной модели (1.18) однозначно определено степенью нелинейности и глубиной памяти ее нелинейной и линейно-динамической частей:

$$N = PM \quad (1.25)$$

Для одноблочной модели (1.23), которая учитывает рассогласование квадратурных составляющих сигнала, число параметров также определяется степенью нелинейности и динамикой комплексно сопряженных каналов:

$$N = 2PM \quad (1.26)$$

С другой стороны, если в качестве объекта исследования выступает многоблочная закрытая система, то одноблочная модель, достаточно хорошо описывая работу объекта в целом, не способна дифференцировать свойства его составных частей. Аналоговый радиотракт в роли закрытой двухблочной системы можно рассматривать как последовательное соединение фильтра и усилителя мощности (рис. 1.12). И если нелинейные эффекты внутри такого тракта может

проявлять только усилитель мощности, то динамические свойства в разной степени проявляют все его составные части. Однако, одноблочная модель, как говорилось выше, не способна отделить динамику фильтра от динамики усилителя.

Если не объединять линейную и нелинейную части модели, то есть добавить в рассмотрение оценку промежуточного сигнала $y(n)$, то в явном виде возможно разделить оценку совокупной динамики радиотракта на два независимых набора коэффициентов $\{\vec{a}_{M_1}, \vec{b}_{P \times M_2}\}, M_1 + M_2 = M$:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1} b(p, m) y(n-m) |y(n-m)|^{p-1}, \quad (1.27)$$

$$y(n) = \sum_{q=0}^{M_2} a(q) x(n-q). \quad (1.28)$$

При этом общее число коэффициентов такой модели

$$N = PM_1 + M_2 \leq PM \quad (1.29)$$

уменьшается по мере роста параметра глубины памяти. Предложенная модель далее в работе будет называться двухблочной, так как процедура ее идентификации связана с определением двух наборов весовых коэффициентов.

Для предложенной двухблочной модели можно выделить ряд преимуществ над одноблочным аналогом. Во-первых, модель жестко разграничивает линейную и нелинейную инерционность, то есть динамические свойства исследуемой системы дифференцированы. Такой подход дает возможность более точного описания частотной зависимости передаточной характеристики совокупной поведенческой модели. Во-вторых, как указывалось выше, число параметров снижается, что в свою очередь снижает и вычислительную нагрузку решающего устройства; это крайне важно в системах с адаптивной цифровой линейризацией, так как расчет коэффициентов корректора там происходит непрерывно. В-третьих, использование двухблочной модели позволяет реализовать более гибкую

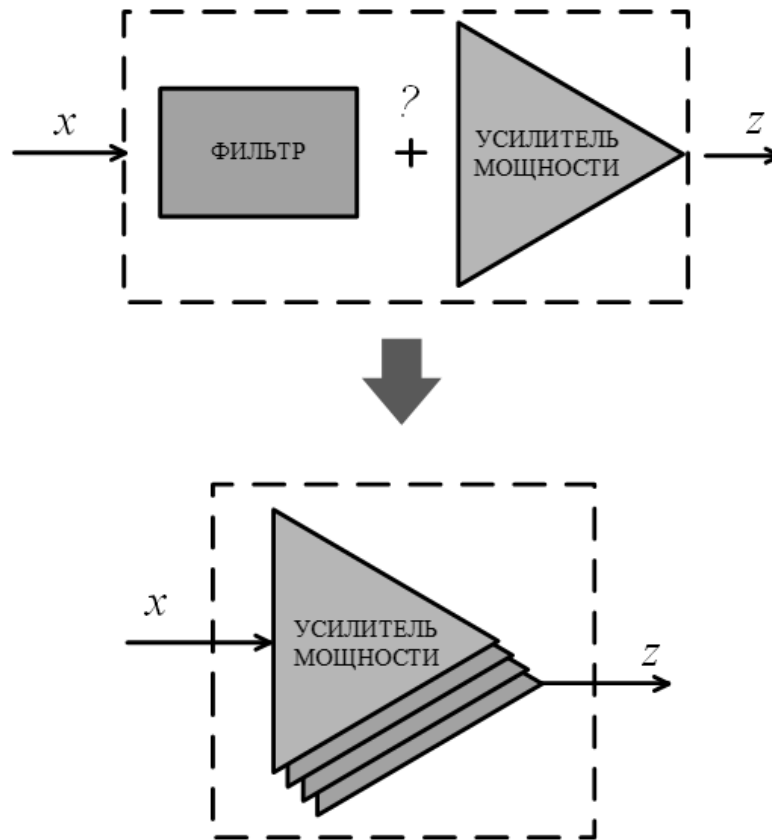


Рис.1.15 Формирование одноблочной модели

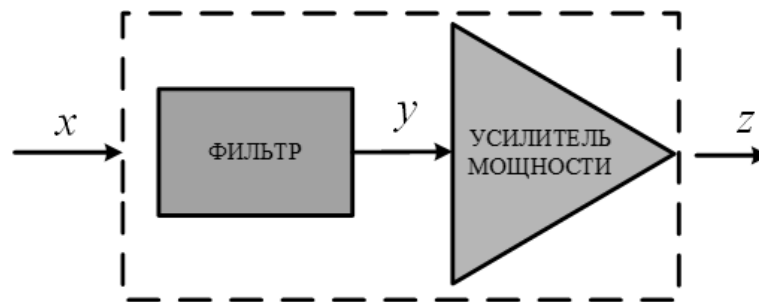


Рис.1.16 Формирование двухблочной модели

систему цифровой линейризации в случае меняющихся внешних или внутренних условий. К примеру, температурные или частотные зависимости передаточных характеристик отдельных частей аналогового радиотракта могут сильно отличаться. Свойства усилителя могут проявлять большую температурную и меньшую частотную зависимости, в отличие от свойств фильтрующей цепи. Возвращаясь к задаче ввода цифровых предискажений, это означает, что использование двухблочной модели цифрового корректора позволяет в зависимости от изменившихся условий подстраивать только те коэффициенты предискажений, которые необходимо. К примеру, при колебаниях температуры достаточно управлять коэффициентами блока корректора, отвечающего за выравнивание нелинейных характеристик усилителя, при фиксированных коэффициентах блока, отвечающего за выравнивание характеристик фильтра.

Аналогично, рассматривая радиотракт, представляющий собой последовательное включение квадратурного модулятора и усилителя мощности (рис. 1.13), возможно построить его двухблочную модель, которая в отличие от одноблочной модели (1.24), дифференцирует нелинейные свойства усилителя и дисбаланс квадратур модулятора:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P b(p) y(n) |y(n)|^{p-1}, \quad (1.30)$$

$$y(n) = \sum_{m=0}^M a(m) x(n-m) + \sum_{m=0}^M a(M+m) x^*(n-m), \quad (1.31)$$

где $\{\vec{a}_{2M}, \vec{b}_P\}$ – два набора коэффициентов модели. Такой подход позволяет уменьшить совокупное число параметров моделирования относительно соответствующей величины одноблочного аналога (1.26)

$$N = P + 2M. \quad (1.32)$$

Следующая глава посвящена решению задачи параметрической идентификации предложенных двухблочных моделей аналогового передающего тракта.

Выводы к главе 1

1. Радиотракт, состоящий из преобразовательного тракта и усилителя мощности, является источником различных нелинейно-динамических искажений передаваемого сигнала. Для борьбы с подобными рода нежелательными побочными эффектами наиболее часто применяется система линеаризации, основанная на применении корректора, осуществляющего ввод в передаваемый сигнал цифровых предискажений. При этом синтез цифрового корректора основывается на оценке поведенческой модели линеаризуемого аналогового устройства.

2. Передаточная характеристика цифрового корректора зеркальна по отношению к характеристике линеаризуемого устройства, поэтому разработка корректора напрямую связана с моделированием нелинейно-динамических систем. Аналоговый радиотракт имеет закрытую блочную структуру, поэтому для построения его полной и качественной модели необходимо использовать соответствующие блочно-ориентированные модели.

3. Блочно-ориентированные модели общего вида – модели Винера, Гаммерштейна, Винера-Гаммерштейна, Вольтерры – обеспечивают высокое качество модельного описания композитных нелинейно-динамических систем, сопряженное (в силу большого количества искомым параметров) с высокой вычислительной сложностью расчетов. Этому недостатка лишены частные блочно-ориентированные модели, в которых для снижения количества параметров применяется ряд допущений, обеспечивающих при этом достаточный качественный уровень моделирования.

4. Компромиссом между качеством модельного описания и количеством параметров, участвующих в моделировании, становится предложенная в главе двухблочная модель нелинейно-динамической системы, отличающаяся разделением совокупной динамики системы на линейную и нелинейную части. Такая дифференциация за счет уточнения внутренней структуры объекта исследования позволяет меньшим числом искомым коэффициентов увеличить информативность и гибкость моделирования.

ГЛАВА 2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ

В предыдущей главе были рассмотрены причины возникновения нелинейно-динамических искажений передаваемого через аналоговый радиотракт сигнала, а также метод ввода предискажений как один из наиболее перспективных способов борьбы с подобного рода нежелательными эффектами [51, 2]. Метод цифрового ввода предискажений основан на синтезе обратной модели линеаризуемой нелинейно-динамической системы. Таким образом, качество работы цифрового корректора напрямую зависит от выбора наиболее подходящей нелинейно-динамической модели.

В силу того, что радиотракт имеет блочную структуру (различные комбинации фильтрующих цепей, усилителей мощности, квадратурного модулятора) для корректного описания его работы необходимо использовать общие или частные блочно-ориентированные полиномиальные модели [42, 39]. При этом в целях снижения вычислительно нагрузки цифрового корректора системы адаптивного ввода предискажений, важным критерием выбора модели становится количество ее параметров.

Снизить количество используемых параметров позволяют частные блочно-ориентированные модели [8, 45]. Одной из таких моделей является широко распространенная полиномиальная модель с памятью, которая качественно описывает соотношение входа и выхода радиотракта, представленного в виде последовательного включения фильтра и усилителя мощности [9, 1]. Однако такая модель не предназначена для дифференцирования свойств составных частей тракта. В главе 1 сделан акцент на том, что параметры полиномиальной модели с памятью, несмотря на блочно-ориентированную структуру радиотракта, представляют собой единый вектор коэффициентов. Было предложено называть такую модель одноблочной, а в качестве аналога была предложена к рассмотрению двухблочная модель [52], которая помимо входного и выходного

сигналов оперирует также промежуточным сигналом между составными частями радиотракта, что позволяет дифференцировать динамические свойства его частей и, следовательно, разделить искомые коэффициенты на два вектора.

Также был рассмотрен вопрос построения модели радиотракта, составными частями которого выступают квадратурный модулятор и безынерционный усилитель мощности. Такая система помимо нелинейных искажений является источником рассогласования квадратур передаваемого сигнала, поэтому для ее поведенческого описания чаще всего [53, 54] применяют одноблочную совместную полиномиальную модель, которая способна учитывать квадратурный дисбаланс. В главе 1 была предложена двухблочная модель нелинейно-динамической системы с дисбалансом квадратур [55], которая за счет отдельного учета нелинейности и квадратурного рассогласования снижает количество параметров моделирования, одновременно повышая его информативность.

В целом, применение двухблочной модели теоретически должно позволить не только снизить количество параметров моделирования, но и реализовать более гибкую систему управления параметрами предискажений адаптивного цифрового корректора.

Следующим шагом синтеза цифрового корректора после структурной идентификации является параметрическая идентификация. Параметрическая идентификация модели сводится к получению такого набора коэффициентов, при котором различие между экспериментальными и смоделированными данными минимально. Искомые коэффициенты можно получить с помощью различных прямых или итерационных алгоритмов идентификации, оперируя измеренными сигналами на входе и выходе радиотракта [56].

В настоящей главе будут рассмотрены различные способы параметрической идентификации предложенных в главе 1 двухблочных моделей нелинейно-динамических систем.

2.1 Адаптивные способы идентификации двухблочной модели

Основной проблемой идентификации двухблочных нелинейно-динамических моделей является закрытая структура исследуемой композитной системы, которая делает невозможным экспериментальное измерение сигнала между ее частями (рис 2.1) [57].

Рассмотрим двухблочную модель общего вида, представленную на рис. 2.1. Выходной и промежуточный сигналы такой модели определяются следующим образом:

$$\begin{cases} z = f(y, m, b), \\ y = D(x, q, a). \end{cases} \quad (2.1)$$

где q, m – операторы задержки, $f(\cdot)$ – оператор нелинейного преобразования, $D(\cdot)$ – линейный оператор, a, b – параметры, требующие идентификации. В силу того, что значения промежуточного сигнала y неизвестны, в качестве исходных данных мы вправе использовать лишь известными сигналами на входе x и выходе $z_{\text{оп}}$ моделируемого устройства. Далее рассмотрим различные способы параметрической идентификации предложенных в главе 1 реализаций двухблочной модели.

2.1.1 Идентификация параметров двухблочной модели с помощью метода стохастического градиента

Для нахождения искоемых коэффициентов воспользуемся значительной базой известных адаптивных алгоритмов [58]. Так как метод стохастического градиента (МСГ) обладает наибольшей среди прочих итерационных алгоритмов простотой реализации, представляется логичным начать главу об идентификации двухблочной модели именно с него.

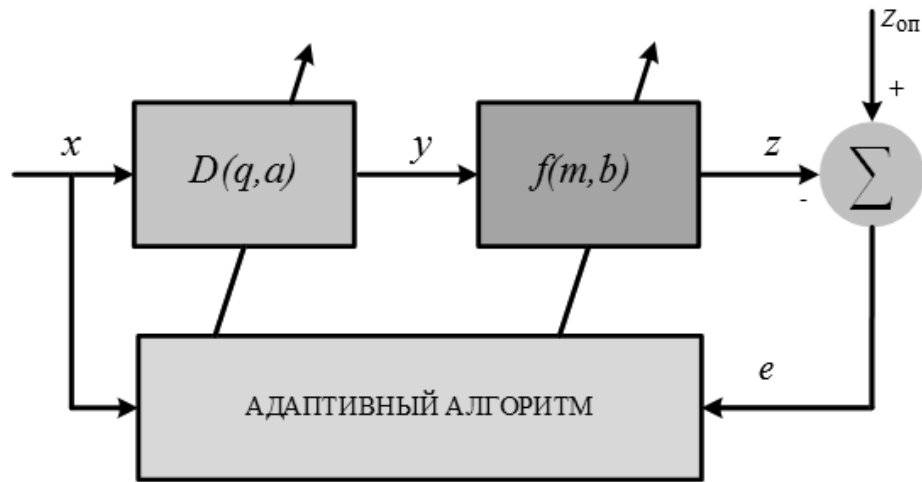


Рис. 2.1 Общий вид двухблочной модели

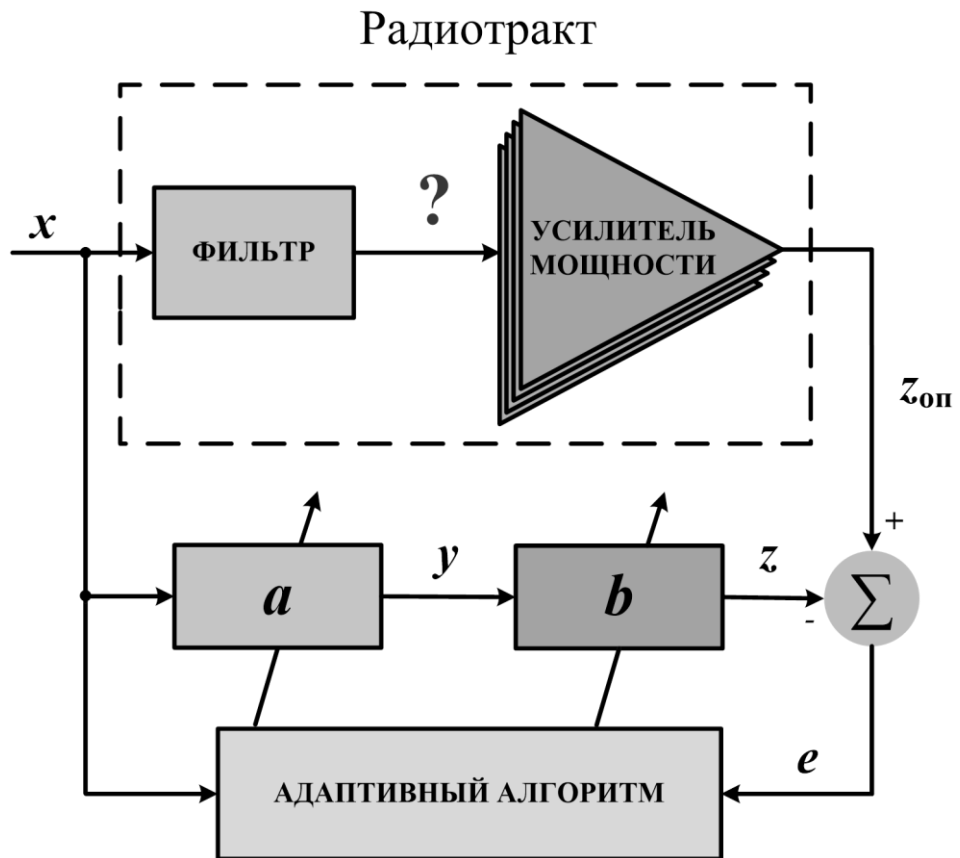


Рис. 2.2 Идентификация двухблочной модели каскада фильтра и усилителя мощности

Как известно, в его основе лежит расчет упрощенной, в отличие от алгоритма наискорейшего спуска, целевой функции, которая определяется сигналом апостериорной мгновенной ошибки e :

$$J(n) = e(n)e^*(n), \quad (2.2)$$

$$e(n) = z_{\text{оп}}(n) - z(n). \quad (2.3)$$

где $z_{\text{оп}}$ – измеренный опорный сигнал, n – номер текущей итерации адаптивного алгоритма. Оптимальный вектор коэффициентов модели соответствует минимуму целевой функции J , для поиска которого используется оценка ее градиента, основанная на одном текущем отсчете сигнала $z_{\text{оп}}$. Такой подход снижает вычислительную и алгоритмическую сложность алгоритма, но с другой стороны, делает сходимость МСГ медленной и неравномерной [56, 59].

Обновление коэффициентов проводится путем минимизации целевой функции (2.2) с учетом весового коэффициента μ , который принято называть шагом сходимости алгоритма:

$$\begin{cases} \mathbf{b}' = \mathbf{b} + \mu \text{grad}(J)_{\mathbf{b}^*}, \\ \mathbf{a}' = \mathbf{a} + \mu \text{grad}(J)_{\mathbf{a}^*}, \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{grad}(J)_{\mathbf{b}^*} = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{b}^*} = \frac{\partial J}{\partial e^*} \frac{\partial e^*}{\partial \mathbf{b}^*} = e \frac{\partial e^*}{\partial z^*} \frac{\partial z^*}{\partial \mathbf{b}^*} = -ef'_{\mathbf{b}^*}, \quad (2.5)$$

$$\text{grad}(J)_{\mathbf{a}^*} = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{a}^*} = \frac{\partial J}{\partial e^*} \frac{\partial e^*}{\partial \mathbf{a}^*} = e \frac{\partial e^*}{\partial z^*} \frac{\partial z^*}{\partial \mathbf{a}^*} = -e \frac{\partial z^*}{\partial y^*} \frac{\partial y^*}{\partial \mathbf{a}^*} = -ef'_y D'_{\mathbf{a}^*}, \quad (2.6)$$

Шаг сходимости μ в общем случае определяется дисперсией входного сигнала σ_x^2 и размерностью вектора коэффициентов модели N :

$$0 < \mu < \frac{2}{N\sigma_x^2} \quad (2.7)$$

Таким образом, рассматривая одновременно два набора искоемых коэффициентов разной размерности, необходимо учитывать различный шаг сходимости для расчета каждого из параметров. Так, если параметры модели представляют собой векторы разной длины ($N_a \neq N_b$),

$$\begin{cases} \mathbf{a} = [a_0 \dots a_{N_a-1}], \\ \mathbf{b} = [b_0 \dots b_{N_b-1}], \end{cases} \quad (2.8)$$

то система (2.4) принимает вид:

$$\begin{cases} \mathbf{b}' = \mathbf{b} + \mu_a \text{grad}(J)_{\mathbf{b}^*}, \\ \mathbf{a}' = \mathbf{a} + \mu_b \text{grad}(J)_{\mathbf{a}^*}, \end{cases} \quad (2.9)$$

Причем параметры МСГ алгоритма определяются из условий:

$$\begin{cases} 0 < \mu_a < \frac{2}{N_a \sigma_x^2}, \\ 0 < \mu_b < \frac{2}{N_b \sigma_x^2} \end{cases} \quad (2.10)$$

Получив выражения для обновления коэффициентов двухблочной модели в общем виде, вначале перейдем к рассмотрению ее частного случая для моделирования поведения аналогового радиотракта, структурная схема которого представлена на рис 2.2. В этом случае, первый блок двухблочной модели представляет собой модель линейного фильтра с конечной импульсной характеристикой длиной M_2 , а второй блок – полиномиальную модель с памятью, которая определяется степенью нелинейности P и глубиной памяти M_1 :

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b(p, m) y(n-m) |y(n-m)|^{p-1}, \quad (2.11)$$

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_2-1} a(m)x(n-m). \quad (2.12)$$

При этом совокупная динамика системы M складывается из глубины памяти фильтра и динамики усилителя

$$M = M_1 + M_2, \quad (2.13)$$

а общее число параметров модели:

$$N_{об} = PM_1 + M_2. \quad (2.14)$$

Для идентификации параметров предлагаемой двухблочной модели, требуется рассчитать частные производные в системе (2.9), тогда обновление параметров двухблочной модели будет однозначно определено измеренными выборками входного x и выходного $z_{оп}$ сигналов:

$$b'(p, m) = b(p, m) + \mu_b e \sum_{i=0}^{M_2-1} a^*(i) x^*(n-m-i) |a(i)x(n-m-i)|^{p-1}, p = 1 \dots P, m = 0 \dots M_1 - 1 \quad (2.15)$$

$$a'(m) = a(m) + \mu_a e x^*(n-m) \sum_{p=1}^P b^*(p, 0) \sum_{i=0}^{M_1-1} |a(m)x(n-m-i)|^{p-1}, m = 0 \dots M_2 - 1 \quad (2.16)$$

$$e = z_{оп} - \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b(p, m) \sum_{i=0}^{M_2-1} a(i)x(n-m-i) |a(i)x(n-m-i)|^{p-1} \quad (2.17)$$

Теперь рассмотрим другой частный случай применения двухблочной модели для моделирования поведения аналогового радиотракта, представленного на рис 2.3. Составными частями такого радиотракта являются аналоговый квадратурный модулятор и безынерционный усилитель мощности. Таким образом двухблочная структура модели определяется последовательным включением модели квадратурного дисбаланса с конечной импульсной характеристикой

каналов длиной Q и полиномиальной модели без памяти, которая определяется степенью нелинейности P :

$$z(n) = \sum_{p=1}^P b(p) y(n) |y(n)|^{p-1}, \quad (2.18)$$

$$y(n) = \sum_{q=0}^{Q-1} a(q) x(n-q) + \sum_{q=0}^{Q-1} a(Q+q) x^*(n-q), \quad (2.19)$$

При этом общее число параметров такого варианта двухблочной модели:

$$N_{ог} = 2Q + P \quad (2.20)$$

Для идентификации параметров предлагаемого варианта двухблочной модели (2.18 – 2.19) с помощью МСГ, аналогично, рассчитаем частные производные в системе (2.9):

$$b'(p) = b(p) + \mu_b e \sum_{q=0}^{Q-1} \left(a^*(q) x^*(n-q) + a^*(Q+q) x(n-q) \right) \times \\ \times \left| (a(q) + a(Q+q)) x(n-q) \right|^{p-1}, \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} a'(q) = a(q) + \mu_a e x^*(n-q) \sum_{p=1}^P b^*(p) \left| (a(q) + a(Q+q)) x(n-q) \right|^{p-1}, \\ a'(Q+q) = a(Q+q) + \mu_a e x(n-q) \sum_{p=1}^P b^*(p) \left| (a(q) + a(Q+q)) x(n-q) \right|^{p-1} \end{cases} \quad (2.22)$$

Здесь $p = 1 \dots P$, $q = 0 \dots Q-1$. Сигнал ошибки e в данном случае определяется следующим образом:

$$e = z_{он} - \sum_{p=1}^P b(p) \sum_{q=0}^{Q-1} \left(a(q) x(n-q) + a(Q+q) x^*(n-q) \right) \times \\ \times \left| (a(q) + a(Q+q)) x(n-q) \right|^{p-1} \quad (2.23)$$

Стоит отметить существенный недостаток МСГ: по мере приближения к оптимальному решению $\{a_o, b_o\}$, текущая оценка векторов $\{a, b\}$ движется в окрестности этого решения, но не сходится к нему окончательно. Это связано с тем, что вместо истинного значения градиента МСГ использует его аппроксимацию [58]. Далее будет рассмотрен адаптивный алгоритм, который обходит эту проблему, проводя поиск оптимального решения не только для текущих значений входного и выходного сигналов, но для всех предыдущих.

2.1.2 Идентификация параметров двухблочной модели по критерию наименьших квадратов

Рассмотрим решения тех же задач с помощью метода наименьших квадратов (МНК). В отличие от МСГ данный метод подбирает оптимальное решение не только для текущих отсчетов, но и для всех (или части) предыдущих [58]. Исходя из этого, целевая функция определяется не мгновенным значением сигнала ошибки (2.3), но всем набором предшествующих состояний:

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e^*(i), \quad (2.24)$$

где λ – параметр экспоненциального взвешивания. Взвешивание сигналов позволяет учитывать изменения в статистике сигналов, если их статистические параметры меняются во времени. Значение λ определяется соотношением:

$$(1 - 0.4 / N) \leq \lambda \leq 1 \quad (2.25)$$

где N – количество параметров модели.

Далее рассмотрим идентификацию параметров двухблочных моделей аналогового радиотракта, представленного сначала в виде фильтра и усилителя мощности (рис. 2.2), а затем в виде последовательного включения квадратурного модулятора и усилителя (рис. 2.3).

Радиотракт

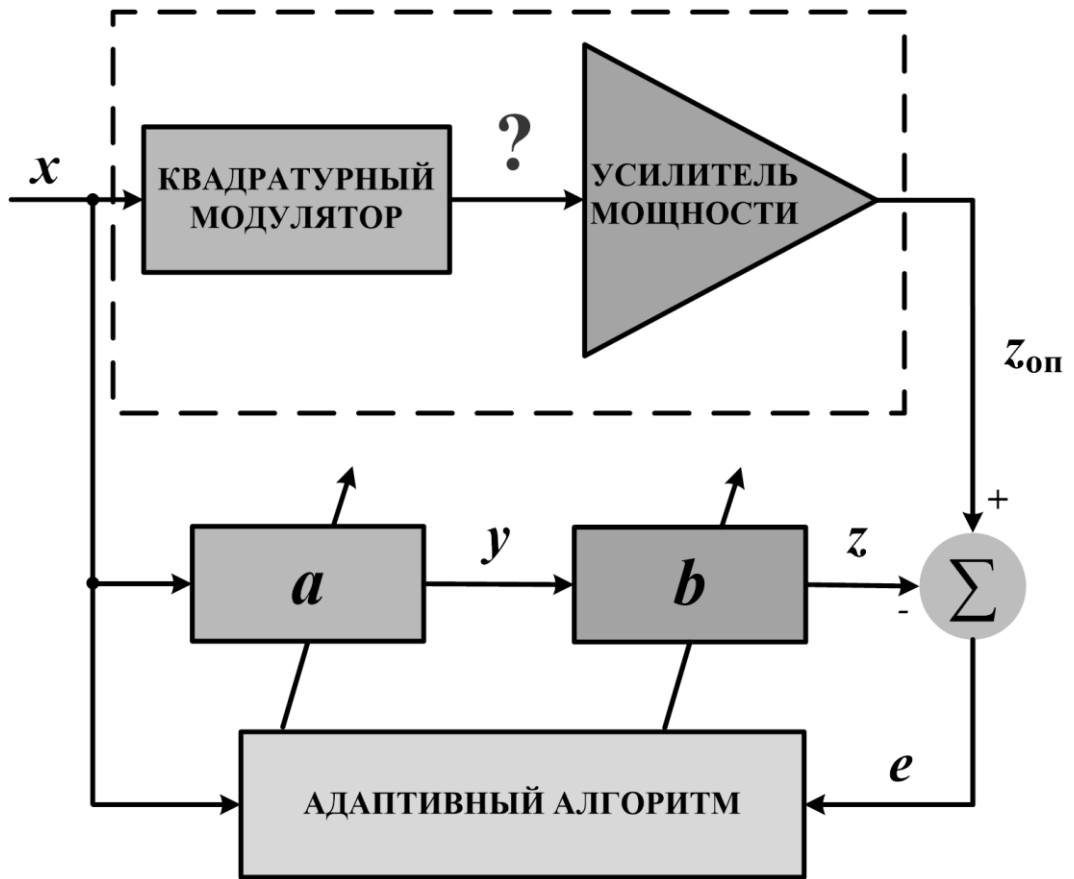


Рис. 2.3 Идентификация двухблочной модели каскада квадратурного модулятора и усилителя мощности

Перейдем к векторным выражениям выходного и промежуточного сигналов двухблочной модели (2.11 – 2.12):

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_2-1} a(m)x(n-m) = \begin{bmatrix} a(0) \\ \vdots \\ a(M_2-1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(n) \\ \vdots \\ x(n-M_2+1) \end{bmatrix}^T = \mathbf{a}_{M_2} \mathbf{X}_{M_2}^T(n) \quad (2.26)$$

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b(p,m)y(n-m)|y(n-m)|^{p-1} =$$

$$= \begin{bmatrix} [b(0) \ \cdots \ b(M_1-1)] \\ [b(M_1) \ \cdots \ b(2M_1-1)] \\ \vdots \\ [b((P-1)M_1-1) \ \cdots \ b(PM_1-1)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y(n) \\ \vdots \\ y(n)|y(n)|^{p-1} \\ y(n-1) \\ \vdots \\ y(n-M_1+1)|y(n-M_1+1)|^{p-1} \end{bmatrix}^T = \quad (2.27)$$

$$= \mathbf{b}_{PM_1} \mathbf{Y}_{PM_1}^T(n)$$

$$\mathbf{Y}_{PM_1}(n) = \mathbf{a}_{M_2} \times \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{M_2}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{M_2}(n) |\mathbf{a}_{M_2} \mathbf{X}_{M_2}^T(n)|^{p-1} \\ \mathbf{X}_{M_2}(n-1) \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{M_2}(n-M_1+1) |\mathbf{a}_{M_2} \mathbf{X}_{M_2}^T(n-M_1+1)|^{p-1} \end{bmatrix}^T = \mathbf{a}_{M_2} \tilde{\mathbf{X}}_{M_2 \times PM_1}^T(n) \quad (2.28)$$

Нижними индексами в формулах (2.26 – 2.28) обозначены размерности векторов.

В отличие от МСГ алгоритм МНК оперирует другой формой целевой функции (2.24), однако общее правило итерационного обновления параметров модели по-прежнему может быть получено из минимизации целевой функции, которая с учетом сигнала ошибки (2.3) принимает вид:

$$\begin{aligned}
J(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e(i)^* = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} (z_{on}(i) - z(i))(z_{on}(i) - z(i))^* = \\
&= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i)z_{on}^*(i) - \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i)z^*(i) - \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}^*(i)z(i) + \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z^*(i)z(i)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Подставим в уравнение (2.29) введенные матричные представления сигналов z и y (2.26 – 2.28):

$$\begin{aligned}
J(n) &= E_{on}(n) - \mathbf{b}^* \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \mathbf{Y}^H(i) - \mathbf{b} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}^*(i) \mathbf{Y}^T(i) + \\
&+ \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{b}^* \mathbf{Y}^H(i) \mathbf{Y}^T(i) \mathbf{b} = E_{on}(n) - \mathbf{b}^* \mathbf{a}^* \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) - \\
&- \mathbf{b} \mathbf{a} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}^*(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) + \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{b}^* \mathbf{a}^* \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) \mathbf{a} \mathbf{b}
\end{aligned} \tag{2.30}$$

где E_{on} – энергия опорного сигнала. Оптимальное решение соответствует минимуму целевой функции, следовательно, приравняем к нулю ее частные производные по параметрам $\{\mathbf{a}^*, \mathbf{b}^*\}$:

$$\begin{aligned}
grad(J(n))_{\mathbf{b}^*} &= \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{b}^*} = \mathbf{a}^* \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) + \\
&+ \mathbf{b} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{a}^* \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) \mathbf{a} = 0
\end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\mathbf{b} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{a}^* \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) \mathbf{a} = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \mathbf{a}^* \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tag{2.32}$$

$$\begin{aligned}
grad(J(n))_{\mathbf{a}^*} &= \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{a}^*} = -\mathbf{b}^*(0) \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) + \\
&+ \mathbf{a} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{b}^*(0) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) \mathbf{b}(0) = 0
\end{aligned} \tag{2.33}$$

$$\mathbf{a} \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{b}^*(0) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \tilde{\mathbf{X}}^T(i) \mathbf{b}(0) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \mathbf{b}^*(0) \tilde{\mathbf{X}}^H(i) \quad (2.34)$$

Введем обозначения:

$$\mathbf{M}_b(n) = \mathbf{a} \tilde{\mathbf{X}}^T(n) \quad (2.35)$$

$$\mathbf{R}_b(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{M}_b(i) \mathbf{M}_b^H(i), \quad (2.36)$$

$$\mathbf{r}_b(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on}(i) \mathbf{M}_b^H(i), \quad (2.37)$$

$$\mathbf{M}_a(n) = \mathbf{b}^*(0) \tilde{\mathbf{X}}^T(n) \quad (2.38)$$

$$\mathbf{R}_a(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{M}_a(i) \mathbf{M}_a^H(i), \quad (2.39)$$

$$\mathbf{r}_a(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} z_{on} \mathbf{M}_a^H(i), \quad (2.40)$$

Подставим обозначения (2.35 – 2.37) и (2.38 – 2.40) в (2.32) и (2.34), соответственно. Тогда искомые параметры могут быть определены следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{b} = \mathbf{R}_b^{-1}(n) \mathbf{r}_b(n) \\ \mathbf{a} = \mathbf{R}_a^{-1}(n) \mathbf{r}_a(n) \end{cases} \quad (2.41)$$

В таком виде (2.41) осуществляется решение задачи многопараметрической оптимизации по методу наименьших квадратов (МНК). Однако расчет обратных матриц $\mathbf{R}_a^{-1}, \mathbf{R}_b^{-1}$ сопряжен с вычислительными трудностями, обойти которые возможно, используя рекурсивное решение МНК. Это решение основано на рекурсивном обращении матриц $\mathbf{R}_a, \mathbf{R}_b$ с помощью леммы об обращении матриц

[60]. При этом получаются следующие соотношения для расчёта коэффициентов первого и второго блоков двухблочной модели (2.11 – 2.12) соответственно:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{L}_b((p-1)M_1 + m) = \sum_{i=0}^{M_2-1} \mathbf{a}^*(i) x^*(n-m-i) |\mathbf{a}(i) x(n-m-i)|^{p-1}, \\ (\mathbf{R}_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_b^{-1} - \mathbf{g}_b \mathbf{L}_b^H \mathbf{R}_b^{-1}), \\ \mathbf{g}_b = \frac{\mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b}{\lambda + \mathbf{L}_b \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b^H}, \\ \mathbf{b}'(p, m) = \mathbf{b}(p, m) + e \mathbf{g}_b(p, m), p = 1 \dots P; m = 0 \dots M_1 - 1, \end{array} \right. \quad (2.42)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{L}_a(m) = x^*(n-m) \sum_{i=0}^{M_1-1} \sum_{p=1}^P \mathbf{b}^*(p, 0) |\mathbf{a}(m) x(n-m-i)|^{p-1}, \\ (\mathbf{R}_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_a^{-1} - \mathbf{g}_a \mathbf{L}_a^H \mathbf{R}_a^{-1}), \\ \mathbf{g}_a = \frac{\mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a}{\lambda + \mathbf{L}_a \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a^H}, \\ \mathbf{a}'(m) = \mathbf{a}(m) + e \mathbf{g}_a(m), m = 0 \dots M_2 - 1, \end{array} \right. \quad (2.43)$$

где $\mathbf{g}_a, \mathbf{g}_b$ – векторы коэффициентов Калмана, а сигнал апостериорной ошибки e аналогично определяется соотношением (2.17).

Теперь запишем векторные выражения для выходного и промежуточного сигналов двухблочной модели, учитывающей квадратурное рассогласование (2.18 – 2.19):

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{q=0}^{Q-1} a(q) x(n-q) + \sum_{q=0}^{Q-1} a(Q+q) x^*(n-q) = \\ &= \begin{bmatrix} a(0) \\ \vdots \\ a(Q-1) \\ a(Q) \\ \vdots \\ a(2Q-1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(n) \\ \vdots \\ x(n-Q+1) \\ x^*(n) \\ \vdots \\ x^*(n-Q+1) \end{bmatrix}^T = \mathbf{a}_{\tilde{Q}} \mathbf{X}_{\tilde{Q}}^T(n) \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$z(n) = \sum_{p=1}^P b(p)y(n)|y(n)|^{p-1} = \begin{bmatrix} b(0) \\ \vdots \\ b(P-1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y(n) \\ \vdots \\ y(n)|y(n)|^{P-1} \end{bmatrix}^T = \mathbf{b}_P \mathbf{Y}_P^T(n) \quad (2.45)$$

$$\mathbf{Y}_P(n) = \mathbf{a}_{\tilde{Q}} \times \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{\tilde{Q}}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{\tilde{Q}}(n) |\mathbf{a}_{\tilde{Q}} \mathbf{X}_{\tilde{Q}}^T(n)|^{P-1} \end{bmatrix}^T = \mathbf{a}_{\tilde{Q}} \tilde{\mathbf{X}}_{\tilde{Q}P}^T(n) \quad (2.46)$$

Повторив выкладки для сигналов (2.44 – 2.45), получим следующие соотношения для расчёта коэффициентов с помощью РМНК для первого и второго блоков двухблочной модели (2.18 – 2.19) соответственно:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{L}_b(p) = \sum_{q=0}^{Q-1} (\mathbf{a}^*(q)x^*(n-q) + \mathbf{a}^*(Q+q)x(n-q)) \times \\ \times |(\mathbf{a}(q) + \mathbf{a}(Q+q))x(n-q)|^{p-1}, \\ (\mathbf{R}_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_b^{-1} - \mathbf{g} \mathbf{L}_b^H \mathbf{R}_b^{-1}), \\ \mathbf{g}_b = \frac{\mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b}{\lambda + \mathbf{L}_b \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b^H}, \\ \mathbf{b}'(p) = \mathbf{b}(p) + e \mathbf{g}_b(p), p = 1 \dots P \end{array} \right. \quad (2.47)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a(q) = x^*(n-q) \sum_{p=1}^P \mathbf{b}^*(p) |(\mathbf{a}(q) + \mathbf{a}(Q+q))x(n-q)|^{p-1}, \\ L_a(Q+q) = x(n-q) \sum_{p=1}^P \mathbf{b}^*(p) |(\mathbf{a}(q) + \mathbf{a}(Q+q))x(n-q)|^{p-1}, \\ (\mathbf{R}_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_a^{-1} - \mathbf{g}_a \mathbf{L}_a^H \mathbf{R}_a^{-1}), \\ \mathbf{g}_a = \frac{\mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a}{\lambda + \mathbf{L}_a \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a^H}, \\ \mathbf{a}'(i) = \mathbf{a}(i) + e \mathbf{g}_a(i), i = 0 \dots \tilde{Q} - 1, q = 0 \dots Q - 1, \end{array} \right. \quad (2.48)$$

где $\tilde{Q} = 2Q$, $\mathbf{g}_a, \mathbf{g}_b$ – векторы коэффициентов Калмана, а сигнал апостериорной ошибки e определяется соотношением (2.23).

РНМК, как и МСГ, является итерационным алгоритмом: на каждой итерации он решает оптимизационную задачу по критерию наименьших квадратов, обновляя оценку матриц $\mathbf{R}_a^{-1}, \mathbf{R}_b^{-1}$. Естественно, встает вопрос о выборе исходного состояния этих матриц $\mathbf{R}_a^{-1}(0), \mathbf{R}_b^{-1}(0)$. В [58] предлагается следующий вариант инициализации:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{R}_b^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I} \\ \mathbf{R}_a^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I} \end{array} \right. \quad (2.49)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица; δ^2 – параметр начальной регуляризации, который определяется дисперсией входного сигнала σ_x^2 , исходя из условия:

$$\delta^2 > 0.01 \sigma_x^2 \quad (2.50)$$

Продолжая сравнение рассмотренных адаптивных алгоритмов, отметим, что скорость сходимости РМНК значительно выше, чем у МСГ, в силу того, что векторы Калмана фактически выступают в роли различных переменных шагов сходимости. Следовательно, на каждой итерации РМНК помимо обновления искомым параметров происходит также уточнение внутренних параметров

алгоритма. Обратной стороной качества РМНК становится рост вычислительной и алгоритмической сложности [56].

2.2 Критерии оценки моделирования

В качестве параметра, который количественно оценивает эффективность моделирования или, другими словами, точность воспроизведения работы исследуемого устройства обычно используется нормированная среднеквадратичная ошибка (Normalized Minimum Square Error, NMSE) [61], которая определяется соотношением:

$$NMSE = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=1}^N |z_{on}(n) - z(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |z_{on}(n)|^2} \right\} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=1}^N |e(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |z_{on}(n)|^2} \right\}. \quad (2.51)$$

Здесь $z_{on}(n)$, $z(n)$ – реальный и смоделированный сигналы на выходе исследуемого устройства и его модели. Наблюдение за уровнем ошибки в частотной области соседних каналов описывается параметром ACEPR (Adjacent Channel Error Power Ratio) [62]:

$$ACEPR = \frac{\int |E(f)|^2 df}{\int |Z(f)|^2 df}, \quad (2.52)$$

где $E(f)$, $Z(f)$ – фурье-образы для сигналов $e(n)$ и $z_{on}(n)$.

Получение абсолютных значений параметров NMSE и ACEPR является необходимым, но не достаточным условием для формирования выводов о качестве и практической применимости поведенческой модели. Помимо расчета количественных критериев, требуется проводить оценку, основанную на сравнении с другими, уже верифицированными, моделями [34]. В качестве примера верифицированных моделей будем использовать широко

распространенную полиномиальную модель с памятью [63] и полиномиальную модель с учетом дисбаланса квадратур, которые описаны в главе 1. В контексте данной работы такие модели выступают одноблочными аналогами предлагаемым двухблочным моделям.

Теоретические преимущества двухблочной модели [52] – рост информативности описания составных устройств и уменьшение количества модельных параметров – не будут иметь практического смысла, если соответствующая одноблочная модель при равных условиях будет давать намного лучшие значения параметров NMSE и ACEPR. Поэтому все полученные практические результаты моделирования для двухблочных моделей предлагается оценивать в сравнении с результатами одноблочных моделей, которые были получены в аналогичных условиях.

2.3 Экспериментальное построение двухблочной модели радиотракта с композитной структурой

Моделирование работы аналогового радиотракта проводилось с помощью компьютерного эксперимента в среде программирования MatLab.

Так, аналоговый радиотракт был представлен в виде каскадного соединения линейного инерционного блока – КИХ-фильтра с параметрами

$$\{0.786-0.08i, 0.112+0.142i, -0.142-0.044i, 0.122-0.074i, -0.11+0.094i\},$$

и нелинейного инерционного блока, который описывался с помощью модели Винера с параметрами:

$$H(z) = \frac{1 - 0.25z^{-2}}{1 - 0.1z^{-1}},$$

$$w(x(n)) = ((8 - 4.6i) \operatorname{atan}(2.27 |x(n)| + (12.04i - 3.77) \operatorname{atan}(0.82 |x(n)|)) \exp(i \angle x(n))).$$

Здесь $H(z)$ – передаточная характеристика фильтра модели усилителя мощности для учета линейной динамики усилителя, $w(x(n))$ – передаточная характеристика модели усилителя мощности. Чтобы получить выходные отсчеты, через данную двухблочную систему пропускался тестовый сигнал, к которому добавлялся шум с нормальным распределением плотности вероятности. Параметр отношения сигнал/шум при этом составлял 60дБ, что соответствует условиям в реальном тракте. Тестовым сигналом был выбран сигнал с полосой 10 МГц (частота дискретизации составляла 40 МГц) и модуляцией QAM64.

Далее, используя входные и выходные отсчёты тестового сигнала, по изложенным в п.2.1 методу стохастического градиента (2.15 – 2.16) и рекурсивному методу наименьших квадратов (2.42 – 2.43) проводилось построение двухблочной модели (2.11 – 2.12) исследуемой системы. При этом параметры МСГ $\mu_a = 0.3, \mu_b = 0.001$. Затем проводилась идентификация параметров одноблочной полиномиальной модели с памятью с помощью тех же алгоритмов оптимизации. При этом шаг сходимости МСГ $\mu = 0.14$. Параметр λ для РМНК в обоих случаях был равен 1, так как обучающая выборка не была большой. Число итераций при идентификации составляло 15000, а величина выборки тестового сигнала при верификации моделей – 30000 отсчётов. На рис.2.4 представлена полученная в результате моделирования динамика изменения параметра $NMSE$ в зависимости от числа коэффициентов рассматриваемых моделей для МСГ и РМНК алгоритмов. Таким образом нам удалось определить минимальное количество параметров, требуемое для минимизации среднеквадратической ошибки.

Из полученных зависимостей видно, что способ описания аналогового радиотракта, основанный на применении двухблочной модели, позволяет, во-первых, уменьшить ошибку идентификации. Во-вторых, в моделировании затрагивается меньшее число параметров, что оптимизирует вычислительный ресурс решающего устройства. При этом лучший показатель параметра $NMSE$ у рекурсивного метода наименьших квадратов. Примечательно, что появление

характерной «ступеньки» на графиках ошибки для двухблочной модели, объясняется тем, что при $M_2=1$ блок, ответственный за моделирование инерционных свойств линейного фильтра, не используется. Результаты расчёта прочих количественных параметров одноблочной и двухблочной моделей представлены в таблице 2.1.

Видно, что двухблочная модель качественнее описывает работу передающего радиотракта не только во временной области, но и в частотной. Помимо прочего, как оговаривалось выше, применение двухблочного моделирования позволяет в отдельности определить локальные характеристики составных частей композитной системы. На рис 2.5 – 2.6 приведены амплитудные и амплитудно-фазовые характеристики линейного динамического блока; на рис. 2.7 – 2.8 приведены характеристики нелинейного динамического блока; на рис. 2.9 – 2.10 приведены характеристики всей рассматриваемой системы. Данные характеристики получены с помощью рекурсивного метода наименьших квадратов. Заметим, что использование одноблочного моделирования не позволяет в полной мере получить подобные зависимости.

2.4 Экспериментальное построение двухблочной модели радиотракта с выраженным квадратурным дисбалансом

Для проверки качества работы двухблочной модели (2.18 – 2.19) было проведено моделирование передающего тракта, работающего на частоте 3 ГГц. В качестве источника сигнала использовался векторный генератор Rohde&Schwarz серии SMJ с встроенной функцией управления дисбалансом квадратур [64]. В роли лабораторного усилителя мощности использовался усилитель Keysight 87405c [65]. В качестве ответвителя опорного сигнала $z_{оп}$ использовался анализатор спектра Rohde&Schwarz серии FSW [66]. Квадратурный дисбаланс (10 градусов разности фаз и 1 дБм рассогласования) задавался внутри передатчика SMJ.

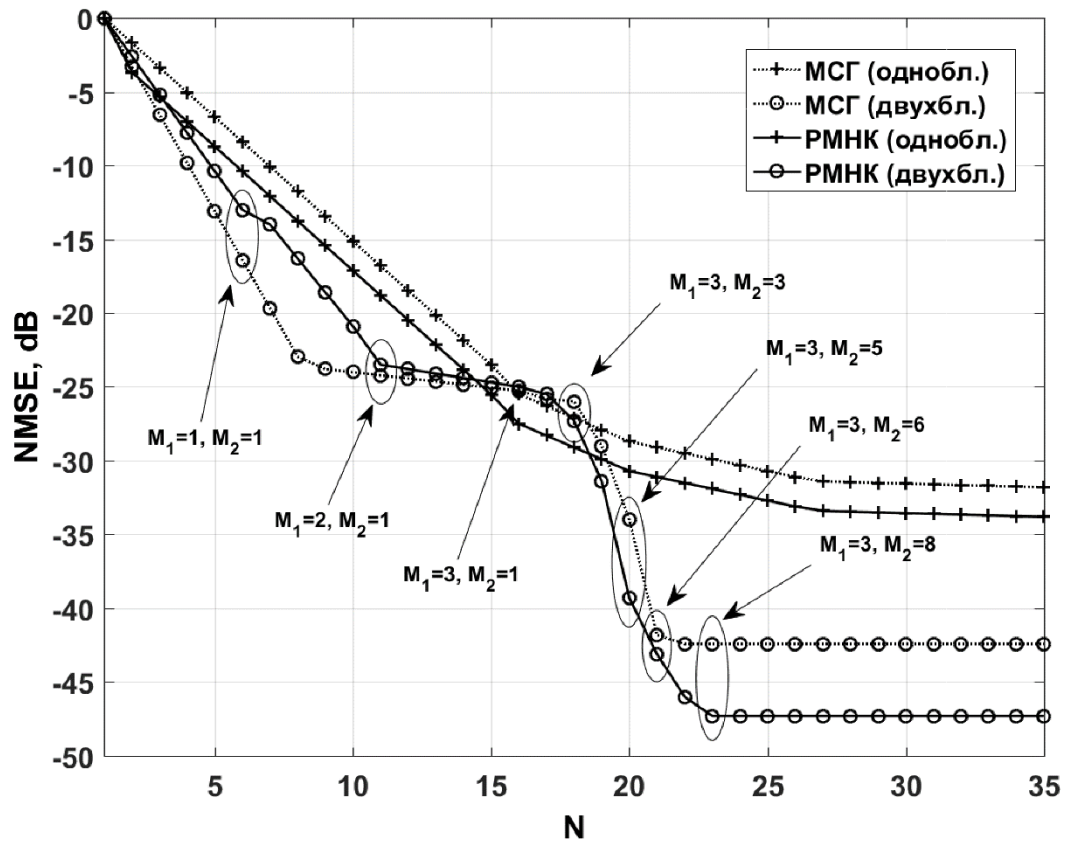


Рис. 2.4 Динамика минимизации критерия NMSE относительно количества параметров моделей

Таблица 2.1

Тип модели	NMSE, дБ	АСЕPR, дБ				N
		Левый сосед. Канал	Правый сосед. канал	Левый доп. канал	Правый доп. канал	
Двухблочная (МСГ)	-42	-53.5	-53	-60.5	-60.5	23
Одноблочная (МСГ)	-32.2	-46.6	-45.7	-54.8	-54.6	35
Двухблочная (PMHK)	-47.3	-54.5	-54	-60.5	-60.5	25
Одноблочная (PMHK)	-34.2	-48.6	-49.7	-55.6	-55.7	40

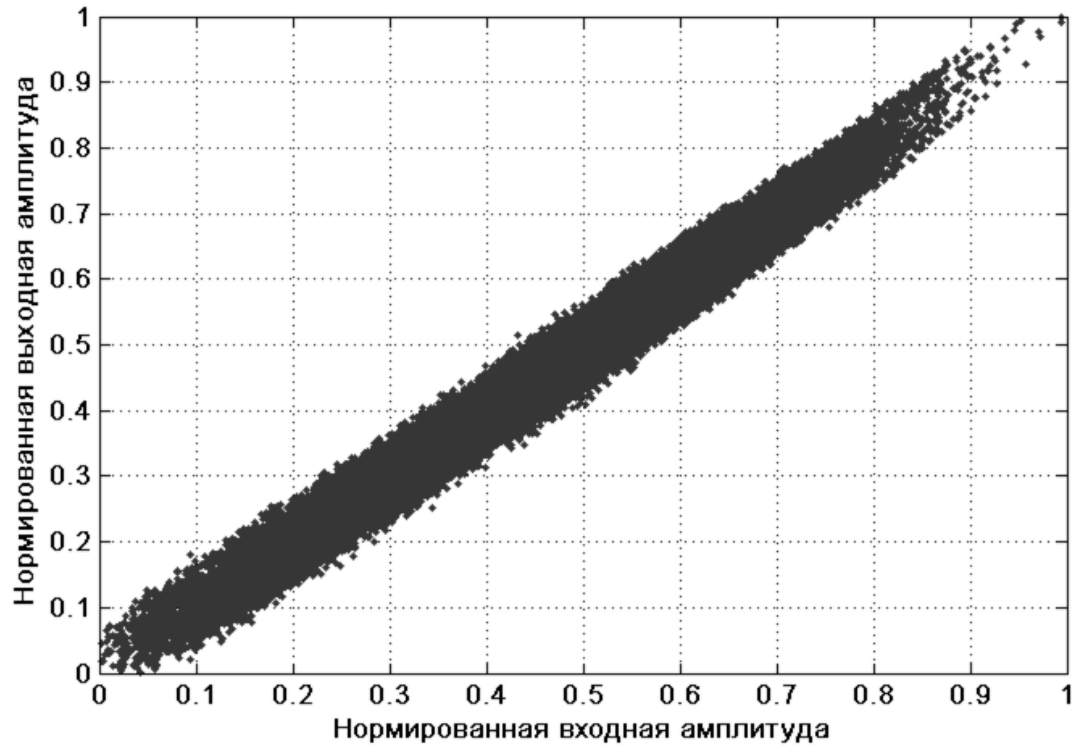


Рис. 2.5 Амплитудная характеристика на выходе первого блока двухблочной модели (модель фильтра)

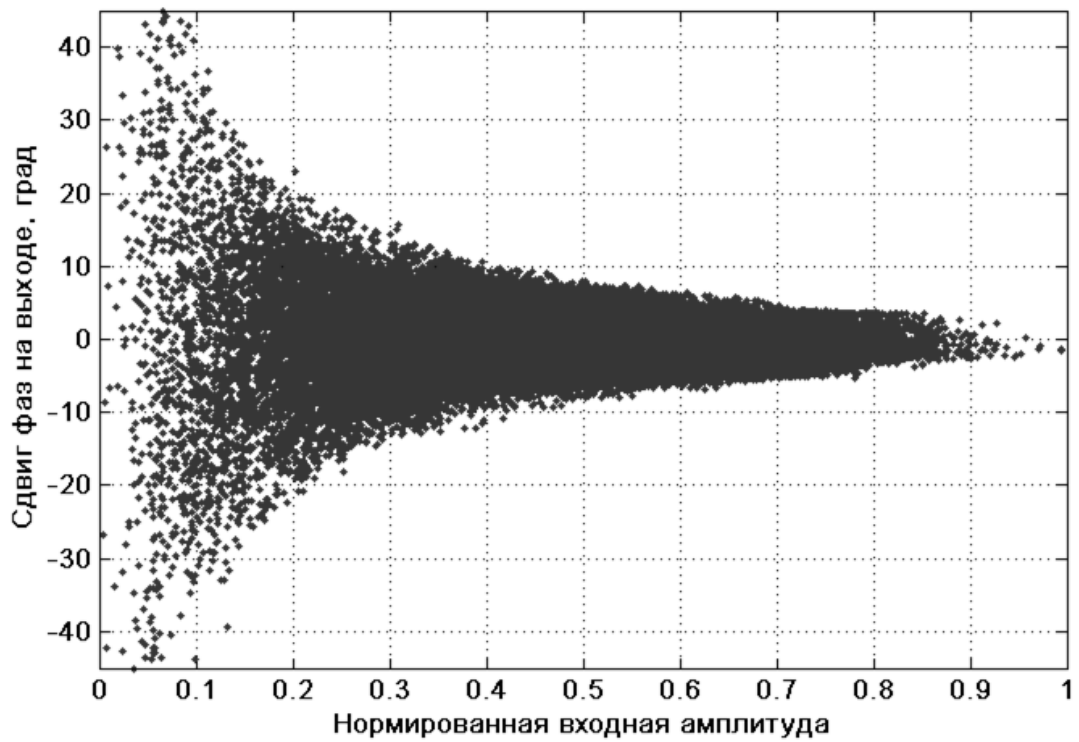


Рис. 2.6 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе первого блока двухблочной модели (модель фильтра)

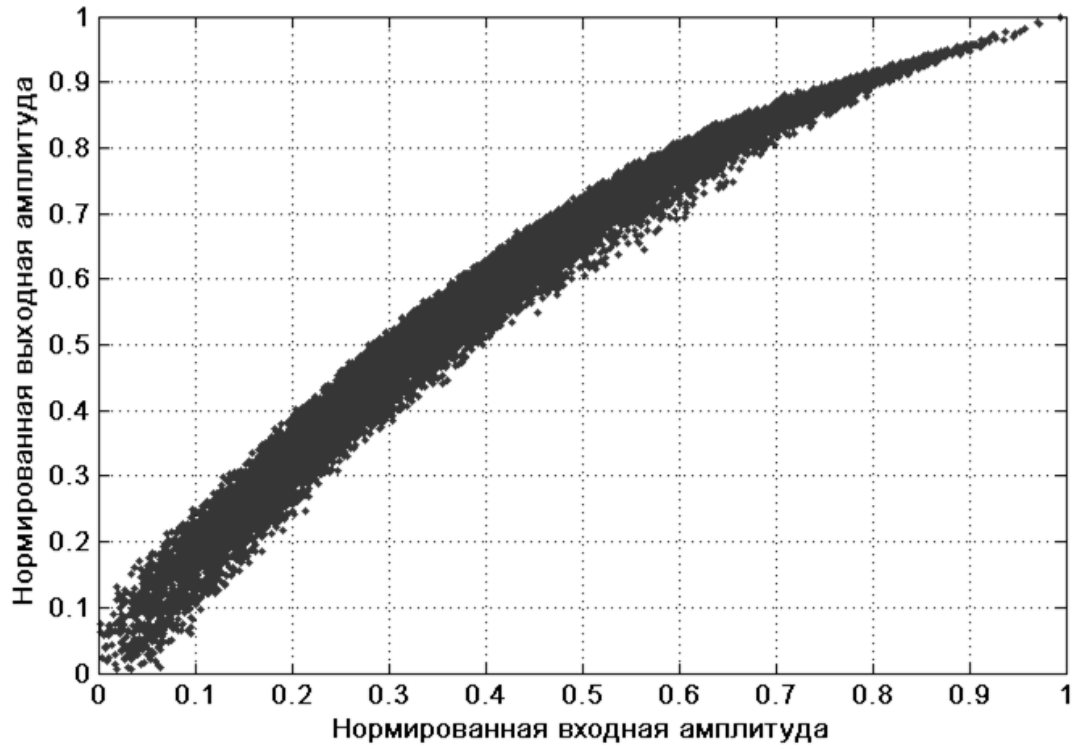


Рис. 2.7 Амплитудная характеристика на выходе второго блока двухблочной модели (модель усилителя)

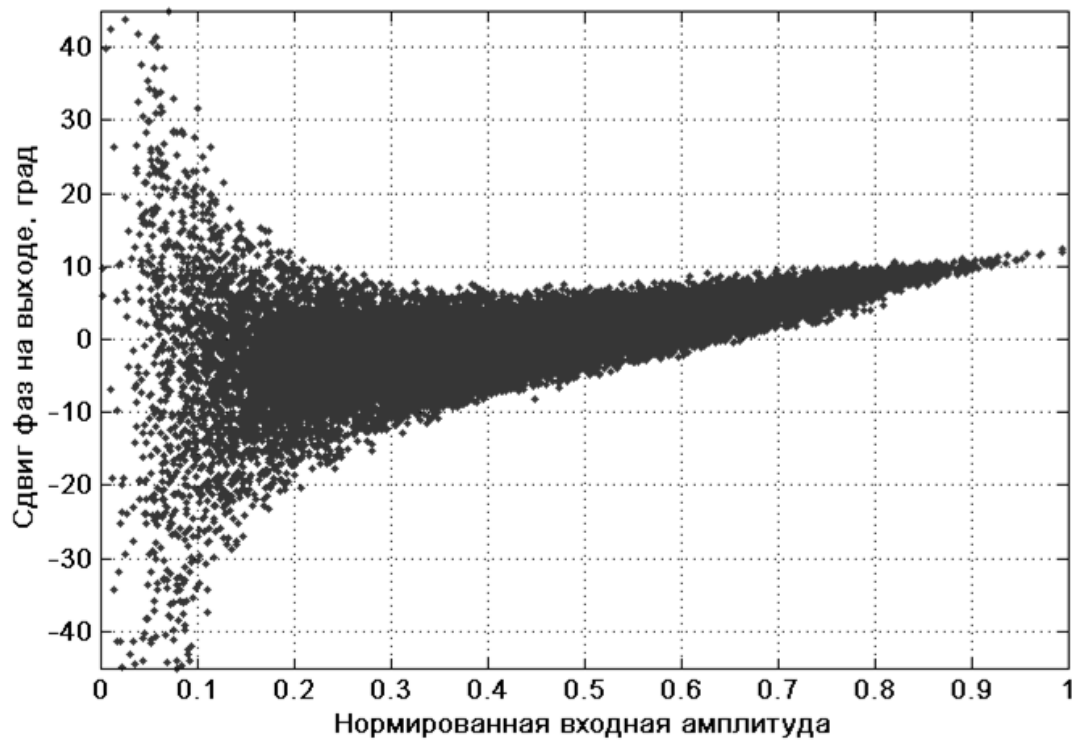


Рис. 2.8 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе второго блока двухблочной модели (модель усилителя)

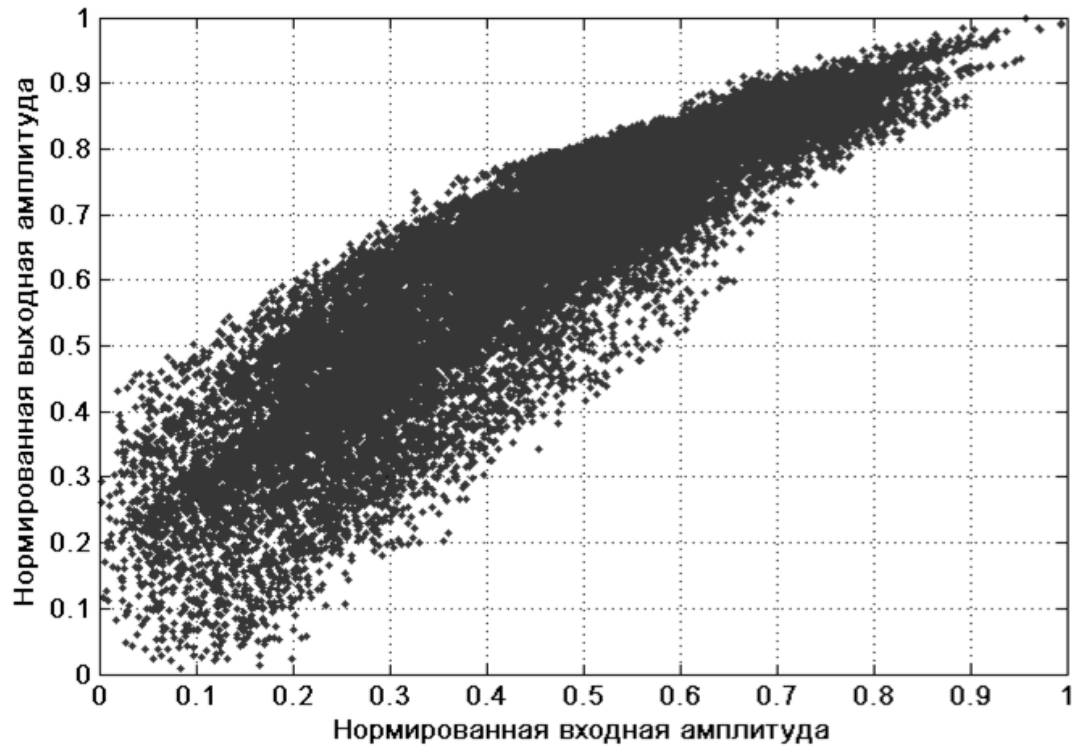


Рис. 2.9 Амплитудная характеристика на выходе двухблочной модели (модель радиотракта)

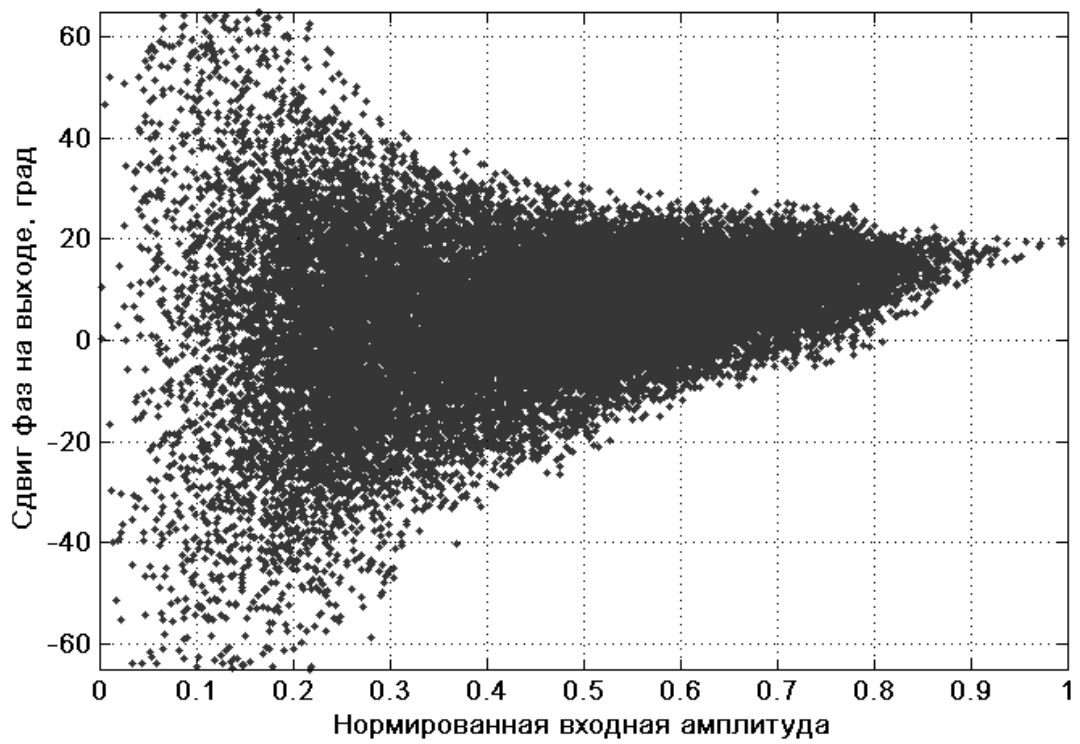


Рис. 2.10 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе двухблочной модели (модель радиотракта)

Построение модели радиотракта проводилось отдельно в среде Matlab. В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией QAM16 и полосой 4 МГц (частота дискретизации 32 МГц). Вначале исходный сигнал загружался в векторный генератор, где претерпевал квадратурные искажения, а затем подавался на усилитель мощности, с выхода которого записывался векторным анализатором. Затем на основе отсчётов исходного и измеренного сигналов по изложенным в п.2.1 методу стохастического градиента (2.21 – 2.22) и рекурсивному методу наименьших квадратов (2.47 – 2.48) проводилось построение двухблочной модели (2.18 – 2.19) исследуемой системы. При этом параметры МСГ $\mu_a = 0.1, \mu_b = 0.01$. Затем проводилась идентификация параметров одноблочной полиномиальной модели с памятью с помощью тех же алгоритмов оптимизации. При этом шаг сходимости МСГ $\mu = 0.1$. Параметр λ для РМНК в обоих случаях был равен 1, так как обучающая выборка не была большой. Число итераций при идентификации составляло 15000, а величина выборки тестового сигнала при верификации моделей – 30000 отсчётов.

Аналогично п. 2.3, для каждой из моделей подбиралось оптимальное с позиции минимума NMSE сочетание степени нелинейности P и динамики Q . Таким образом, для всех реализаций $P = 5, Q = 3$. Общие результаты моделирования сведены в таблицу 2.2.

Видно, что двухблочная модель качественнее одноблочного аналога описывает работу передающего радиотракта с ярко выраженным квадратурным дисбалансом не только во временной области, но и в частотной. При этом удается уменьшить количество коэффициентов модели более чем в два раза. Кроме того, помимо сигнала на выходе радиотракта двухблочная модель позволяет воспроизводить сигналы на выходе каждой из его составных частей. На рис 2.11 – 2.12 приведены амплитудные и амплитудно-фазовые характеристики линейного динамического блока – модели квадратурного модулятора; на рис. 2.13 – 2.14 приведены характеристики нелинейного динамического блока – модели усилителя; на рис. 2.15 – 2.16 приведены характеристики всей рассматриваемой

Таблица 2.2

Тип модели	NMSE, дБ	АСЕPR, дБ				N
		Левый сосед. Канал	Правый сосед. канал	Левый доп. канал	Правый доп. канал	
Двухблочная (МСГ)	-40	-56.7	-56.2	-70.3	-70	11
Одноблочная (МСГ)	-35.4	-54.8	-54.6	-70.1	-70	30
Двухблочная (PMHK)	-44	-56.8	-56.7	-70.4	-70	11
Одноблочная (PMHK)	-38	-55.4	-55	-70.4	-69.8	30

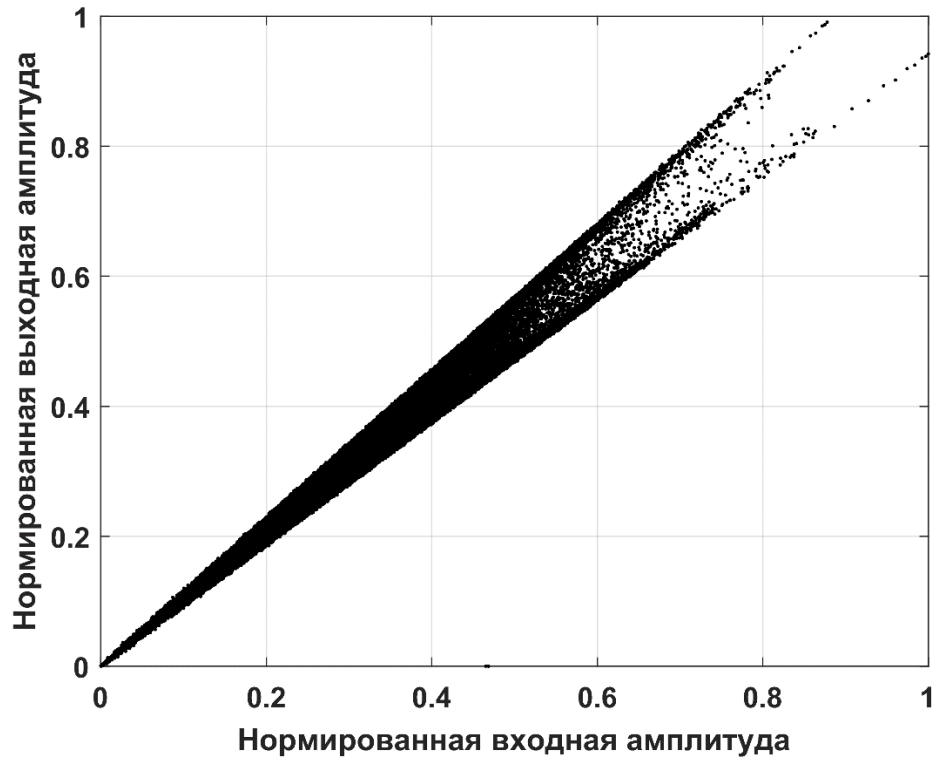


Рис. 2.11 Амплитудная характеристика на выходе первого блока двухблочной модели (модель кв. модулятора)

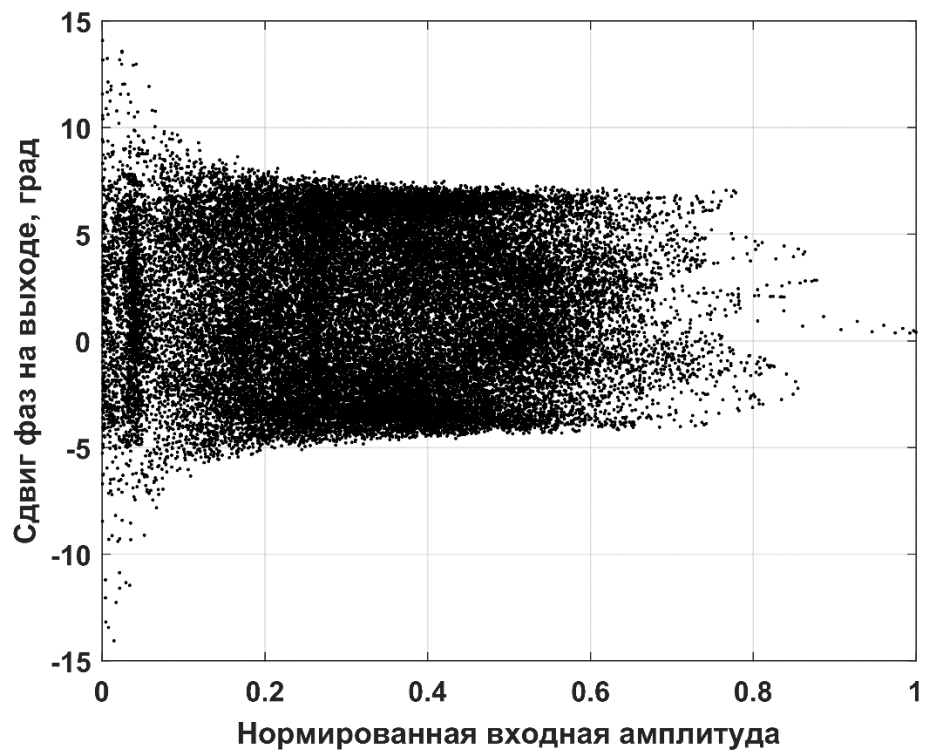


Рис. 2.12 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе первого блока двухблочной модели (модель кв. модулятора)

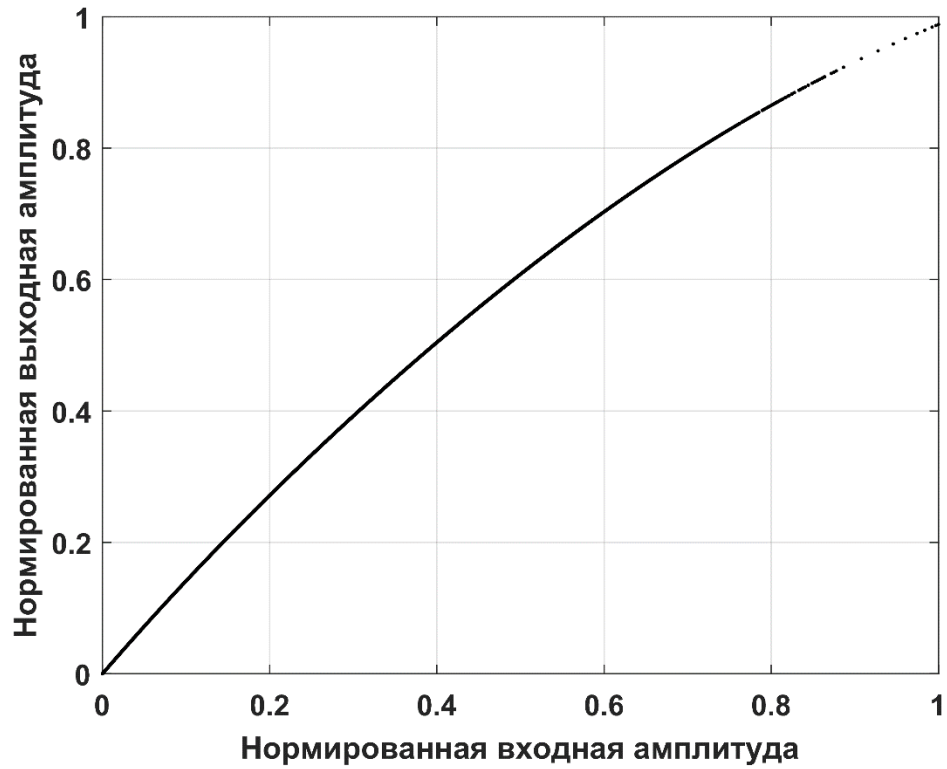


Рис. 2.13 Амплитудная характеристика на выходе второго блока двухблочной модели (модель безынерционного усилителя)

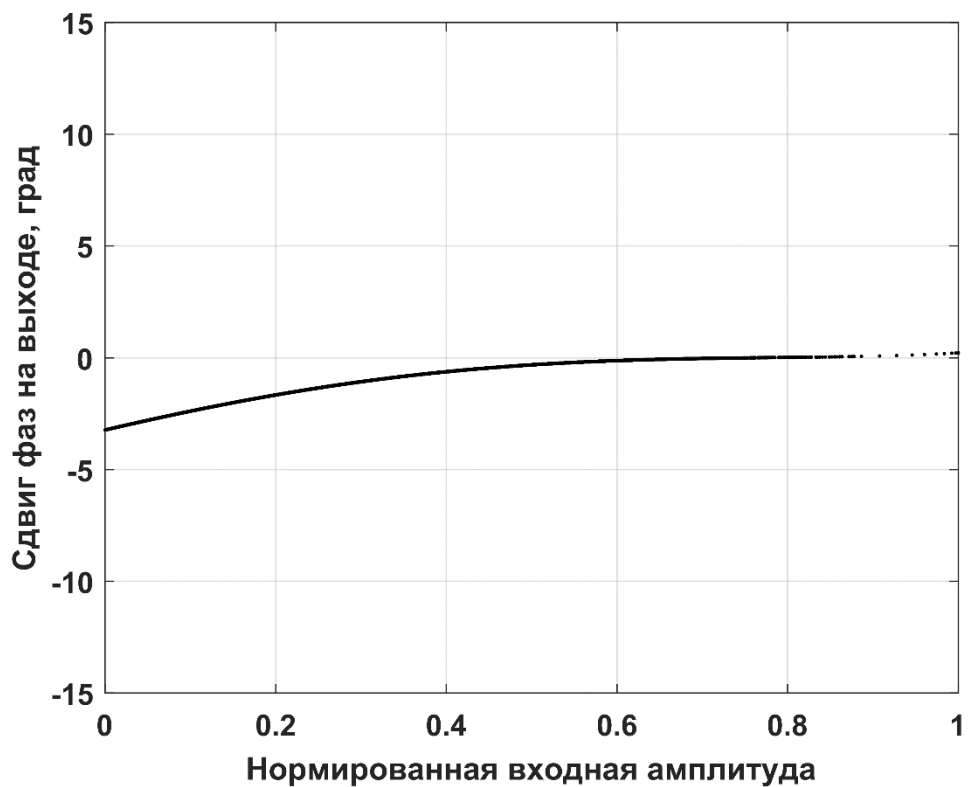


Рис. 2.14 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе второго блока двухблочной модели (модель безынерционного усилителя)

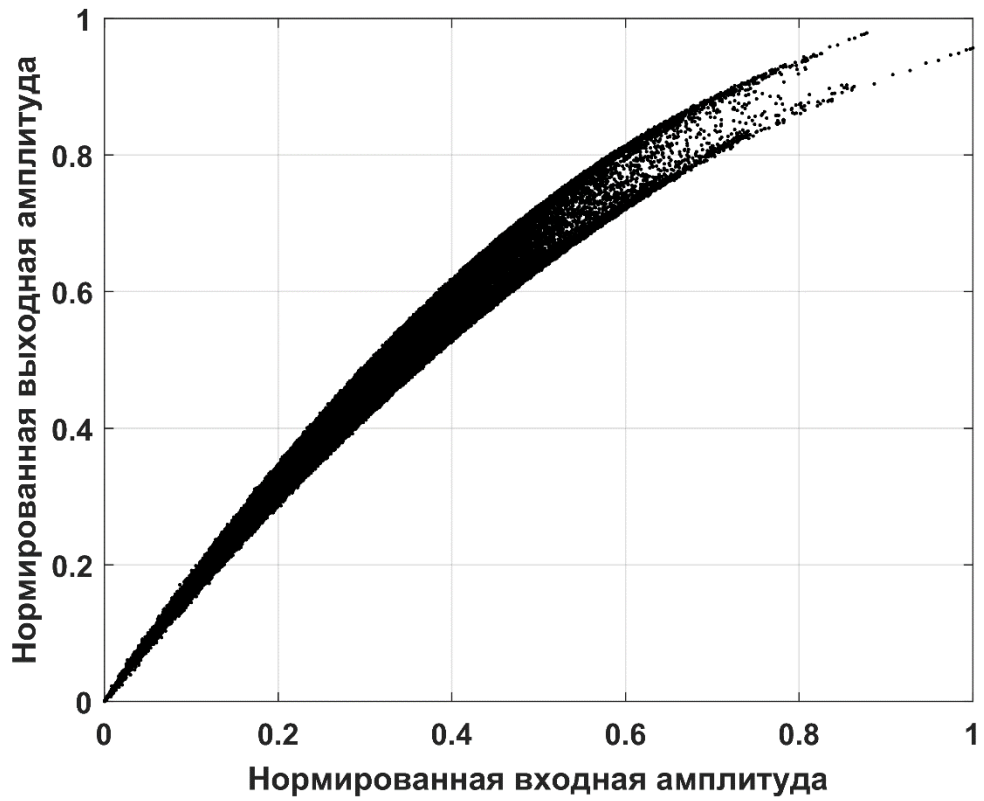


Рис. 2.15 Амплитудная характеристика на выходе двухблочной модели (модель радиотракта)

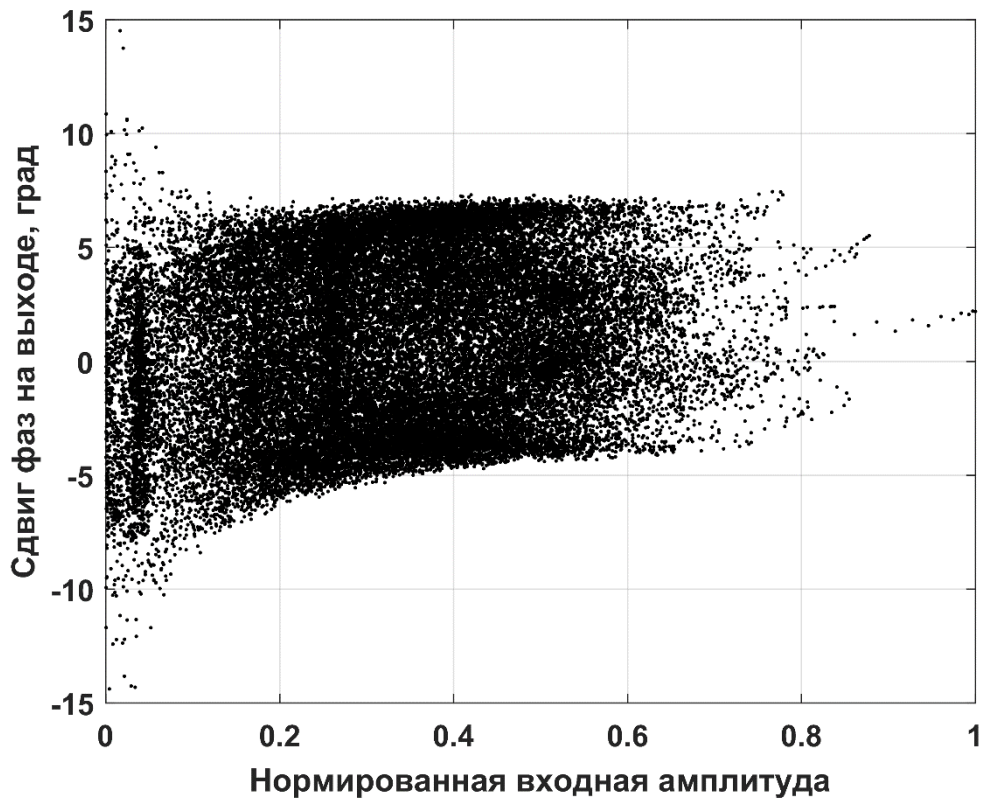


Рис. 2.16 Амплитудно-фазовая характеристика на выходе двухблочной модели (модель радиотракта)

системы. Данные характеристики получены с помощью рекурсивного метода наименьших квадратов.

Выводы к главе 2

1. Параметры предложенной в главе 1 двухблочной модели нелинейно-динамической композитной системы могут быть идентифицированы с помощью различных методов адаптивной многопараметрической оптимизации: метода стохастического градиента, рекурсивного метода наименьших квадратов, а также множества их разнообразных модификаций.

2. С помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов выведены соотношения для параметрической идентификации коэффициентов двухблочной модели аналогового радиотракта, представленного в виде последовательного включения фильтрующей цепи и усилителя мощности.

3. С помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов выведены соотношения для параметрической идентификации коэффициентов двухблочной модели аналогового радиотракта, представленного в виде последовательного включения квадратурного модулятора и усилителя мощности.

4. В результате компьютерных экспериментов было установлено, что двухблочные модели нелинейно-динамических композитных систем за счет меньшего числа параметров обеспечивают более качественное моделирование (в соответствии с критериями NMSE и ACEPR) в сравнении с одноблочными аналогами. Кроме того, как и предполагалось в главе 1, результатом построения двухблочной модели стало получение переходных характеристик как исследуемой композитной системы в целом, так и ее составных частей.

ГЛАВА 3. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА

В предыдущей главе были предложены способы решения задачи параметрической идентификации двухблочной модели композитной нелинейно-динамической системы, основанные на адаптивных алгоритмах поиска оптимального решения. Было экспериментально показано, что двухблочная модель позволяет меньшим числом параметров обеспечить более качественное и информативное, в сравнении с одноблочным аналогом, моделирование нелинейно-динамической системы.

Показав возможность и – главное – потенциальные преимущества использования двухблочной модели композитной системы, можно перейти к основной цели данной работы – синтезу двухблочной модели цифрового корректора, предназначенного для адаптивной линеаризации аналогового радиотракта. Так как двухблочная модель улучшает качество модельного описания работы тракта, логично предположить, что применение этой модели для синтеза цифрового корректора позволит реализовать также высококачественную систему адаптивной линеаризации.

В настоящей главе будут рассмотрены алгоритмы синтеза и схемы включения цифрового корректора, реализованного на основе двухблочной модели.

3.1 Схема включения цифрового корректора адаптивной системы линеаризации аналогового радиотракта

В главе 1 были рассмотрены общие принципы работы системы линеаризации, основанной на методе ввода цифровых предсказаний. Цифровой корректор, являясь устройством ввода рассчитанных предсказаний, должен

провести такое нелинейно-динамическое преобразование передаваемого сигнала, чтобы нелинейно-динамические искажения аналогового устройства выступали в роли естественного компенсатора введенных предискажений (рис 3.1) [17, 4, 67]. К примеру, цифровой корректор для модели радиотракта, рассмотренной в главе 2, должен обеспечить синтез амплитудной и фазовой переходных характеристик, приведенных на рис. 3.2 – 3.3. Можно сказать, что эти характеристики зеркально отражают друг друга, обеспечивая тем самым линейный выход линеаризуемой системы.

Помимо устройства ввода предискажений система линеаризации включает в себя также ветку обратной связи и блок расчета параметров предискажений, которые обеспечивают адаптивную подстройку коэффициентов корректора с помощью различных методов многопараметрической оптимизации (рис. 3.4) [16, 1, 68, 69]. Прежде чем переходить к синтезу модели цифрового корректора, рассмотрим известные способы организации схемы включения блоков системы адаптивной цифровой линеаризации. По способу построения системы адаптивной линеаризации делятся на два типа. Первый способ – это метод прямого обучения [70, 71, 72], который предполагает два этапа: сначала необходимо определить нелинейно-динамические характеристики радиотракта, а затем рассчитать характеристики им обратные (рис. 3.5). Здесь $F()$ – комплексная передаточная характеристика корректора, $P()$ – комплексная передаточная характеристика аналогового устройства, G – линейный коэффициент передачи устройства. Характеристика идеального корректора должна соответствовать условию:

$$F(x) = P^{-1}(Gx) \quad (3.1)$$

Так как $P()$ – нелинейный оператор, то нельзя из набора экспериментально измеренных данных вычислить прямыми методами (например, МНК из главы 2) параметры модели корректора. Однако, оптимизационные итерационные алгоритмы – МСГ, РМНК – решают данную задачу. При этом сигнал ошибки (2.3) определен разницей между мгновенными значениями сигналов z и x :

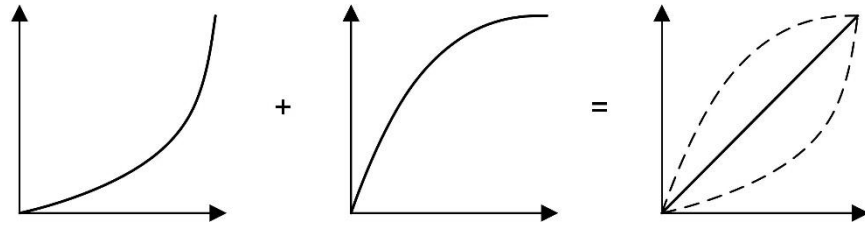


Рис. 3.1 Схема ввода предыскажений

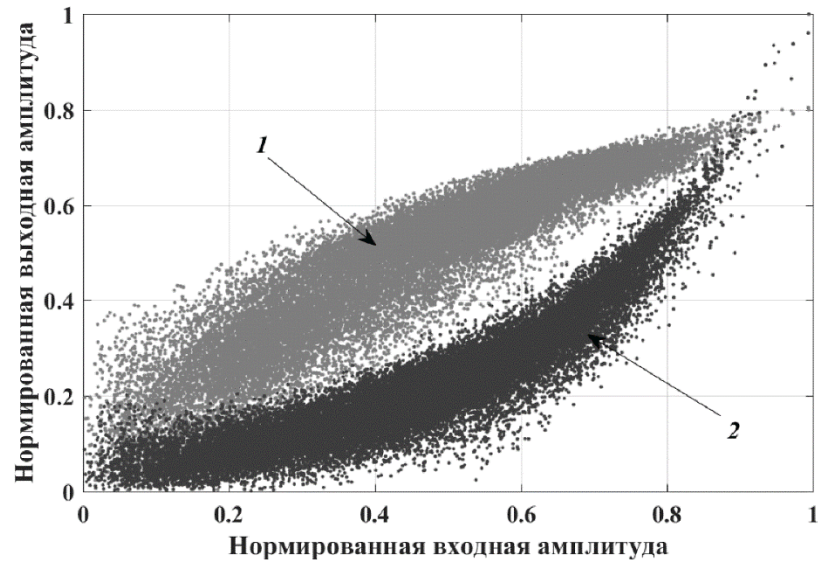


Рис. 3.2 Амплитудные характеристики трата (1) и корректора (2)

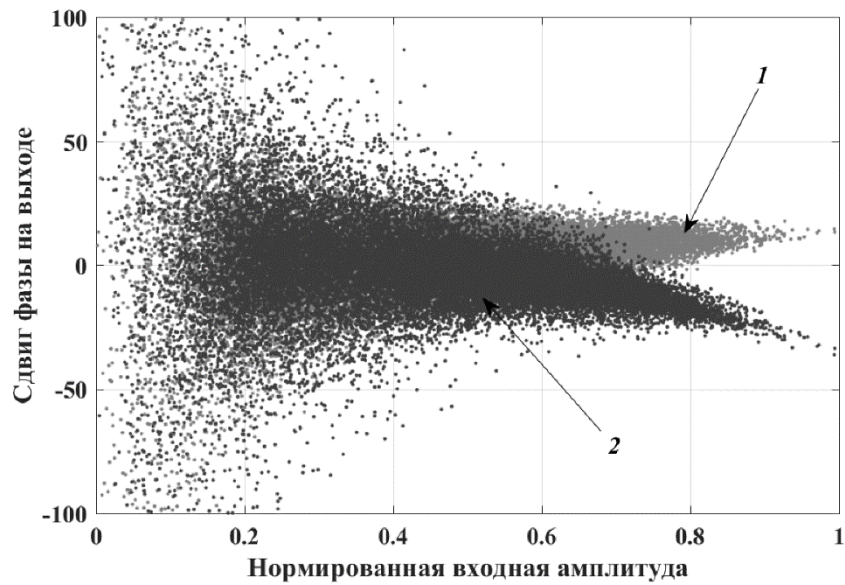


Рис. 3.3 Амплитудно-фазовые характеристики трата (1) и корректора (2)

$$e(n) = x - z / G \quad (3.2)$$

Второй способ – это метод обратного обучения [73, 74, 75], который не требует нахождения обратных характеристик устройства, а сразу ведет расчет искомым коэффициентов корректора. При использовании обратной архитектуры обучения (рис. 3.6) на выходе устройства располагается копия модели корректора – так называемый посткорректор. Считается, что его характеристика идентична характеристике предкорректора. Это обобщение справедливо для полиномиальных поведенческих моделей [76, 33]. Сигнал ошибки в данном случае определен разницей между мгновенными значениями сигнала на выходе посткорректора \tilde{y} и сигнала на выходе предкорректора y :

$$e(n) = y(n) - \tilde{y}(n) = F(x) - F(z / G) \quad (3.3)$$

Архитектура обратного обучения, равно как и прямое обучение, подразумевает зависимость сигнала ошибки, а, следовательно, и целевой функции используемого алгоритма оптимизации от коэффициента передачи аналогового устройства. Соответственно, важным аспектом построения схемы адаптивной линеаризации выступает определение данного параметра для корректной нормировки выходного сигнала устройства [77]. К примеру, если выбрать G меньше максимально возможного практического значения, то помимо выравнивания переходной характеристики цифровой корректор станет причиной некоторого ослабления выходного сигнала. Можно говорить, что параметр G косвенно определяет наклон полученной в результате линеаризации линейной передаточной характеристики. Другими словами, от выбора коэффициента передачи, который используется в нормировке сигнала для петли обратной связи, зависит КПД устройства. Так, в работе [28] G рассчитывается как максимальное значение коэффициента усиления усилителя мощности, работающего в линейном режиме. В работе [78], напротив, в качестве G выбирается пиковое значение коэффициента усиления.

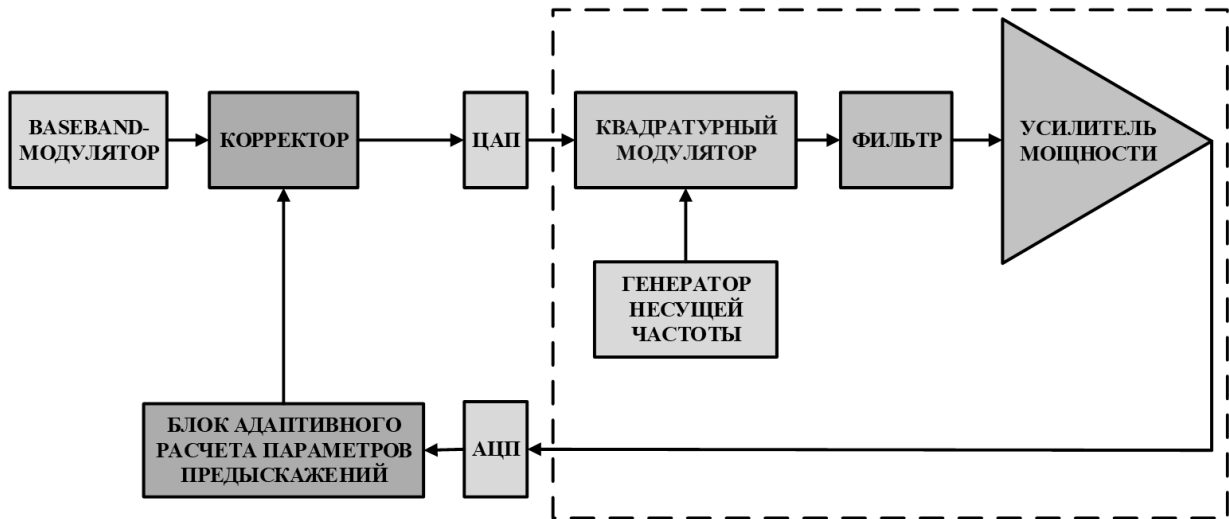


Рис. 3.4 Общая схема системы линейризации

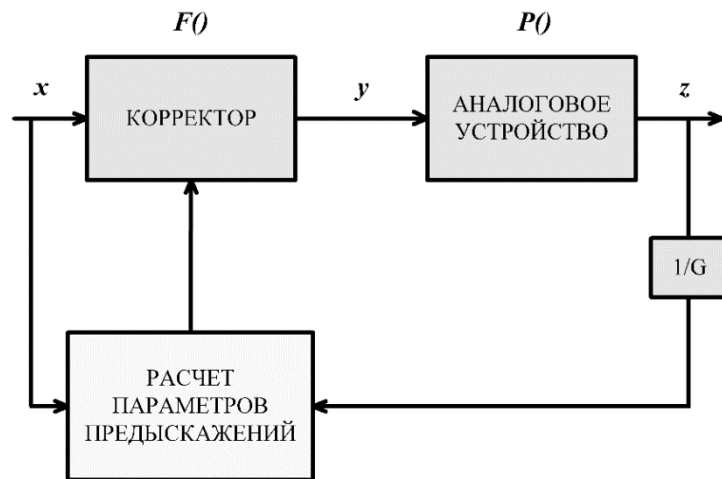


Рис. 3.5 Схема прямого обучения корректора

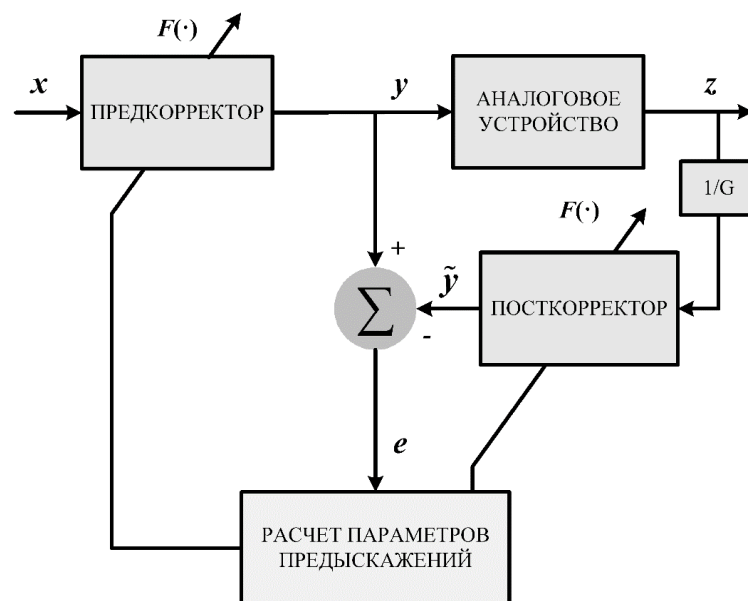


Рис. 3.6 Схема обратного обучения корректора

Таким образом, качество работы цифровой системы линеаризации определяется не только критериями *EVM* и *ACPR* [33], но и влиянием рассчитанных коэффициентов предсказаний на энергетическую эффективность устройства.

3.2 Компенсация нелинейно-динамических искажений радиотракта с помощью двухблочной структуры цифрового корректора

Основной целью данной работы является построение цифрового корректора для аналогового радиотракта, внутренняя структура которого рассматривается в виде блочно-ориентированной системы, состоящей из преобразовательного тракта (условно, фильтрующей цепи) и усилителя мощности. Нелинейно-динамические свойства усилителя можно описать полиномиальной моделью вида:

$$\varphi(x) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1} b(p, m) x(n-m) |x(n-m)|^{p-1}, \quad (3.4)$$

где P – степень нелинейности, M_1 – длина памяти модели усилителя. Линейная динамика преобразовательного тракта описывается сверткой сигнала с некоторой импульсной характеристикой:

$$f(x) = \sum_{m=0}^{M_2} a(m) x(n-m), \quad (3.5)$$

где M_2 – длина памяти модели фильтра.

Наиболее частым вариантом поведенческой модели, используемой для синтеза цифрового корректора, является одноблочная полиномиальная модель с памятью, выходной сигнал которой имеет вид [9, 79]:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M-1} c(p, m) x(n-m) |x(n-m)|^{p-1}, \quad (3.6)$$

где P – степень нелинейности, M – длина памяти модели, c – набор определяемых параметров. Одноблочный корректор синтезирует совместную обратную характеристику для преобразовательного тракта и усилителя мощности с помощью операции свертки

$$\bar{f} \times \bar{\varphi}(x), \quad (3.7)$$

где $\bar{f}(\cdot)$ и $\bar{\varphi}(\cdot)$ – обратные функции для (3.5) и (3.4) соответственно. Полученный таким образом корректор далее будем называть одноблочным, так как синтезируемые им характеристики обобщают дифференцированные свойства составных частей линеаризуемого устройства, а результатом параметрической оптимизации является единый вектор коэффициентов предискажений (рис. 3.7). Помимо простоты процедуры параметрической идентификации, связанной с расчетом единственного вектора коэффициентов, такой подход обладает рядом недостатков.

Во-первых, физические свойства элементов радиотракта в зависимости от внешних и внутренних условий функционирования проявляются по-разному. В контексте применения одноблочного корректора это означает, что изменение физических свойств одного из элементов радиотракта ведет к необходимости адаптивного перерасчета параметров предискажений для всех элементов радиотракта.

Во-вторых, выбор одноблочной модели для моделирования нелинейно-динамической композитной системы основан на свертке характеристик составных частей этой системы. Так, длина памяти M одноблочной модели (3.6) определяется выражением:

$$M = M_1 + M_2$$

где M_1, M_2 – параметры глубины памяти первого и второго блоков радиотракта. Следовательно, совокупное число коэффициентов одноблочной модели цифрового корректора:

$$N_{одн} = P(M_1 + M_2) \geq PM_1 + M_2 \quad (3.8)$$

с увеличением значений параметров динамики и/или степени нелинейности заметно превышает сумму размерностей векторов параметров моделей $\bar{f}(\cdot)$ и $\bar{\varphi}(\cdot)$ для составных частей радиотракта, рассмотренных в отдельности.

Далее перейдем к рассмотрению различных способов построения системы адаптивной цифровой линейризации с помощью двухблочной структуры цифрового корректора.

3.2.1 Двухблочная структура цифрового корректора

Рассмотрим аналоговый радиотракт, внутренняя структура которого представляет собой блочно-ориентированную систему. Составные части такой системы являются независимыми источниками линейных или нелинейных динамических преобразований, поэтому применение блочно-ориентированной структуры корректора для такой системы выглядит обоснованным. Каждый блок блочно-ориентированного корректора должен отвечать за линейризацию соответствующей ему по характеристикам составной части радиотракта.

Известен способ цифровой линейризации аналогового радиотракта, предложенный в [16], где применяется двухблочный вариант корректора. Канал передачи данных рассматривается в виде последовательного соединения преобразовательного тракта, проявляющего инерционные свойства, и усилителя мощности, являющегося источником нелинейных-динамических искажений. При этом адаптивный расчет параметров предусажений первого и второго блоков корректора осуществляется с помощью двух независимых вычислителей, что

усложняет аппаратную реализацию системы адаптивной подстройки коэффициентов предискажений.

В работе [10] приводится реализация двухблочного корректора, первый блок которого проводит нелинейно-динамическое преобразование сигнала, которое характеризуется малым порядком нелинейности и учитывает совокупную динамику тракта. Второй блок корректора осуществляет ввод табличного значения фиксированных нелинейных (при высокой степени нелинейности) безынерционных предискажений, которое определяется средней мощностью сигнала. Так как большая часть канальных искажений в радиотракте вызвана нелинейностью усилителя мощности, то разделение этапов ввода предискажений в данном случае обусловлено тем, что стационарный блок ввода нелинейных безынерционных предискажений обеспечивает грубое выравнивание характеристик радиотракта, используя заранее определенные параметры предискажений нелинейности более высокого порядка. При этом в первом блоке с помощью параметров нелинейно-динамических предискажений с малым порядком нелинейности происходит адаптивная подстройка канальных характеристик.

Недостатком такого способа включения двухблочного корректора является то, что параметры предискажений второго блока фиксированы. Так как при внешнем температурном воздействии в диапазоне от -40 до $+50$ градусов, девиация значения коэффициента усиления достигает больших значений (до 10 дБ), то заранее определенные в идеальных условиях параметры предискажений при сильных изменениях внешних условий окружающей среды только ухудшат линейность радиотракта.

Рассмотрим решение задачи синтеза цифрового корректора, который в качестве поведенческой модели использует предложенную в главе 1 двухблочную модель [80]. В главе 2 были рассмотрены способы параметрической идентификации такой модели и выведены соотношения для итерационного расчета ее коэффициентов. Однако, для корректора порядок последовательного включения линейного и нелинейно-динамического блоков становится обратным

(рис. 3.7), вследствие чего зависимости выходного и промежуточного сигналов двухблочной модели цифрового корректора изменяются:

$$z(n) = \sum_{m=0}^{M_2-1} a_k(m)y(n-m), \quad (3.9)$$

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b_k(p,m)x(n-m)|x(n-m|^{p-1}. \quad (3.10)$$

где P и M_1 – степень нелинейности и глубина памяти нелинейно-динамического блока корректора; M_2 – глубина памяти линейного блока; $\{a_k, b_k\}$ – векторы параметров предсказаний двухблочного корректора. Общее число коэффициентов двухблочного цифрового корректора :

$$N_{об} = PM_1 + M_2 \quad (3.11)$$

Для двухблочного корректора первый блок представляет собой устройство ввода нелинейно-динамических предсказаний b_k , направленных на выравнивание искажений в усилителе мощности; второй блок является устройством ввода инерционных предсказаний a_k , предназначенных для выравнивания искажений фильтра. Далее рассмотрим вопрос параметрической идентификации предложенной двухблочной модели цифрового корректора.

3.2.2 Идентификация параметров предсказаний двухблочного цифрового корректора

Решение оптимизационной задачи вновь, как и в главе 2, возложим на алгоритмы адаптивной фильтрации – метод стохастического градиента (MSG) и рекурсивный метод наименьших квадратов (PMНК) [56, 58]. Чтобы получить правило итерационного обновления коэффициентов двухблочного корректора

$\{a_k, b_k\}$ с помощью МСГ и РМНК алгоритмов оптимизации, нужно, для начала, выбрать архитектуру адаптивной системы линейаризации, так как сигнал ошибки для прямого и обратного методов рассчитывается по-разному (3.2 – 3.3). Воспользуемся в данной работе более простым в реализации методом обратного обучения [81], для которого мгновенная ошибка определена разницей между сигналами на выходе пост- и предкорректора (3.3). Тогда условная схема включения двухблочного корректора в систему адаптивной линейаризации аналогового радиотракта будет иметь вид, представленный на рис. 3.8.

Рассчитав частные производные в системе уравнений (2.9), получим соотношения для адаптивного расчета параметров двухблочного цифрового корректора с помощью метода стохастического градиента:

$$b'_k(p, m) = b_k(p, m) + \mu_b e \sum_{i=0}^{M_2-1} a_k^*(i) u^*(n-m-i) |u(n-m-i)|^{p-1}, \quad (3.12)$$

$$a'_k(m) = a_k(m) + \mu_a e \sum_{i=0}^{M_1-1} \sum_{p=1}^P b_k^*(p, i) u^*(n-i-m) |u(n-i-m)|^{p-1}, \quad (3.13)$$

где сигнал ошибки определяется соотношением:

$$e = \sum_{i=0}^{M_2-1} a_k(i) \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b_k(p, m) x(n-m-i) |x(n-m-i)|^{p-1} - u(n). \quad (3.14)$$

Используя сигнал ошибки (3.14) в определении целевой функции (2.18), получим следующее итерационное обновление параметров двухблочного корректора для рекурсивного метода наименьших квадратов:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a(m) = \sum_{i=0}^{M_1-1} \sum_{p=1}^P b_k^*(p,i) u^*(n-m-i) |u(n-m-q)|^{p-1}, \\ (R_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (R_a^{-1} - g_a L_a^H R_a^{-1}), \\ g_a = \frac{R_a^{-1} L_a}{\lambda + L_a R_a^{-1} L_a^H}, \\ a_k'(m) = a_k(m) + e g_a(m), m = 0 \dots M_2 - 1, \end{array} \right. \quad (3.15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_b((p-1)M_1 + m) = \sum_{i=0}^{M_2-1} a_k^*(i) u^*(n-m-i) |u(n-m-i)|^{p-1}, \\ (R_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (R_b^{-1} - g_b L_b^H R_b^{-1}), \\ g_b = \frac{R_b^{-1} L_b}{\lambda + L_b R_b^{-1} L_b^H}, \\ b_k'(p,m) = b_k(p,m) + e g_b(p,m), p = 1 \dots P; m = 0 \dots M_1 - 1, \end{array} \right. \quad (3.16)$$

где g_a, g_b – векторы коэффициентов Калмана, λ – параметр экспоненциального взвешивания.

3.3 Компьютерное моделирование работы двухблочного цифрового корректора

Моделирование работы системы цифровой коррекции проводилось с помощью компьютерного эксперимента в среде программирования MatLab.

Как и в главе 2, аналоговый радиотракт был представлен в виде каскадного соединения линейного инерционного блока – КИХ-фильтра с параметрами

$$\{0.786-0.08i, 0.112+0.142i, -0.142-0.044i, 0.122-0.074i, -0.11+0.094i\},$$

и нелинейного инерционного блока, который описывался с помощью модели Винера с параметрами:

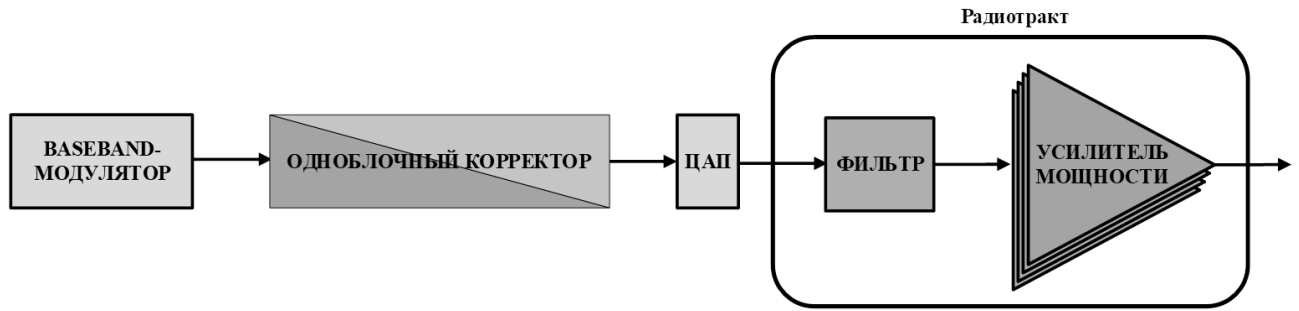


Рис. 3.7 Одноблочный цифровой корректор

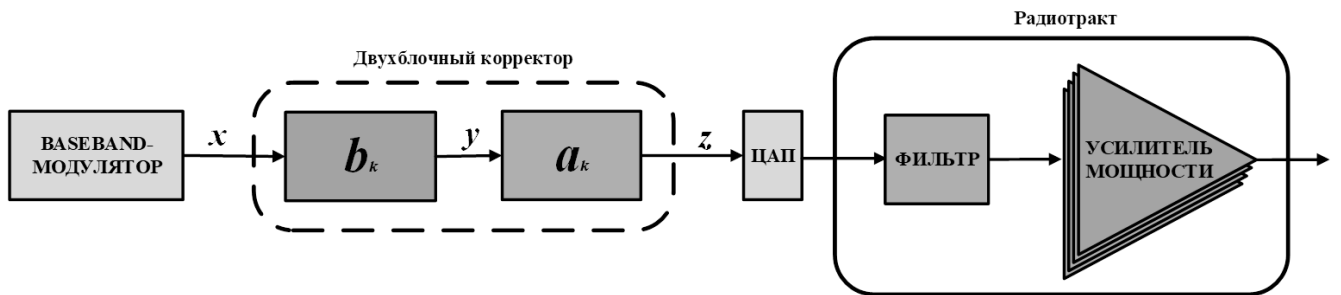


Рис. 3.8 Двухблочный цифровой корректор

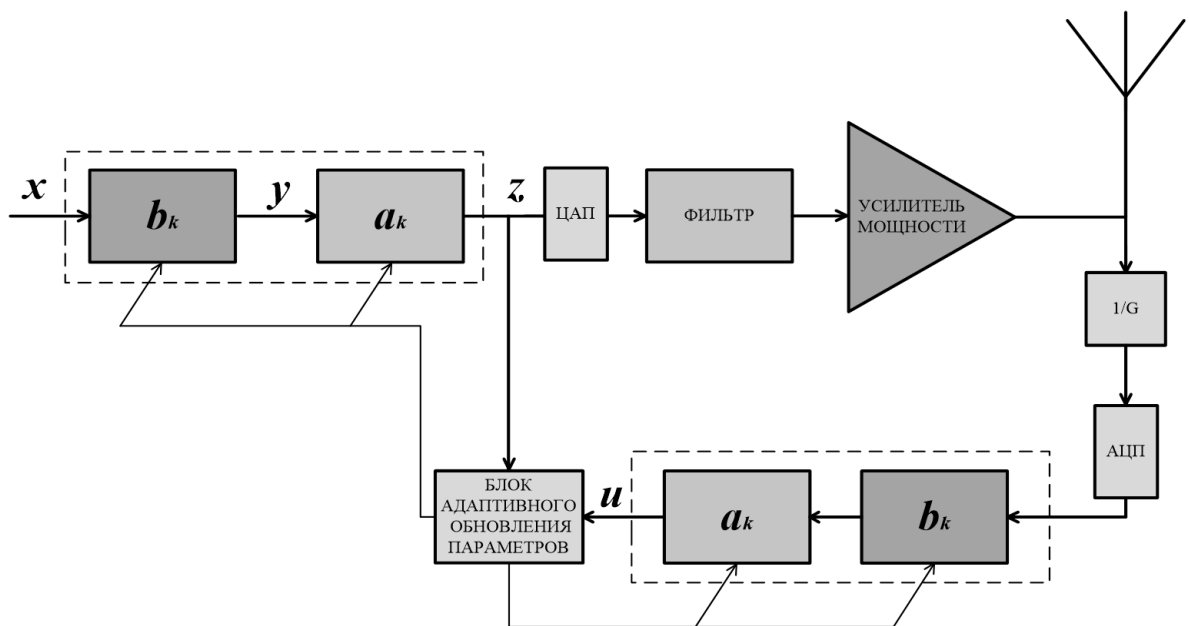


Рис. 3.9 Схема включения двухблочного цифрового корректора

$$H(z) = \frac{1 - 0.25z^{-2}}{1 - 0.1z^{-1}},$$

$$w(x) = ((8 - 4.6i) \operatorname{atan}(2.27 |x| + (12.04i - 3.77) \operatorname{atan}(0.82 |x|))) \exp(i \angle x).$$

Чтобы получить выходные отсчеты, через данную двухблочную систему пропускался тестовый сигнал, к которому подмешивался шум с нормальным распределением плотности вероятности. Параметр отношения сигнал/шум при этом составлял 60дБ. Тестовым сигналом был выбран сигнал с полосой 10 МГц (частота дискретизации составляла 40 МГц) и модуляцией *QAM64*.

Пользуясь методом стохастического градиента (3.12 – 3.13) и рекурсивным методом наименьших квадратов (3.15 – 3.16), были синтезированы двухблочные модели цифровых корректоров. Затем на базе тех же оптимизационных алгоритмов строились одноблочные модели корректоров. Модели РМНК-корректоров рассчитывались на короткой выборке в 5000 отсчетов. Для МСГ-корректоров выборка обучающая выборка составляла 20000 отсчетов. Верификация цифровой системы линеаризации проводилась с учетом рассчитанных на первом этапе эксперимента параметров предискажений на длинной выборке 30000 отсчетов. Эффективность работы корректора можно оценить с помощью параметров *EVM* (Error Vector Magnitude) и *ACPR* (Adjacent Channel Power Ratio). Первый описывает деформацию сигнального созвездия:

$$EVM = 100 \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}})^2 + (Q_{\text{вх}} - Q_{\text{вых}})^2}{\sum_{n=1}^N (I_{\text{вх}}^2 + Q_{\text{вх}}^2)}},$$

где $I_{\text{вх}}, I_{\text{вых}}, Q_{\text{вх}}, Q_{\text{вых}}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства. Второй оценочный параметр характеризует уровень внеполосного излучения сигнала:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{с.к}}}{P_{\text{о.к}}} \right),$$

где под $P_{o.k}$ подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под $P_{c.k}$ – мощность в соседних каналах.

Вначале, определялось оптимальное значение числа коэффициентов моделей по минимальному значению параметра EVM . При этом параметры МСГ для двухблочного корректора $\mu_a = 0.2, \mu_b = 0.05$; для одноблочного – $\mu = 0.15$. Параметр РМНК для двухблочного и одноблочного корректоров $\lambda = 0.99$. Линейный коэффициент передачи системы обратного обучения $G = 7$. Степень нелинейности во всех случаях выбиралась одинаковой $P = 7$. Глубина памяти одноблочных реализаций для МСГ $M = 10$, для РМНК $M = 11$. В случае двухблочных реализаций: для МСГ $M_1 = 5, M_2 = 7$, для РМНК $M_1 = 5, M_2 = 10$. Совокупное число параметров различных реализаций корректоров определялось формулами (3.8 – 3.11).

После минимизации EVM анализировались другие критерии оценки линеаризации. Сводные результаты работы цифровых корректоров представлены в таблице 3.1. Видно, что использование двухблочной модели цифрового корректора делает возможным меньшим числом коэффициентов достичь лучших результатов цифровой коррекции как во временной, так и в частотной области вне зависимости от выбранного алгоритма оптимизации.

На рис.3.10 представлены характеристики сигнала на выходе модели радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ. На рис. 3.11 представлены характеристики сигнала на выходе модели радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК. Из полученных амплитудно-фазовых характеристик видно, что корректоры на основе двухблочной модели лучше подавляют смещение фазы сигнала, чем одноблочные аналоги. Такое явление можно объяснить тем, что одноблочный и двухблочный способы реализации цифрового корректора по-разному оценивают динамические свойства линеаризуемой системы. Двухблочный корректор за счет подбора значений M_1, M_2 разделяет влияние динамических свойств составных частей радиотракта, что позволяет

Таблица 3.1

Тип модели корректора	АСРР, дБ				N	EVM,%
	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Лев. доп. канал	Прав. доп. канал		
Двухблочная (МСГ)	-45.1	-45	-57.4	-56.7	32	0.45
Одноблочная (МСГ)	-43.6	-43.5	-49.3	-49.4	50	1.16
Двухблочная (РМНК)	-45	-46	-58.4	-57.7	35	0.13
Одноблочная (РМНК)	-44.7	-44.7	-54.6	-54.2	50	0.49

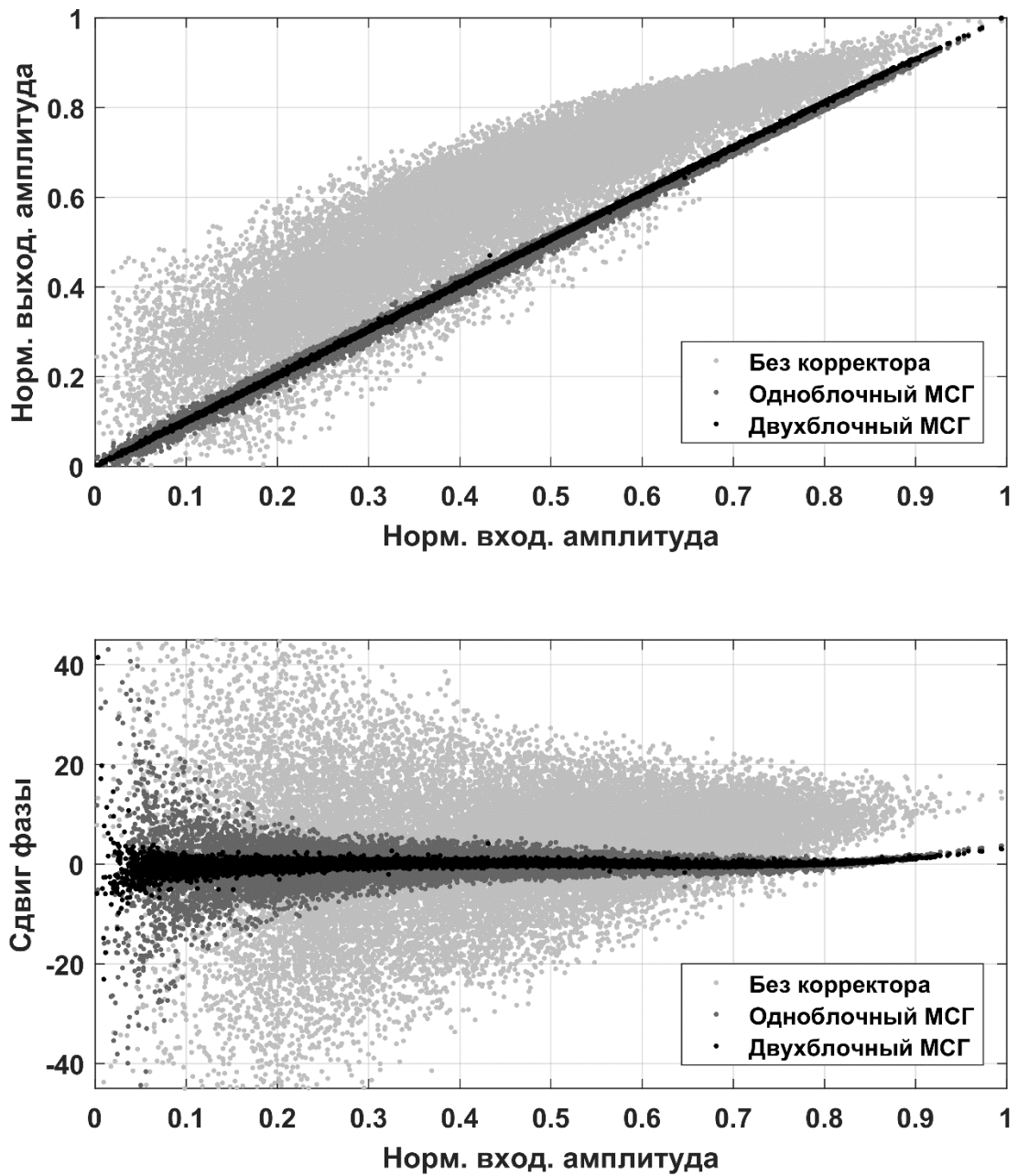


Рис. 3.10 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

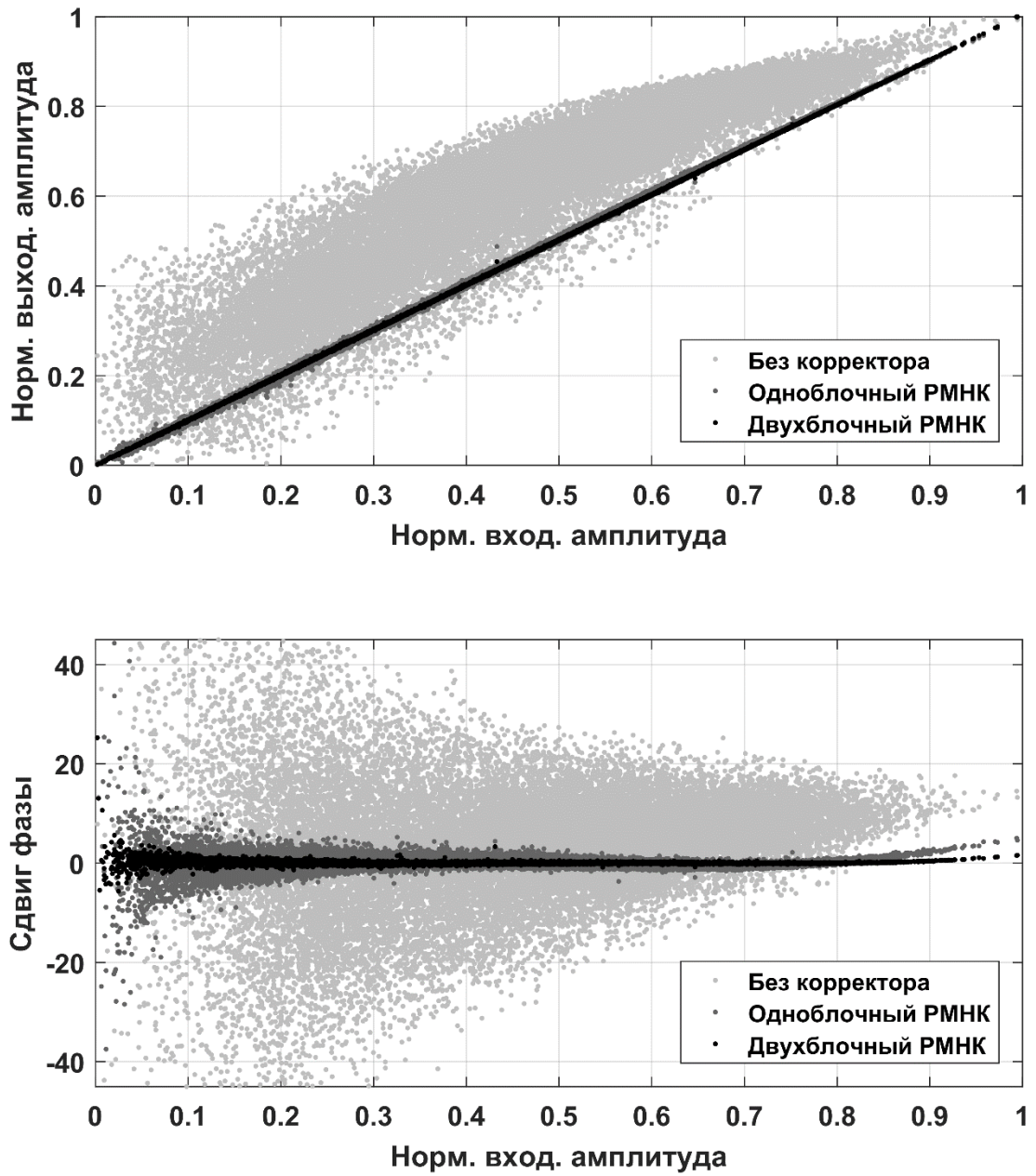


Рис. 3.11 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

синтезировать их обратные характеристики и производить точечный ввод необходимых параметров предскажений. На рис. 3.12 – 3.13 представлены спектры выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритмов МСГ и РМНК.

3.4 Практическая линеаризация аналогового тракта с помощью двухблочного цифрового корректора

Помимо компьютерного моделирования для проверки работоспособности предлагаемой двухблочной модели цифрового корректора, а также выведенных соотношений для идентификации её параметров, была проведена практическая линеаризация передающего тракта, работающего на частоте 3 ГГц. В качестве источника сигнала использовался векторный генератор Rohde&Schwarz серии SMJ [64]. В качестве ответвителя и петли обратной связи использовался анализатор спектра Rohde&Schwarz серии FSW [66]. В роли фильтра выступал цифровой КИХ-фильтр с параметрами:

$$\{0.786-0.08i, 0.112+0.142i, -0.142- 0.044i, 0.122- 0.074i, -0.11 + 0.094i\}.$$

В роли лабораторного усилителя мощности использовался усилитель Keysight 87405с [65]. Решающим устройством, ответственным за расчет параметров предскажений в лабораторных условиях, выступал компьютер, поэтому математическая обработка сигнала проводилась отдельно в среде Matlab (рис. 3.14).

В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией QAM16 и полосой 4 МГц (частота дискретизации 32 МГц). Эксперимент состоял из двух этапов: расчета параметров предскажений по экспериментально измеренным данным и их применения. На первом этапе исходный сигнал пропусклся через цифровой фильтр, загружался в векторный генератор, а затем подавался на усилитель мощности, с выхода которого записывался векторным анализатором. Затем на базе отсчётов исходного и измеренного сигналов проводился расчет

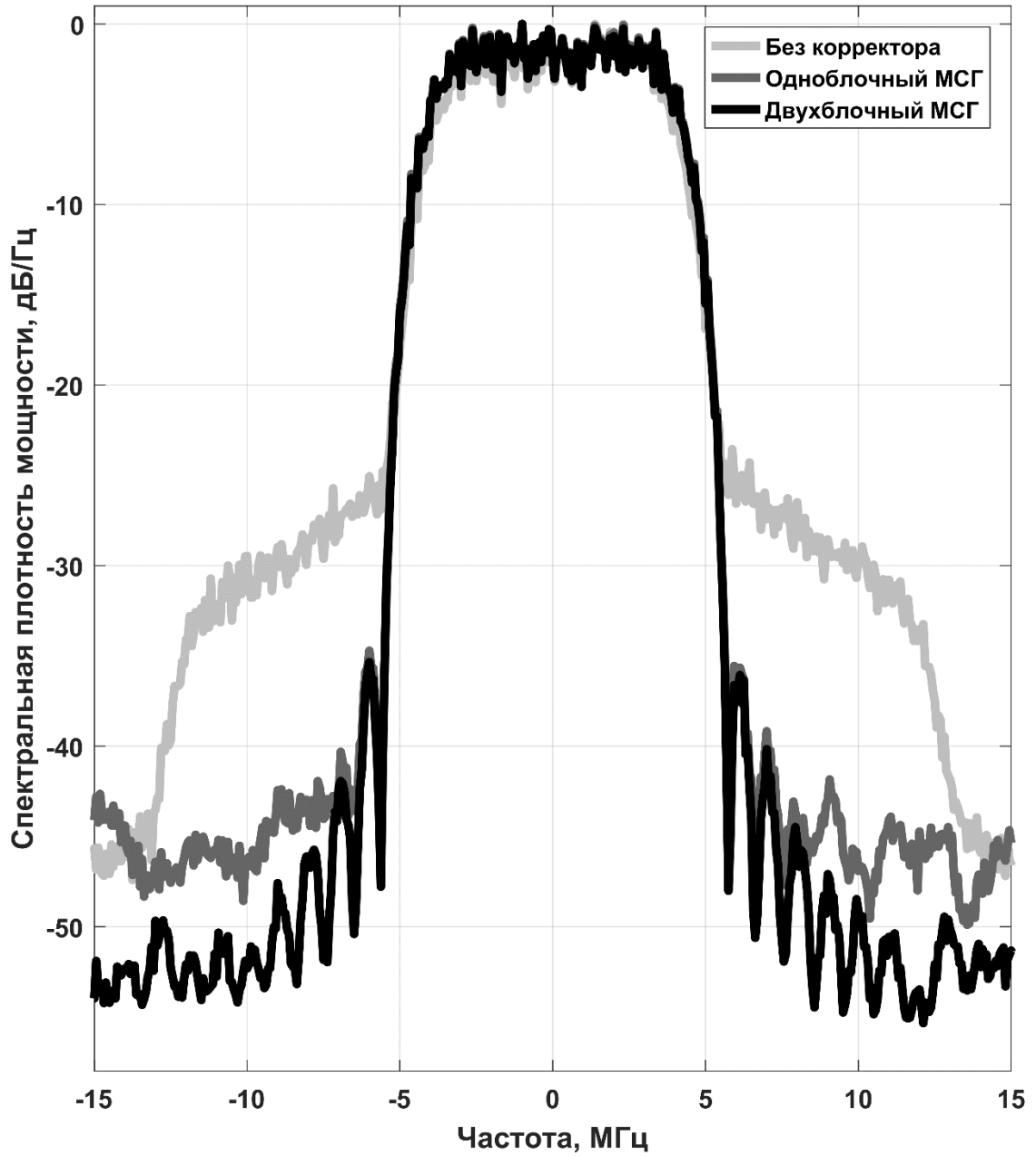


Рис. 3.12 Спектр выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

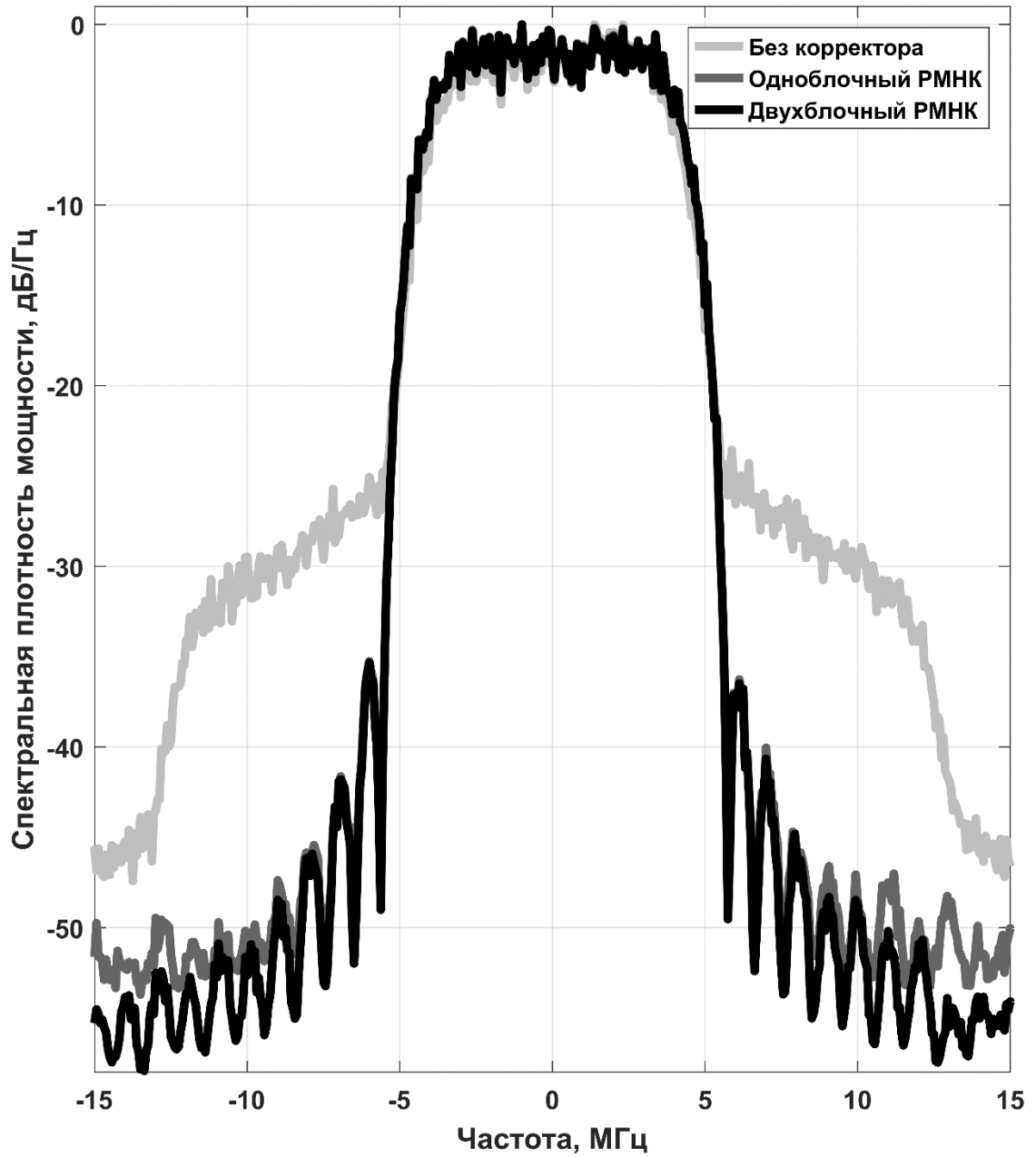


Рис. 3.13 Спектр выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

коэффициентов моделей корректоров. При этом начальные условия адаптивных алгоритмов были определены так: первый коэффициент параметров оптимизации принимался за единицу, остальные – нули. Второй этап повторял первый, однако вместо исходного сигнала в генератор загружались квадратуры с внесенными предсказаниями, рассчитанными на первом этапе.

Степень нелинейности во всех случаях выбиралась одинаковой $P = 7$. Глубина памяти одноблочных реализаций корректора составила $M = 5$. Для двухблочной реализаций: $M_1 = 3$, $M_2 = 4$. Совокупное число параметров различных реализаций корректоров определялось формулами (3.8 – 3.11). Длина обучающей выборки составляла 50000 отсчетов для МСГ алгоритма и 1000 отсчетов для РМНК алгоритма. Линейный коэффициент передачи системы обратного обучения G подбирался таким образом, чтобы ослабление сигнала в основной полосе не превышало 0.5 дБ.

Эксперимент проводился сериями для различных значений уровня входного сигнала радиотракта в диапазоне (-15...-20) дБВт. Под воздействием сигнала уровнем выше -15 дБВт усилитель мощности начинал проявлять сильные нелинейные свойства, вследствие чего результаты рассматриваемых корректоров становились в равной степени неудовлетворительными.

На рис. 3.15 – 3.16 приведены зависимости степени подавления внеполосного излучения в соседних каналах от уровня входного сигнала для различных реализаций цифрового корректора. Из полученных графиков видно, что двухблочные реализации корректоров позволяют добиться большей спектральной эффективности, чем одноблочные аналоги. При этом разница в подавлении внеполосного излучения между одноблочными и двухблочными прототипами проявляется тем сильнее, чем выше становился уровень входного воздействия. Общие результаты эксперимента для входного сигнала мощностью -15 дБВт приведены в таблице 3.2. На рис.3.17 представлены характеристики сигнала на выходе исследуемого радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ. На рис. 3.18 представлены

Таблица 3.2

Тип модели корректора	АСРР, дБ				N	EVM,%
	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Лев. доп. канал	Прав. доп. канал		
Исходный сигнал	-61.7	-68.1	-62.1	-68.3	-	0
Выход без корректора	-41	-61.67	-41.6	-62	-	3.85
Двухблочная (МСГ)	-54	-60.9	-52.9	-60.6	25	0.85
Одноблочная (МСГ)	-53.8	-61.1	-51.9	-59.5	35	0.87
Двухблочная (РМНК)	-58.5	-64	-57.5	-63.8	25	0.55
Одноблочная (РМНК)	-56.7	-59.9	-55.2	-61.4	35	0.61

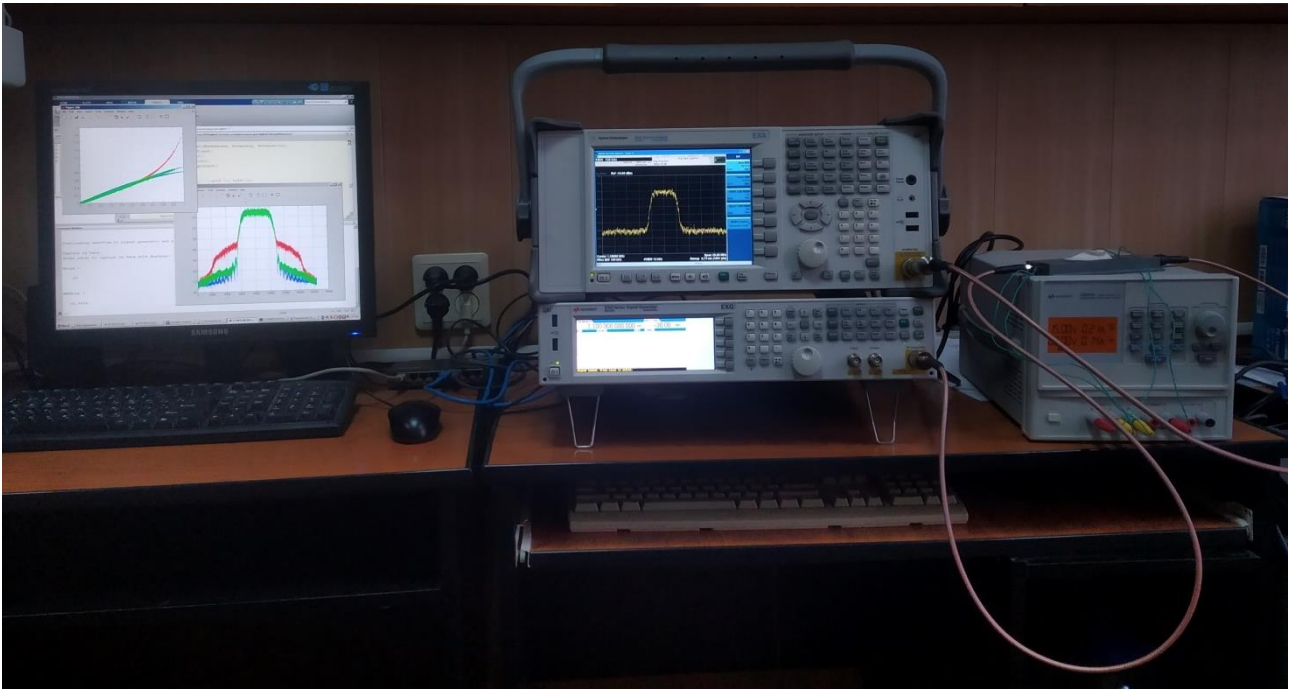


Рис. 3.14 Рабочее место проведения экспериментов

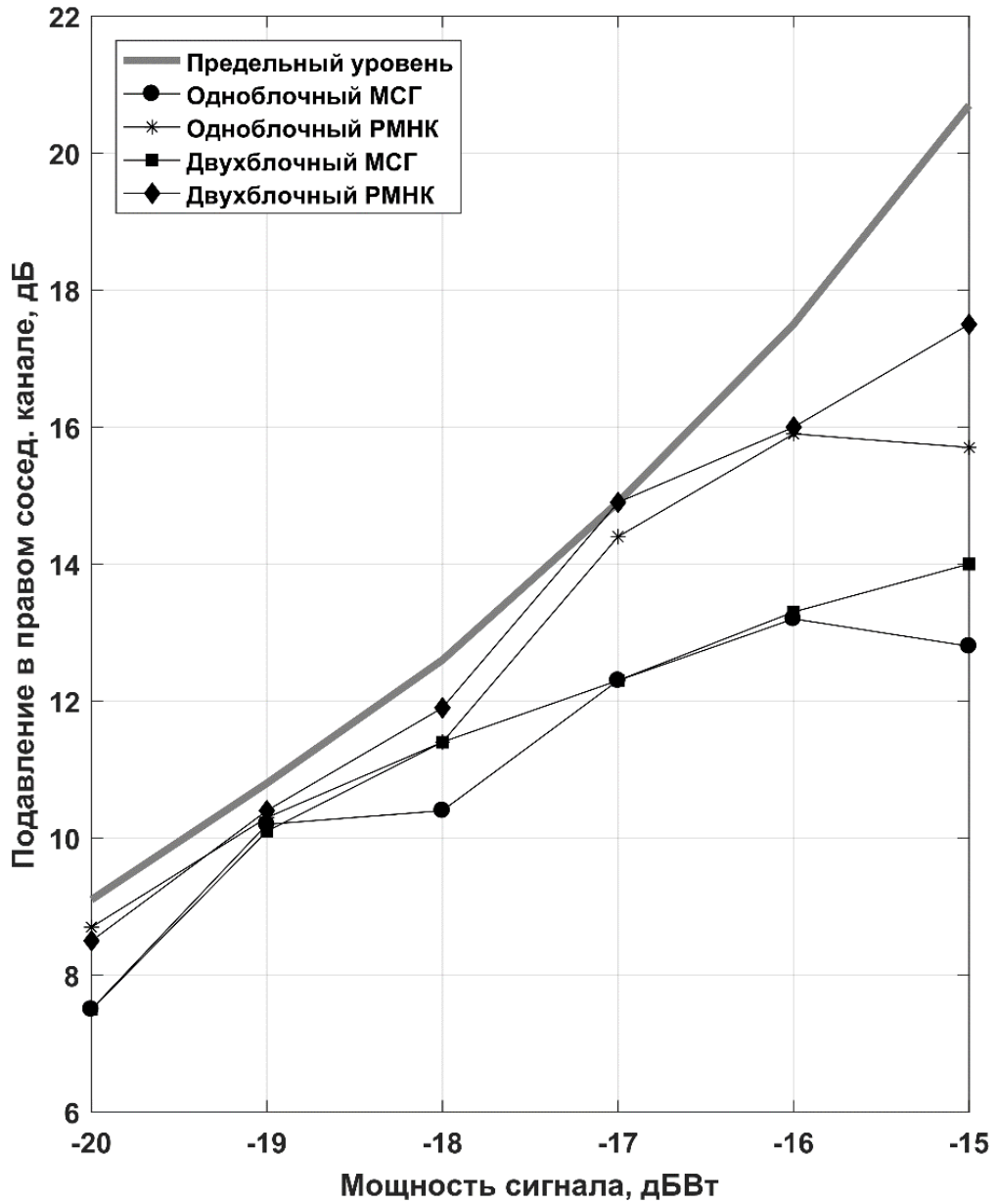


Рис. 3.15 Зависимость степени подавления внеполосного излучения в правом соседнем канале от уровня входного сигнала

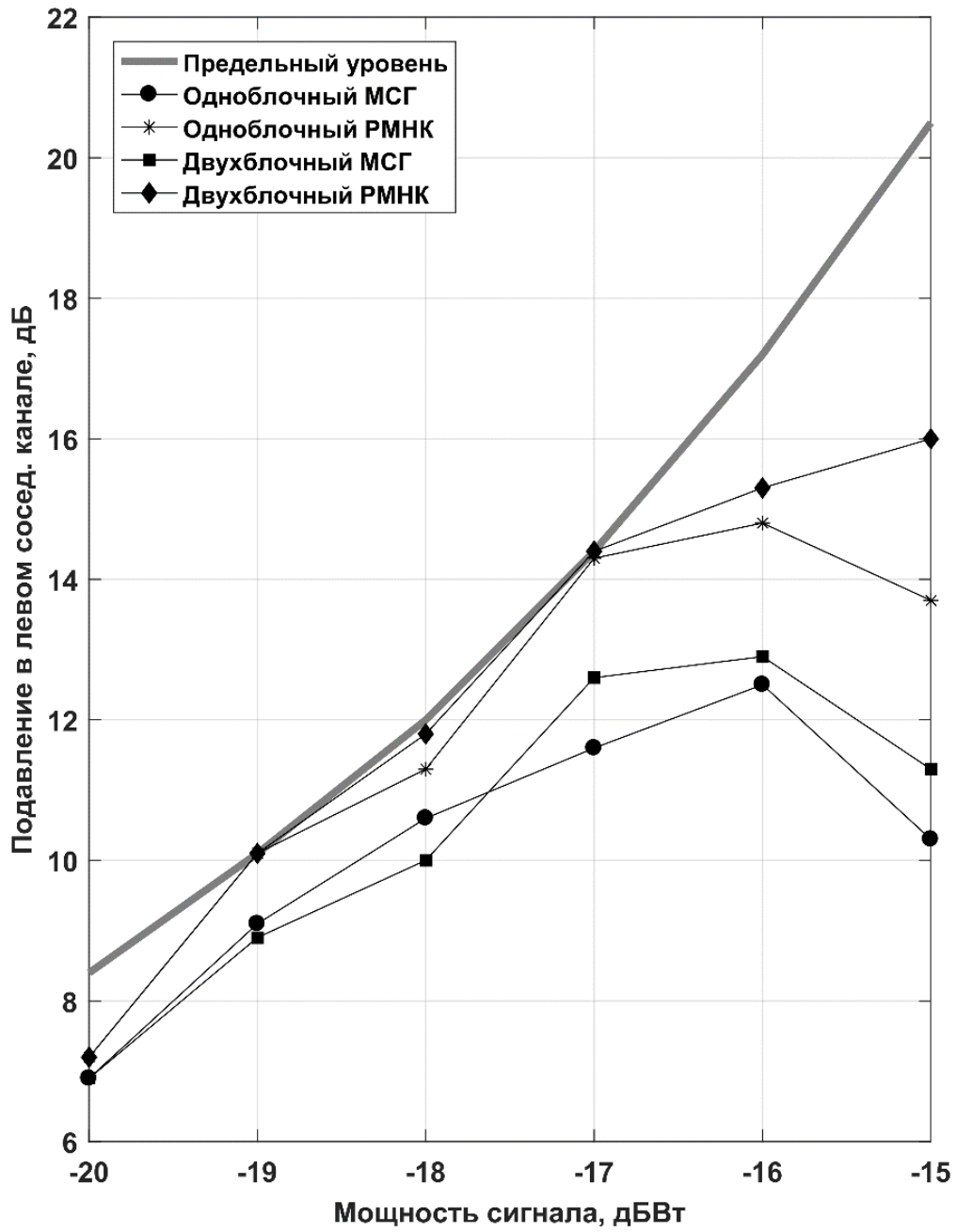


Рис. 3.16 Зависимость степени подавления внеполосного излучения в левом соседнем канале от уровня входного сигнала

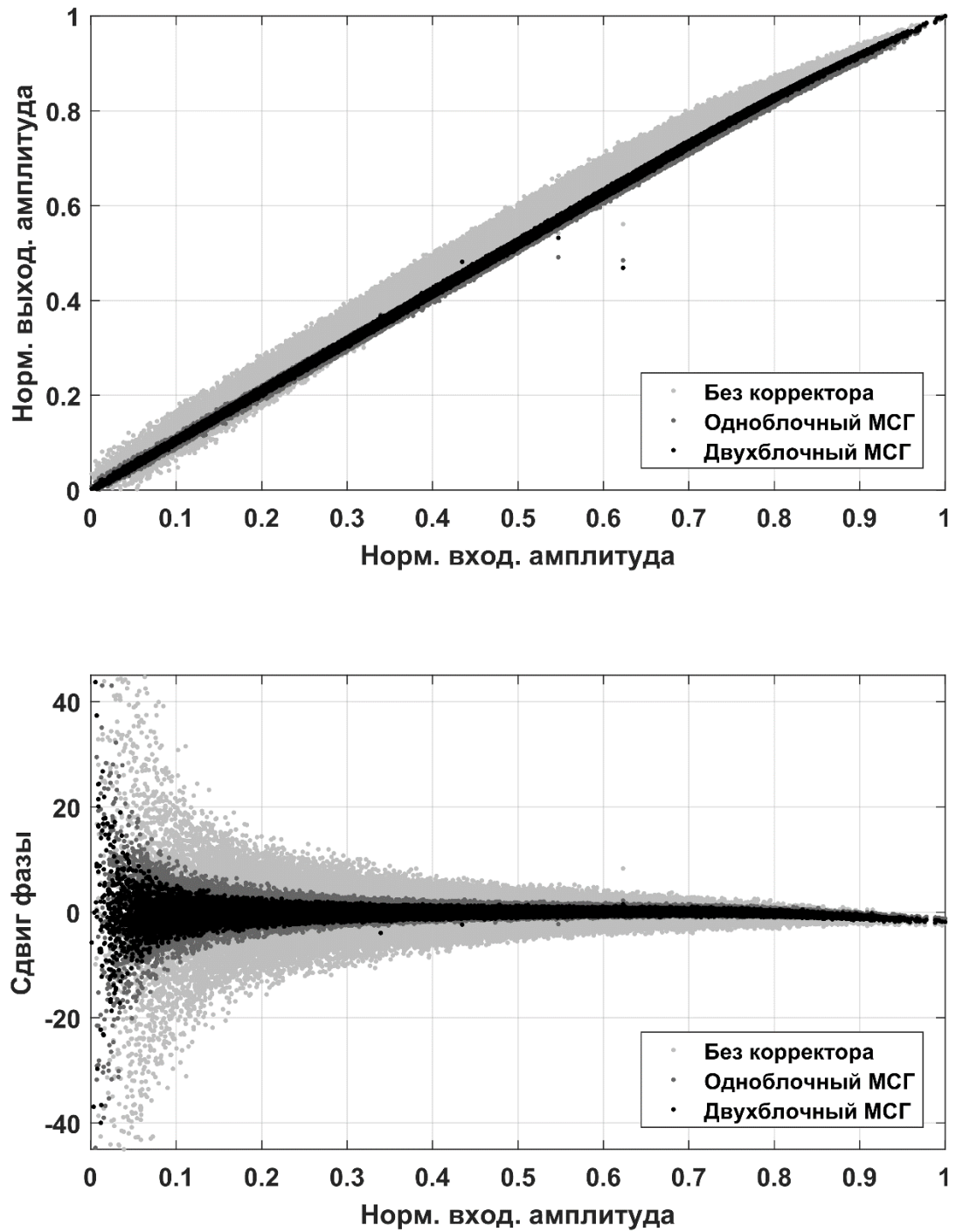


Рис. 3.17 Характеристики аналогового радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

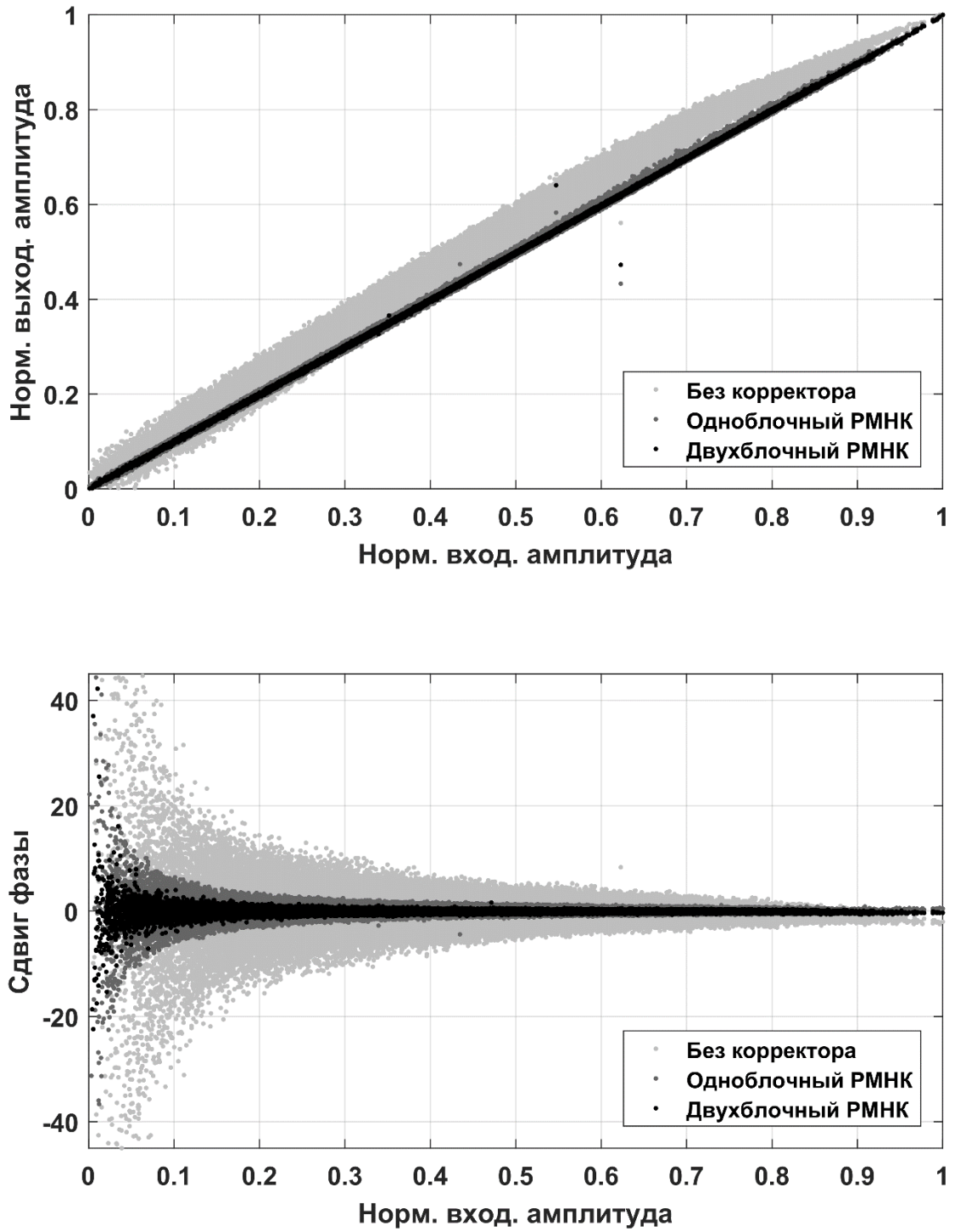


Рис. 3.18 Характеристики аналогового радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

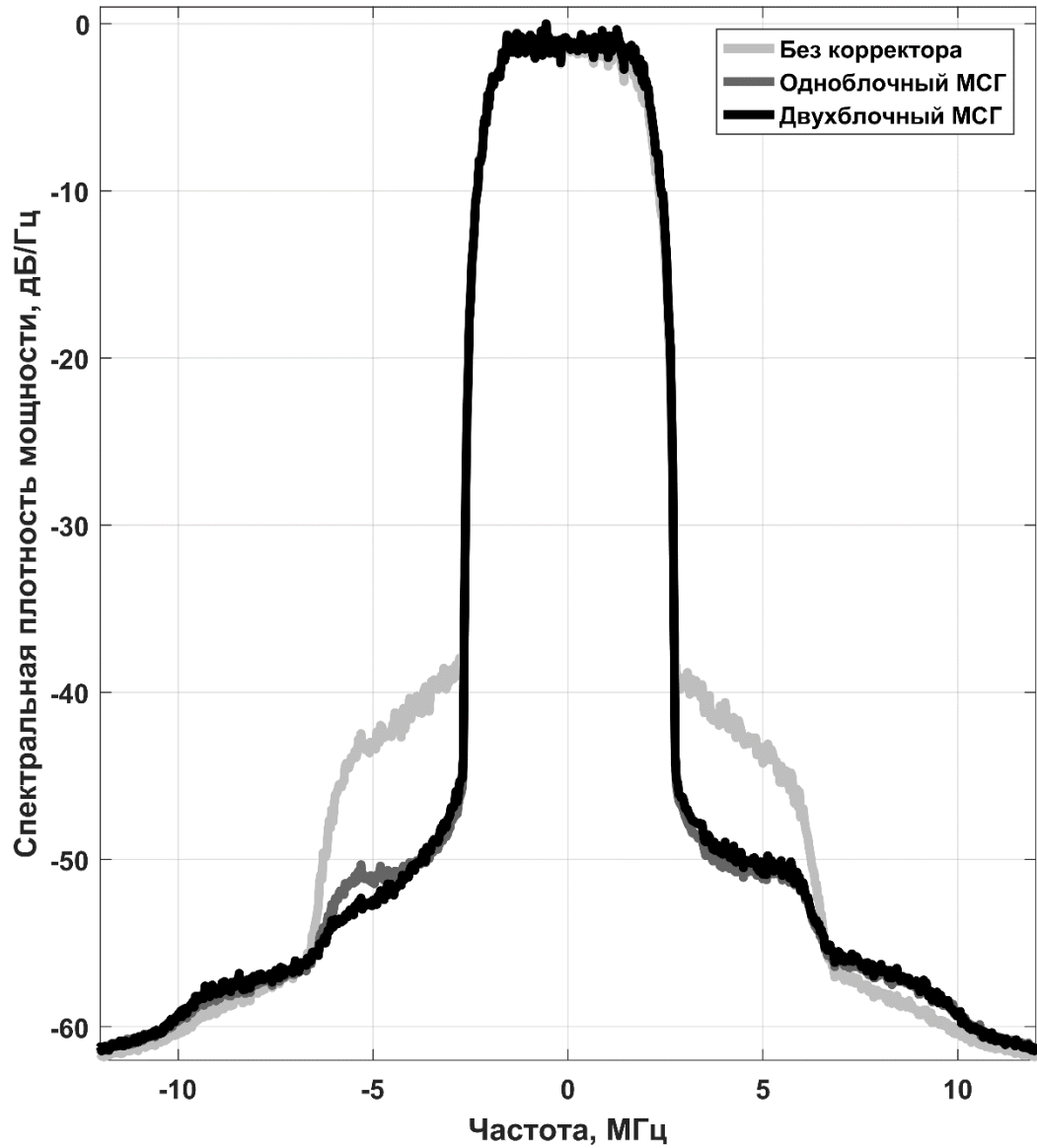


Рис. 3.19 Спектр выходного сигнала аналогового радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

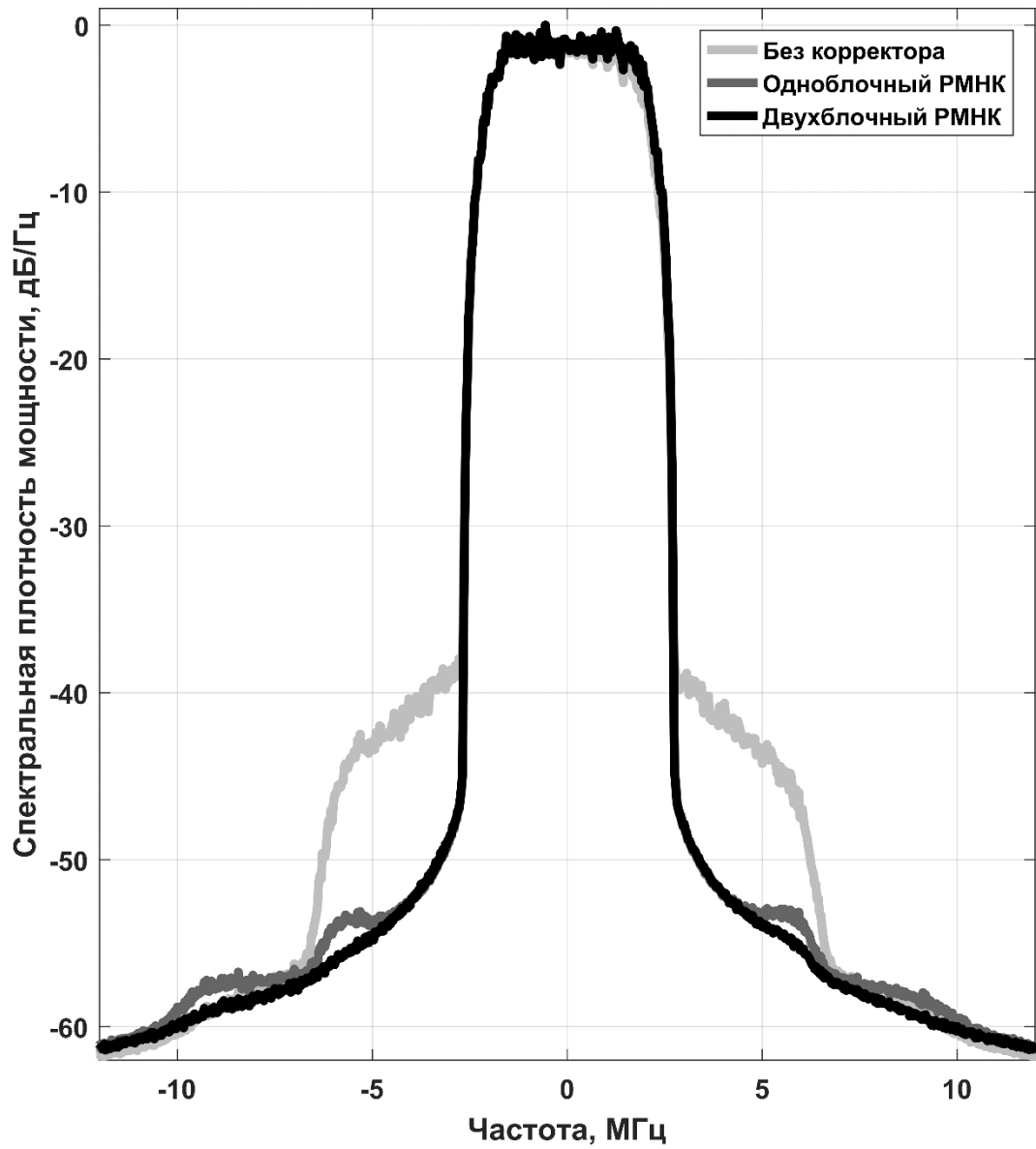


Рис. 3.20 Спектр выходного сигнала аналогового радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

характеристики сигнала на выходе радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК. На рис. 3.19 – 3.20 представлены спектры выходного сигнала радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритмов МСГ и РМНК.

Таким образом, результаты практического эксперимента подтверждают выводы, сформулированные на основе компьютерного моделирования в п. 3.3. Двухблочная реализация цифрового корректора позволяет за счет меньшего числа параметров обеспечить более качественные результаты линеаризации аналогового радиотракта.

Выводы к главе 3

1. Схема адаптивной цифровой линеаризации, основанная на использовании двухблочной структуры корректора, осуществляет более гибкий в отличие от одноблочного аналога подход к вопросам ввода и обновления параметров предискажений. Это связано с тем, что двухблочный цифровой корректор позволяет обеспечить своевременный адресный ввод предискажений сигнала, направленный на выравнивание характеристики именно той составной части радиотракта, которая того требует.

2. Для обеспечения адаптивного обновления параметров двухблочной системы линеаризации предложена двухблочная модель цифрового корректора, параметры которой могут быть идентифицированы с помощью итерационных методов многопараметрической оптимизации: метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов. Выведены соотношения для расчета параметров двухблочной модели цифрового корректора с помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов.

3. В результате компьютерного моделирования было показано, что двухблочная модель цифрового корректора за счет меньшего числа параметров

способна обеспечить более качественную процедуру линейаризации аналогового радиотракта в сравнении с одноблочным аналогом.

4. В результате практического эксперимента было установлено, что двухблочная реализация цифрового корректора обеспечивает подавление внеполосного излучения в соседнем канале выходного сигнала аналогового радиотракта на 2-3 дБ лучше, чем одноблочный аналог.

ГЛАВА 4. СОВМЕСТНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА И УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ДВУХБЛОЧНОГО ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА

В предыдущих главах была рассмотрена двухблочная модель нелинейно-динамической композитной системы, а также способы ее параметрической идентификации. Был предложен и экспериментально проверен способ применения такой модели в решении задачи построения цифрового корректора, реализующего ввод предсказаний, направленных на линеаризацию переходных характеристик аналогового радиотракта, состоящего из фильтрующей цепи и усилителя мощности. Было показано, что двухблочная реализация корректора системы адаптивной цифровой линеаризации аналогового радиотракта позволяет более эффективно в сравнении с одноблочным аналогом бороться с внеполосным излучением, снижая при этом количество используемых коэффициентов предсказаний.

Помимо линейных динамических свойств фильтрующей цепи, которые характеризуются инерционной задержкой передаваемого сигнала, в аналоговом радиотракте при определенных условиях могут также возникать линейные искажения, связанные с рассогласованием сигнальных квадратур [15, 14]. Источником искажений такого рода является аналоговый квадратурный модулятор в составе передающего тракта, а сами искажения принято называть квадратурным дисбалансом.

В настоящей главе будут рассмотрены способы структурной и параметрической идентификации модели цифрового компенсатора квадратурного дисбаланса. Будет предложена двухблочная модель цифрового корректора для совместной линеаризации аналогового радиотракта, который помимо нелинейно-динамических искажений усилителя мощности является также источником рассогласования сигнальных квадратур передаваемого сигнала.

4.1 Цифровая компенсация квадратурного дисбаланса

В главе 1 в качестве одного из возможных источников сигнальных искажений в передающем радиотракте приводился пример аналогового квадратурного модулятора, переходная характеристика которого способна вносить амплитудно-фазовое рассогласование – квадратурный дисбаланс – в квадратуры передаваемого сигнала. Характерной особенностью дисбаланса квадратур является расщепление амплитудной характеристики квадратурного модулятора на две разнесенные составляющие. Подобная деформация передаточной характеристики приводит к смещению сигнального созвездия и, как итог, снижению достоверности передачи данных системы беспроводной связи.

Таким образом, вопрос минимизации сигнальных искажений, проявляющихся вследствие дисбаланса квадратур аналогового модулятора становится важной частью общей задачи линеаризации аналогового радиотракта [36, 82, 47, 83]. Одним из способов компенсации дисбаланса квадратур является метод ввода цифровых предискажений [84, 27, 85].

4.1.1 Построение модели цифрового корректора квадратурного дисбаланса

Рассмотрим модель аналогового квадратурного модулятора, предложенную в главе 1 [86]. Такая модель описывает влияние тока смещения, а также благодаря структурному включению дополнительного комплексно-сопряженного канала позволяет учитывать эффект амплитудно-фазового рассогласования квадратур передаваемого сигнала. Соотношение входного x и выходного y сигналов для такой модели принимает вид:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} a(m)x(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} b(m)x^*(n-m) + c, \quad (4.1)$$

где параметры $\{a_M, b_M, c\}$ являются коэффициентами модели, M – глубина памяти канала.

Заметим, что линейность уравнения (4.1) относительно параметров $\{a_M, b_M, c\}$ оставляет возможность построения обратной модели. В силу того, что метод ввода цифровых предсказаний основан как раз на использовании обратной модели линеаризуемой системы, обратная модель (4.1) сможет послужить естественной основой для синтеза цифрового корректора, осуществляющего компенсацию дисбаланса квадратур аналогового квадратурного модулятора (рис. 4.1).

Идентификация параметров модели (4.1) может быть проведена с помощью итерационных алгоритмов адаптивной фильтрации, подробно рассмотренных в предыдущих главах. В основе алгоритмов МСГ и РМНК лежит минимизация целевой функции, которая однозначно определяется сигналом ошибки $e(n)$, являющимся разницей между опорным и выходным сигналами модели [87]. В нашем случае, для параметрической идентификации прямой модели квадратурного дисбаланса в качестве опорного сигнала выступит сигнал на выходе реального квадратурного модулятора, а для обратной модели – сигнал на его входе. Аналогично, входным сигналом $x(n)$ модели (4.1) для прямой модели выступит входной сигнал реального устройства, а для обратной модели – сигнал на его выходе [88].

Так, итерационное обновление параметров модели (4.1), основанное на методе стохастического градиента, имеет вид:

$$\begin{cases} \mathbf{a}' = \mathbf{a} - \mu_a e(n) \sum_{m=0}^{M-1} x^*(n-m), \\ \mathbf{b}' = \mathbf{b} - \mu_b e(n) \sum_{m=0}^{M-1} x(n-m), \\ c' = c - \mu_c e(n), \end{cases} \quad (4.2)$$

где μ_a, μ_b, μ_c константы МСГ, характеризующие шаг сходимости алгоритма.

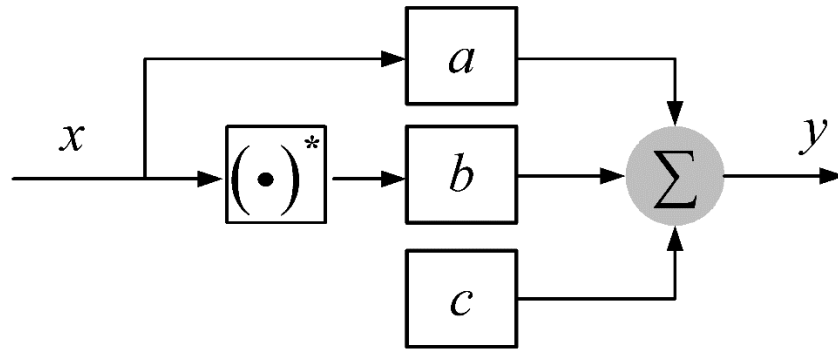


Рис. 4.1 Модель квадратурного дисбаланса

Для решения задачи параметрической идентификации рекурсивным методом наименьших квадратов объединим коэффициенты модели в общий вектор \mathbf{d} :

$$\mathbf{d}_{\tilde{M}} = \{ \mathbf{a}(0) \dots \mathbf{a}(M-1) \ \mathbf{b}(0) \dots \mathbf{b}(M-1) \ c \}, \quad (4.3)$$

длина которого определяется выражением:

$$\tilde{M} = 2M + 1 \quad (4.4)$$

Тогда соотношения для итерационного расчёта коэффициентов согласно рекурсивному методу наименьших квадратов [58] принимают вид:

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{\tilde{M}} = [x^*(n) \dots x^*(n-M) \ x(n) \dots x(n-M) \ 1] \\ \mathbf{g}_{\tilde{M}} = \frac{\mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(n-1) \mathbf{L}_{\tilde{M}}}{\lambda + \mathbf{L}_{\tilde{M}} \mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(n-1) \mathbf{L}_{\tilde{M}}^H} \\ \mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(n-1) - \mathbf{g}_{\tilde{M}} \mathbf{L}_{\tilde{M}}^H \mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(n-1) \right) \\ \mathbf{d}_{\tilde{M}}(n) = \mathbf{d}_{\tilde{M}}(n-1) + e(n) \mathbf{g}_{\tilde{M}} \end{cases} \quad (4.4)$$

где λ – параметр экспоненциального взвешивания, $\mathbf{g}_{\tilde{M}}$ – вектор коэффициентов Калмана, $(\cdot)^H$ – оператор эрмитова сопряжения. При этом инициализация обратной корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}$ определяется параметром начальной регуляризации δ^2 :

$$\mathbf{R}_{\tilde{M}}^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}_{\tilde{M}} \quad (4.5)$$

Параметр регуляризации δ^2 зависит от дисперсии входного воздействия σ_x^2 и подбирается исходя из условия (2.39).

4.1.2 Моделирование системы цифровой коррекции квадратурного дисбаланса

Для построения прямой и обратной моделей квадратурного дисбаланса воспользуемся отсчетами сигнала, измеренного с помощью векторного анализатора на выходе реального аналогового квадратурного модулятора. В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией QAM64. Полоса тестового сигнала составляла 30 МГц, частота дискретизации 480 МГц. Такие параметры сигнала выбирались исходя из того, что проявление рассогласования квадратур в аналоговом модуляторе тем сильнее, чем шире полоса сигнала. Параметрическая идентификация прямой и обратной моделей проводилась в среде Matlab.

Для начала с помощью уравнений (4.2) – (4.4) строилась прямая модель квадратурного модулятора. Исходный сигнал подавался на вход модели (4.1), а опорным сигналом выступил измеренный сигнал на выходе модулятора. Параметр M подбирался из условия минимизации критерия NMSE и составил 3. Общие результаты моделирования приведены в таблице 4.1. Из полученных результатов видно, что поведенческая модель квадратурного модулятора, описываемая уравнением (4.1), позволяет достаточно точно воспроизводить эффект рассогласования квадратур реального аналогового модулятора.

Далее, с помощью уравнений (4.2) – (4.4) строилась обратная модель модулятора, причем на этот раз в качестве входного сигнала модели использовался измеренный выходной сигнал исследуемого модулятора, а опорным сигналом выступал исходный сигнал. Глубина памяти канала M аналогично составила 3. После этого выходной сигнал обратной модели пропусклся через исследуемый квадратурный модулятор. Тем самым реализовывалась система компенсации квадратурного дисбаланса, основанная на цифровом предискажении исходного сигнала. Общие результаты компенсации рассогласования квадратур в аналоговом модуляторе приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.1

Алгоритм идентификации	АСЕPR, дБ				NMSE, дБ
	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Лев. доп. канал	Прав. доп. канал	
МСГ	-55.9	-56.5	-61.3	-61	-38
PMHK	-54.6	-55.5	-61.3	-61	-52

Таблица 4.2

Тип корректора	EVM, %
Без корректора	28.8
МСГ	1.44
PMHK	0.02

На рис. 4.2 представлены амплитудная и амплитудно-фазовая передаточные характеристики квадратурного модулятора до и после введения предуслаживаний. На рис. 4.3 приведены сигнальные созвездия на выходе исследуемого модулятора до и после ввода предуслаживаний. Из полученных результатов видно, что модель (4.1) позволяет синтезировать качественный и простой цифровой корректор квадратурного дисбаланса, способный компенсировать деформацию сигнального созвездия и снизить параметр EVM с 28.8% до 1.4% (МСГ) и 0.02% (РМНК) в зависимости от алгоритма оптимизации.

4.2 Совместная линейаризация квадратурного дисбаланса и усилителя мощности

Выше была предложена эффективная схема компенсации квадратурного дисбаланса, использующая коэффициенты обратной модели квадратурного модулятора в качестве параметров метода ввода цифровых предуслаживаний. Однако, как было показано в предыдущих главах, аналоговый квадратурный модулятор является не единственным источником сигнальных искажений в аналоговом тракте передачи данных.

Возвращаясь к вопросу линейаризации переходных характеристик аналогового радиотракта, мы подошли к задаче построения такого цифрового корректора, который потенциально способен, с одной стороны, осуществить выравнивание нелинейно-динамических искажений усилителя мощности, и нивелировать рассогласование квадратур передаваемого сигнала – с другой. Таким образом, дальнейшей целью работы становится реализация системы совместной линейаризации для квадратурного модулятора и усилителя мощности в составе передающего радиотракта.

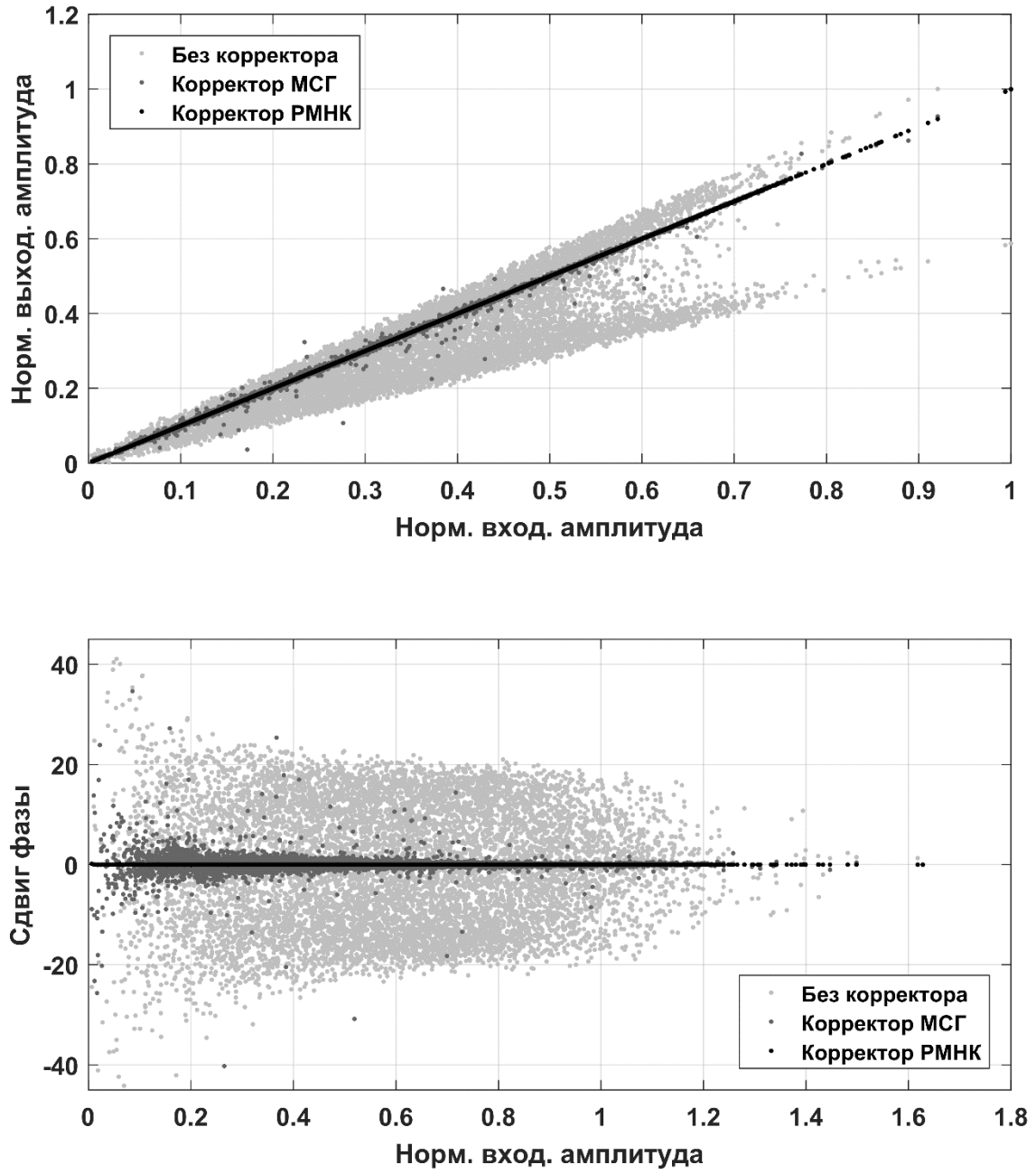


Рис. 4.2 Характеристики модели квадратурного модулятора до и после ввода предсказаний

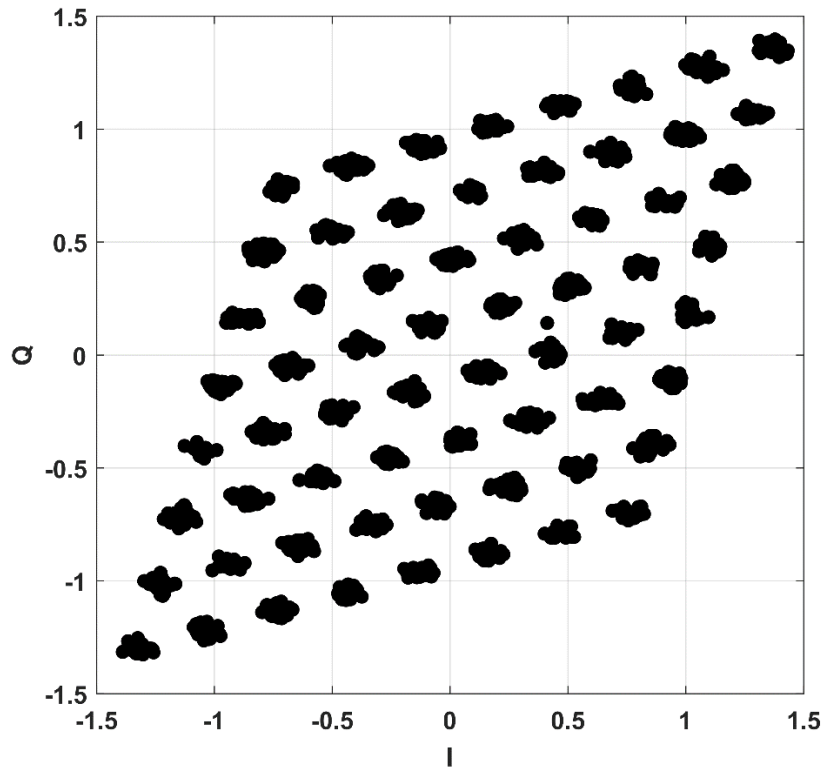


Рис. 4.3 Сигнальное созвездие на выходе квадратурного модулятора до ввода
предыскажений

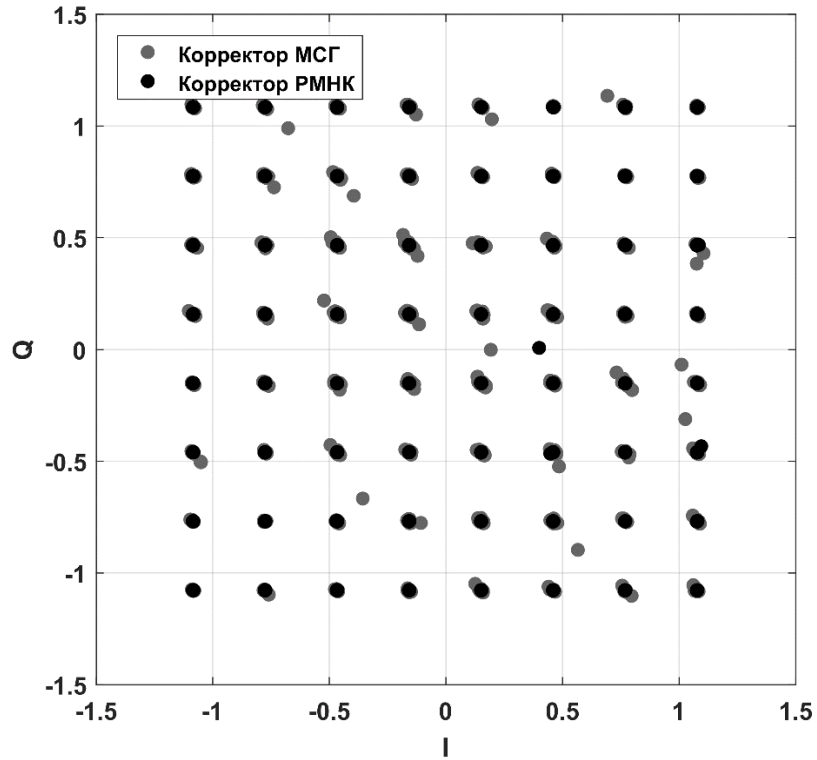


Рис. 4.4 Сигнальное созвездие на выходе квадратурного модулятора после ввода
предыскажений

4.2.1 Применение одноблочного корректора для линеаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности

Рассмотрим двухблочную структуру аналогового радиотракта, первым блоком которого выступает аналоговый квадратурный модулятор, а вторым блоком – усилитель мощности (рис. 4.5). Для поведенческого описания модулятора воспользуемся моделью вида:

$$\varphi(x(n)) = \sum_{m=0}^{M-1} b(m)x(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} b(M+m)x^*(n-m), \quad (4.6)$$

где $x(n)$ – отсчеты сигнала на входе квадратурного модулятора, $\mathbf{b}_{\tilde{M}}$ – вектор коэффициентов модели длиной $\tilde{M} = 2M$; M – глубина памяти модели.

Будем полагать, что инерционные свойства усилителя мощности незначительны, тогда математическое описание его нелинейной характеристики $f(\cdot)$ можно представить в виде полиномиальной модели без памяти [9]:

$$f(x(n)) = \sum_{p=1}^P d(p)x(n)|x(n)|^{2p-1}, \quad (4.7)$$

где $x(n)$ – отсчеты сигнала на входе усилителя мощности, \mathbf{d}_p – вектор коэффициентов модели, P – степень нелинейности модели.

В работе [54] для линеаризации такого тракта была предложена одноблочная модель цифрового корректора (рис. 4.6), сигнал на выходе которой (без учета тока смещения) записывается в следующем виде:

$$z(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=1}^P \left(c(m,p)x(n-m) + c(M+m,p)x^*(n-m) \right) |x(n-m)|^{2p-1} \quad (4.8)$$

где \mathbf{c} – вектор коэффициентов модели корректора длиной $\tilde{M}P$. Одноблочный корректор синтезирует совместную обратную характеристику для квадратурного модулятора и усилителя мощности с помощью свертки $\bar{f} \times \bar{\varphi}(x(n))$, где $\bar{f}(\cdot)$ и

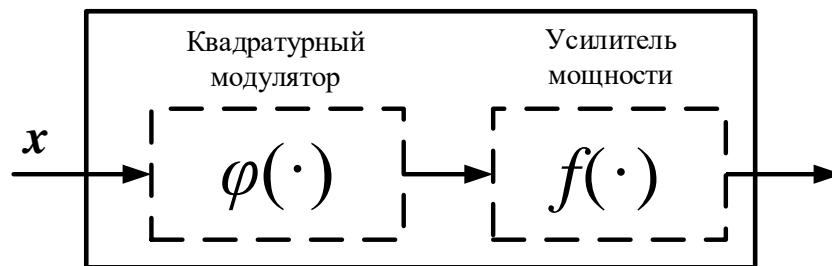


Рис. 4.5 Модель радиотракта, состоящего из квадратурного модулятора и усилителя мощности

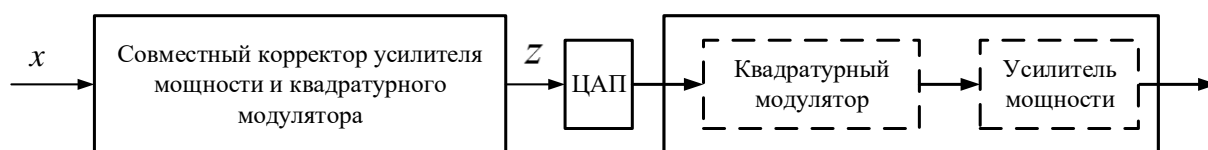


Рис. 4.6 Одноблочный корректор для совместной линеаризации модулятора и усилителя мощности

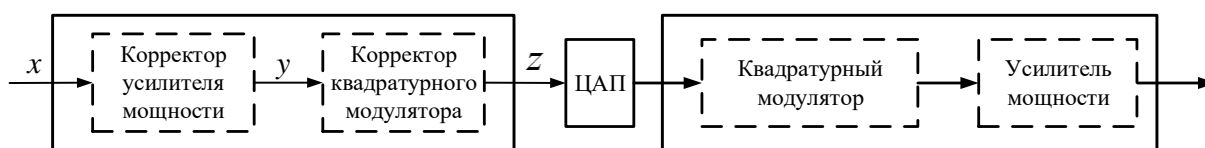


Рис. 4.7 Двухблочный корректор для совместной линеаризации модулятора и усилителя мощности

$\bar{\varphi}(\cdot)$ – обратные функции для $f(\cdot)$ и $\varphi(\cdot)$ соответственно. Результатом подобного обобщения нелинейных и динамических свойств аналогового радиотракта становятся, с одной стороны, удобство расчета коэффициентов модели (единый вектор параметров предсказаний), и рост совокупного числа параметров предсказаний – с другой.

4.2.2 Двухблочная структура цифрового корректора для линейаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности

Перейдем к рассмотрению двухблочной модели цифрового корректора для аналогового радиотракта, состоящего из квадратурного модулятора и усилителя мощности [89]. Для описания рассогласования сигнальных квадратур будем использовать поведенческую модель квадратурного дисбаланса (4.6). В качестве поведенческой нелинейно-динамической модели будем использовать полиномиальную модель (4.7). Первый блок предлагаемого двухблочного корректора предназначен для синтеза обратной переходной характеристики усилителя мощности, а второй блок – для синтеза обратной переходной характеристики квадратурного модулятора. На рис. 4.7 приведена схема включения предлагаемого корректора. В соответствии с предлагаемой схемой включения сигнал на выходе двухблочного корректора имеет вид:

$$z(n) = \sum_{m=0}^{M-1} b(m)y(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} b(M+m)y^*(n-m), \quad (4.10)$$

где M – глубина памяти каналов модели модулятора; $\mathbf{b}_{\tilde{M}}$ – вектор коэффициентов модели длиной $\tilde{M} = 2M$. Сигнал y является промежуточным сигналом двухблочного корректора и определяется выражением:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P a(p)x(n)|x(n)|^{2p-1}, \quad (4.10)$$

где $x(n)$ – входной сигнал, P – степень нелинейности. Коэффициенты $\{a, b\}$ – параметры двухблочного корректора для совместной линейризации усилителя мощности и квадратурного модулятора.

Совокупное число параметров двухблочного корректора составляет

$$N_{\text{дв}} = \tilde{M} + P, \quad (4.11)$$

в то время как для одноблочного варианта имеем

$$N_{\text{од}} = \tilde{M}P \quad (4.12)$$

Таким образом, в силу замены операции свертки на операцию сложения с ростом степени нелинейности P и/или динамики M рассматриваемых моделей разница числа параметров одноблочной и двухблочной структур будет расти в пользу второй.

Стоит отметить, что предлагаемая модель позволяет осуществить более гибкий подход к практической реализации адаптивного обновления параметров предсказаний. В процессе работы аналоговые части радиотракта по-разному реагируют на изменение внешних и внутренних факторов системы, к которым можно отнести колебание температуры или смену рабочей частоты. Если, к примеру, с ростом температуры скорость изменения характеристики усилителя мощности оказывается существенно быстрее скорости изменения свойств квадратурного модулятора, то двухблочная модель корректора позволяет адаптивно подстраивать только коэффициенты корректора усилителя мощности при фиксированных параметрах корректора модулятора. Это ведет к снижению вычислительной нагрузки на решающее устройство, реализующее алгоритмы оптимизации искомых параметров предсказаний.

4.3 Построение двухблочной модели цифрового корректора для линеаризации квадратурного дисбаланса и усилителя мощности

Перейдем к задаче параметрической идентификации предложенной двухблочной модели цифрового корректора аналогового радиотракта с выраженным дисбалансом квадратур. Для этого воспользуемся итерационными алгоритмами из теории адаптивной фильтрации сигналов, подробно рассмотренными в главе 2.

4.3.1 Способы идентификации параметров двухблочной модели совместного корректора усилителя и квадратурного модулятора

Для расчета параметров предлагаемой двухблочной модели корректора воспользуемся обратным методом обучения [32], подразумевающий построение обратной модели объекта линеаризации (рис. 4.8). Сигнал ошибки e при такой реализации схемы адаптивной линеаризации аналогового радиотракта принимает вид:

$$e(n) = x(n) - \sum_{m=0}^{M-1} b(m) \sum_{p=1}^P a(p) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} - \sum_{m=0}^{M-1} b(M+m) \sum_{p=1}^P a^*(p) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, \quad (4.13)$$

где x и \tilde{z} – отсчёты сигнала на входе и выходе аналогового тракта.

Итерационное обновление параметров двухблочной модели цифрового корректора, основанное на методе стохастического градиента, имеет вид:

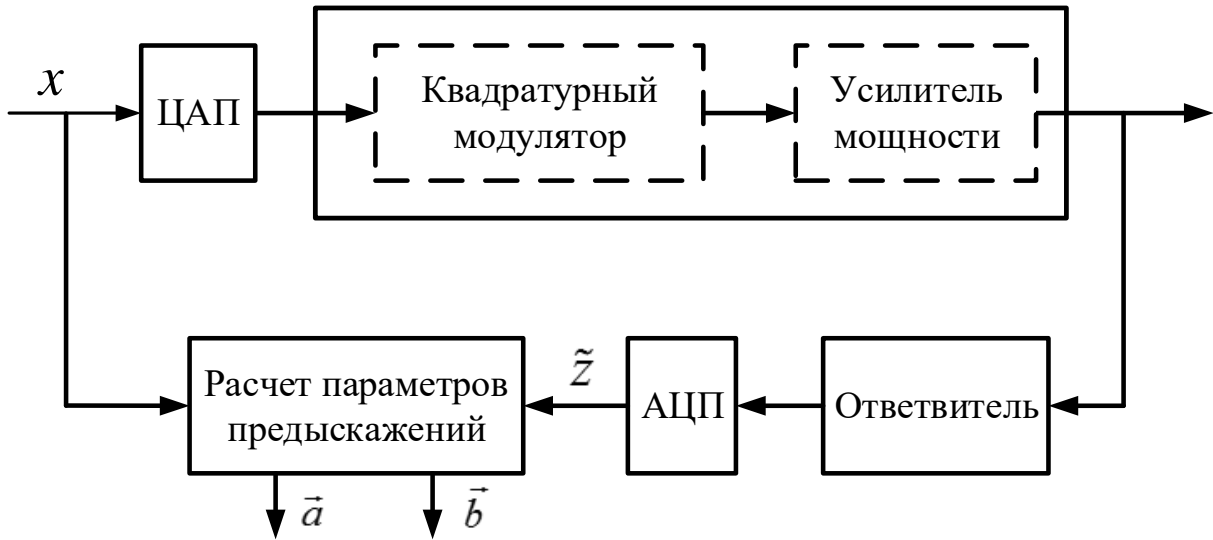


Рис. 4.8 Блок-схема параметрической идентификации коэффициентов двухблочного корректора

$$\left\{ \begin{array}{l} a'(p) = a(p) - \mu_a e(n) \sum_{m=0}^{M-1} b^*(m) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, p = 1 \dots P \\ b'(m) = b(m) - \mu_b e(n) \sum_{p=1}^P a^*(p,0) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, m = 0 \dots M-1 \\ b'(M+m) = b(M+m) - \mu_b e(n) \sum_{p=1}^P a(p,0) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \end{array} \right. \quad (4.14)$$

где μ_a, μ_b – константы метода стохастического градиента.

Соотношения для итерационного расчёта коэффициентов первого и второго блоков предлагаемого корректора в соответствии с рекурсивным методом наименьших квадратов принимают вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a(p) = \sum_{m=0}^{M-1} b^*(m) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ \mathbf{g}_a = \frac{\mathbf{R}_a^{-1} L_a}{\lambda + L_a \mathbf{R}_a^{-1} L_a^H} \\ (\mathbf{R}_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_a^{-1} - \mathbf{g}_a L_a^H \mathbf{R}_a^{-1}), \\ \mathbf{a}'(p) = \mathbf{a}(p) + e(n) \mathbf{g}_a(p), p = 1 \dots P \end{array} \right. \quad (4.15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_b(m) = \sum_{p=1}^P a^*(p,0) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ L_b(M+m) = \sum_{p=1}^P a(p,0) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ \mathbf{g}_b = \frac{\mathbf{R}_b^{-1} L_b}{\lambda + L_b \mathbf{R}_b^{-1} L_b^H} \\ (\mathbf{R}_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_b^{-1} - \mathbf{g}_b L_b^H \mathbf{R}_b^{-1}) \\ \mathbf{b}'(m) = \mathbf{b}(m) + e(n) \mathbf{g}_b(m), m = 0 \dots M-1 \end{array} \right. \quad (4.16)$$

где $\mathbf{g}_a, \mathbf{g}_b$ – векторы коэффициентов Калмана алгоритма РМНК.

4.3.2 Компьютерное моделирование работы двухблочного корректора аналогового радиотракта с учетом дисбаланса квадратур

Моделирование работы системы цифровой коррекции проводилось с помощью компьютерного эксперимента в среде программирования MatLab. Эксперимент сводился к проверке эффективности предложенных алгоритмов при решении задачи цифровой линеаризации двухблочной модели аналогового радиотракта. Тестовый сигнал с полосой 4 МГц и модуляцией QAM64 был последовательно пропущен через модель квадратурного дисбаланса, синтезированную согласно п. 4.2.1, и модель усилителя мощности, которая описывалась переходной характеристикой вида:

$$w(x(n)) = ((8 - 4.6i) \operatorname{atan}(2.27 |x(n)| + (12.04i - 3.77) \operatorname{atan}(0.82 |x(n)|)) \exp(i \angle x(n)).$$

Далее, пользуясь методом стохастического градиента (4.14) и рекурсивным методом наименьших квадратов (4.15 – 4.16), были синтезированы двухблочные модели цифровых корректоров. Затем на базе тех же оптимизационных алгоритмов строились одноблочные модели корректоров. Модели РМНК-корректоров рассчитывались на короткой выборке в 10000 отсчетов. Для МСГ-корректоров выборка обучающая выборка составляла 30000 отсчетов. Верификация цифровой системы линеаризации проводилась на модели радиотракта с учетом рассчитанных на первом этапе эксперимента параметров предсказаний на длинной выборке 40000 отсчетов.

Вначале, определялось оптимальное значение числа коэффициентов моделей по минимальному значению параметра EVM . При этом параметры МСГ для двухблочного корректора $\mu_a = 0.05, \mu_b = 0.02$; для одноблочного – $\mu = 0.08$. Параметр РМНК для двухблочного и одноблочного корректоров $\lambda = 0.999$. Линейный коэффициент передачи системы обратного обучения $G = 1.69$. Степень нелинейности во всех случаях выбиралась одинаковой – $P = 5$, глубина памяти

Таблица 4.3

Тип модели корректора	АСРР, дБ				N	EVM,%
	Соседний канал		Дополнительный канал			
	левый	правый	левый	правый		
Без корректора	-32	-32.1	-53	-54	–	13
Двухблочная (МСГ)	-52.35	-52.6	-61	-61.5	11	0.9
Одноблочная (МСГ)	-53.3	-54	-62.6	-63.1	30	0.8
Двухблочная (РМНК)	-55.8	-56	-62.3	-63.2	11	0.53
Одноблочная (РМНК)	-55.2	-56.3	-61.9	-62.4	30	0.62

$M = 3$. Совокупное число параметров различных реализаций корректоров определялось формулами (4.11 – 4.12).

После минимизации *EVM* анализировались другие критерии оценки линейаризации. Сводные результаты работы цифровых корректоров представлены в таблице 4.3. Видно, что использование двухблочной модели цифрового корректора делает возможным меньшим числом коэффициентов (11 против 30) достичь сопоставимых одноблочной модели результатов цифровой коррекции как во временной, так и в частотной области вне зависимости от выбранного алгоритма оптимизации.

На рис.4.9 представлены характеристики сигнала на выходе модели радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ. На рис. 4.10 представлены характеристики сигнала на выходе модели радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК. На рис. 4.11 – 4.12 представлены спектры выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предискажений, рассчитанных с помощью алгоритмов МСГ и РМНК.

4.4 Практическая линейаризация аналогового тракта с выраженным дисбалансом квадратур с помощью двухблочного цифрового корректора

Для проверки результатов компьютерного моделирования была проведена практическая линейаризация передающего тракта, работающего на частоте 3 ГГц. В качестве источника сигнала использовался векторный генератор Rohde&Schwarz серии SMJ с встроенной функцией управления дисбалансом квадратур [64]. В качестве ответвителя и петли обратной связи использовался анализатор спектра Rohde&Schwarz серии FSW [66]. Квадратурный дисбаланс (10 градусов разности фаз и 1 дБм рассогласования) задавался внутри передатчика

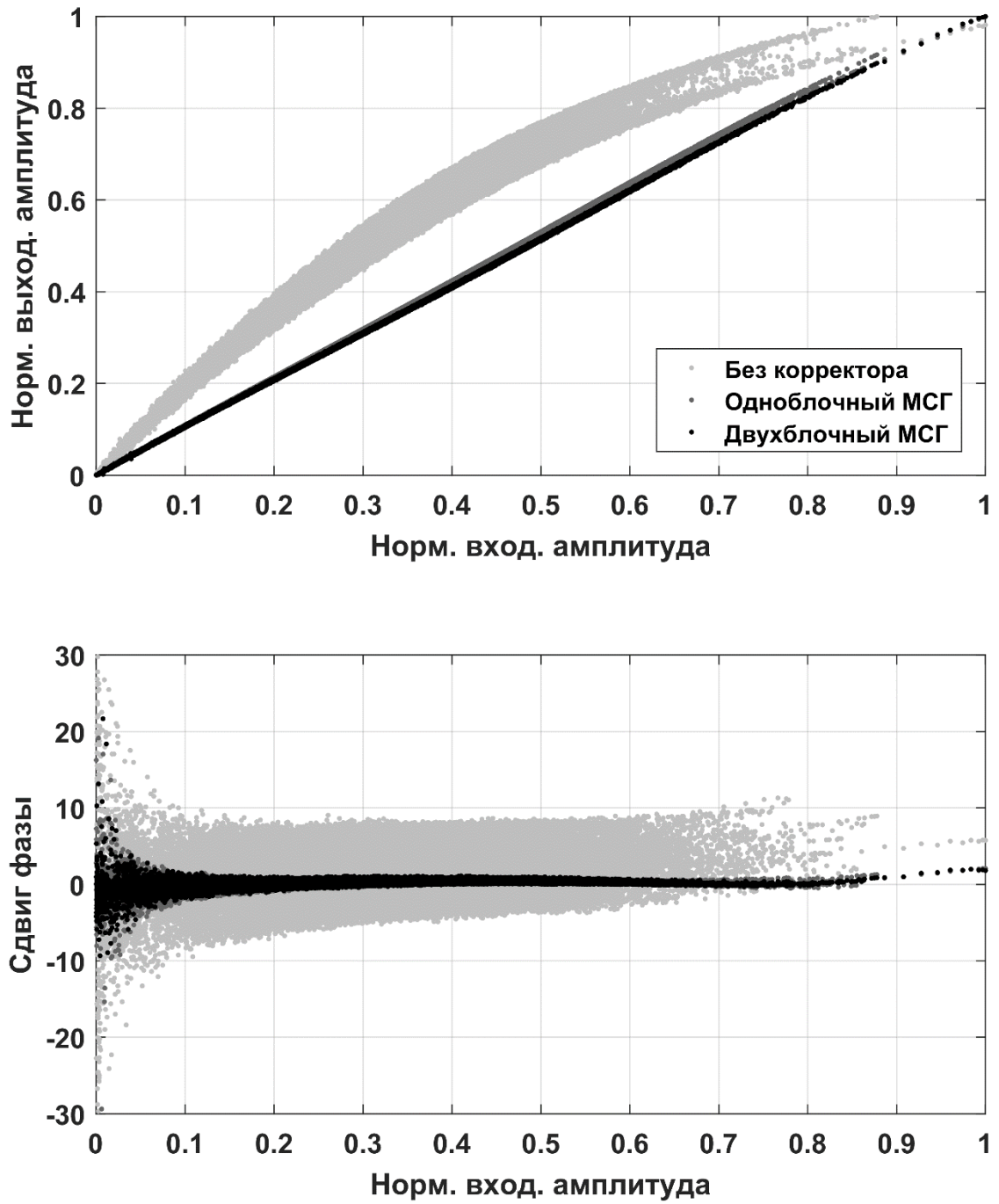


Рис. 4.9 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

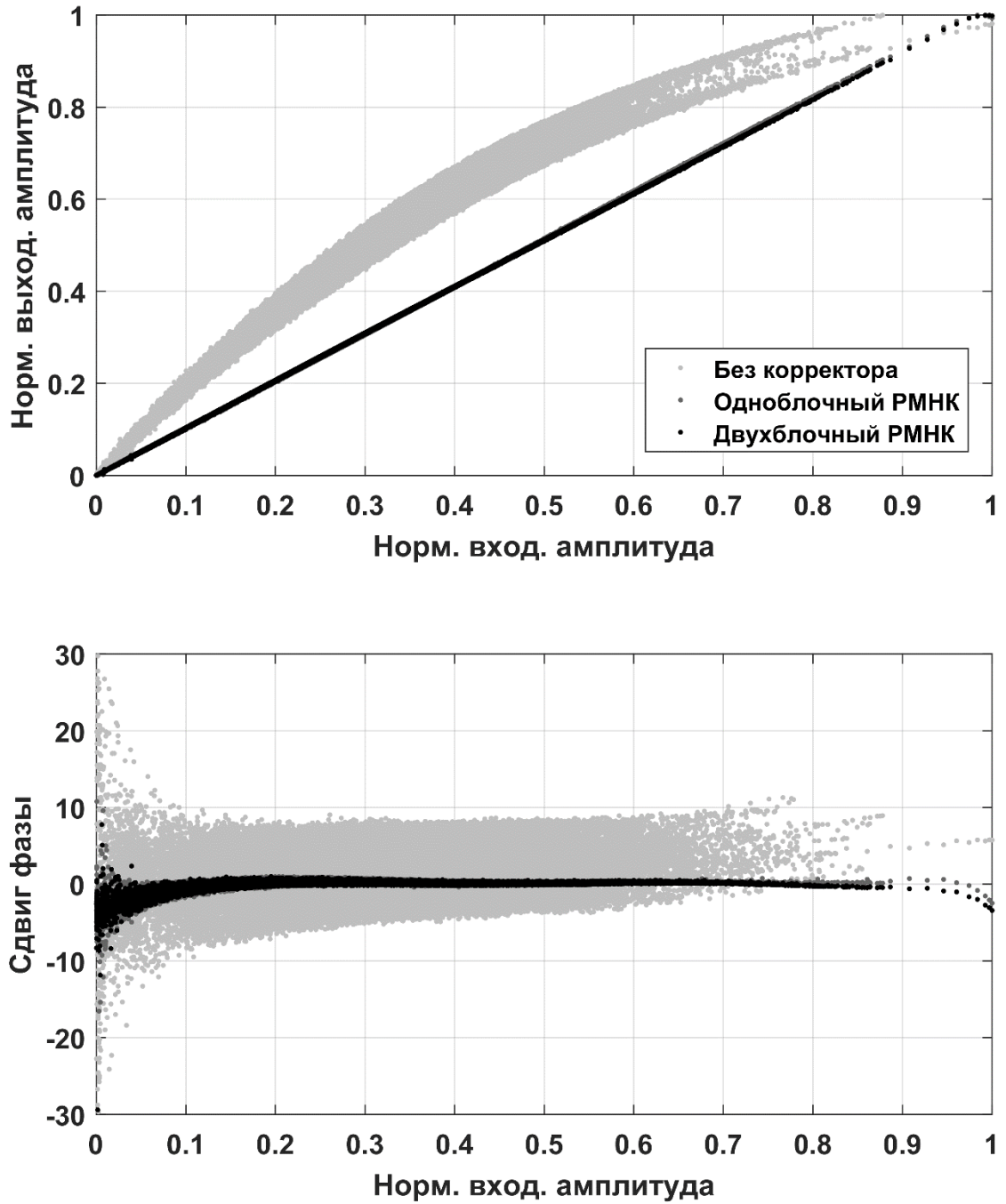


Рис. 4.10 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

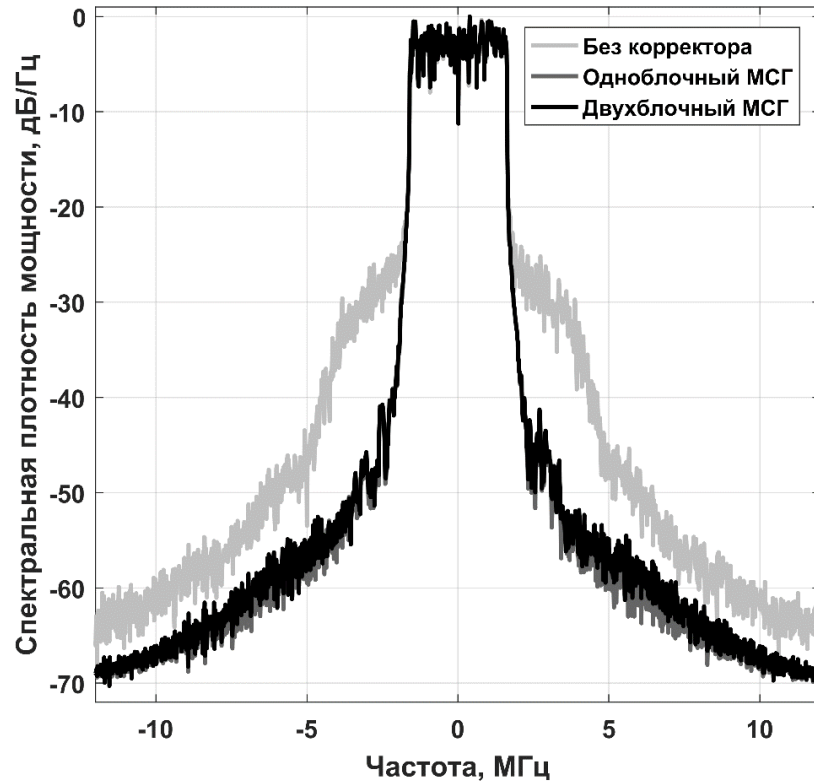


Рис. 4.11 Спектр выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

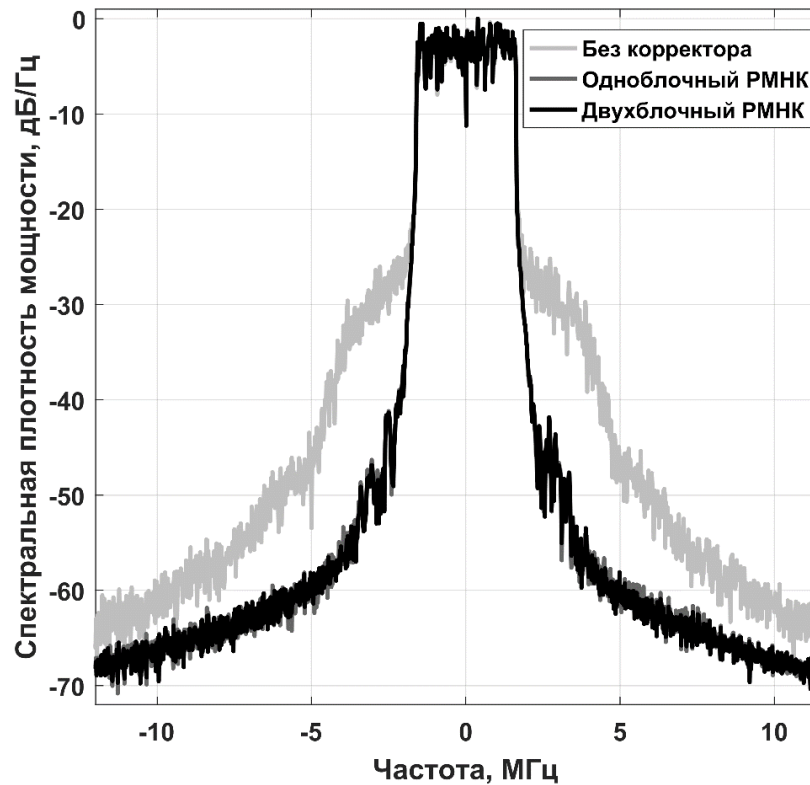


Рис. 4.12 Спектр выходного сигнала модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

SMJ. В роли лабораторного усилителя мощности использовался усилитель Keysight 87405c [65]. Решающим устройством, ответственным за расчет параметров предискажений в лабораторных условиях, выступал компьютер, поэтому математическая обработка сигнала проводилась отдельно в среде Matlab.

В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией QAM16 и полосой 4 МГц (частота дискретизации 32 МГц). Эксперимент состоял из двух этапов: расчета параметров предискажений по экспериментально измеренным данным и их применения. На первом этапе исходный сигнал загружался в векторный генератор, где претерпевал квадратурные искажения, а затем подавался на усилитель мощности, с выхода которого записывался векторным анализатором. Затем на базе отсчетов исходного и измеренного сигналов проводился расчет коэффициентов моделей корректоров. При этом начальные условия адаптивных алгоритмов были определены так: первый коэффициент параметров оптимизации принимался за единицу, остальные – нули. Второй этап повторял первый, однако вместо исходного сигнала в генератор загружались квадратуры с учетом внесения предискажений, рассчитанных на первом этапе.

Степень нелинейности во всех случаях выбиралась одинаковой $P = 5$. Глубина памяти одноблочных реализаций корректора составила $M = 3$. Совокупное число параметров различных реализаций корректоров определялось формулами (4.11 – 4.12). Длина обучающей выборки составляла 50000 отсчетов для МСГ алгоритма и 1000 отсчетов для РМНК алгоритма. Линейный коэффициент передачи системы обратного обучения G подбирался таким образом, чтобы ослабление сигнала в основной полосе не превышало 0.5 дБ.

Общие результаты работы различных цифровых корректоров приведены в сводной таблице 4.4. Полученные практические результаты подтвердили выводы, сделанные в п.4.3. Из полученных данных видно, что применение двухблочной модели корректора позволило вдвое меньшим числом параметров (11 против 30) достичь сопоставимых одноблочной модели результатов линеаризации.

Таблица 4.4

Тип корректора	АСРР, дБ				EVM, %	N
	Соседний канал		Дополнительный канал			
	левый	правый	левый	правый		
Без корректора	-41.6	-41.5	-55.3	-55.4	9.7	-
Одноблочный МСГ	-48.2	-48.3	-56.2	-56.3	0.9	30
Двухблочный МСГ	-48.7	-49.3	-56.4	-56.6	0.8	11
Одноблочный РМНК	-51.6	-51.5	-57.2	-56.9	0.7	30
Двухблочный РМНК	-51.2	-51.3	-57.2	-57	0.7	11

На рис.4.13 – 4.14 приведены амплитудные и амплитудно-фазовые переходные характеристики исследуемой системы до и после линейризации с помощью одноблочной и предлагаемой двухблочной моделей цифрового корректора. На рис.4.15 – 4.16 представлены спектры выходного сигнала исследуемой системы до и после ввода предыскажений, рассчитанных с помощью алгоритмов МСГ и РМНК. Наконец, на рис.4.17 – 4.18 показана деформация сигнального созвездия на выходе исследуемой системы до и после линейризации с помощью одноблочной и предлагаемой двухблочной моделей цифрового корректора.

Выводы к главе 4

1. Наряду с нелинейно-динамическими искажениями усилителя мощности и линейной инерционной задержкой фильтрующих цепей, квадратурный модулятор, являясь составной частью радиотракта, способен стать причиной искажений передаваемого сигнала, выраженных в рассогласовании сигнальных квадратур. Такое явление, получившее название квадратурного дисбаланса, приводит к деформации сигнального созвездия, что негативным образом сказывается на качестве беспроводной связи.

2. В результате компьютерного моделирования показано, что для компенсации рассогласования квадратур достаточно применения цифрового корректора, реализующего ввода предыскажений, рассчитанных с помощью обратной модели квадратурного модулятора. Однако, одновременная линейризация квадратурного дисбаланса аналогового модулятора и нелинейных искажений усилителя мощности приводит к необходимости синтеза обобщенного цифрового корректора, реализующего единый вектор коэффициентов предыскажений.

3. Для того чтобы снизить количество коэффициентов совместного цифрового корректора, его синтез предложено проводить с помощью двухблочной модели нелинейно-динамической системы, первый блок которой

предназначен для выравнивания нелинейно характеристики усилителя мощности, а второй – для компенсации рассогласования квадратур. Выведены соотношения для итерационного расчета параметров предложенной двухблочной модели цифрового корректора с помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов. В результате компьютерного моделирования было показано, что предложенная модель корректора позволят снизить количество параметров предсказаний, обеспечивая при этом сопоставимое одноблочному аналогу качество линеаризации.

4. В результате практического эксперимента было установлено, что двухблочная реализация цифрового корректора обеспечивает сопоставимое одноблочному аналогу качество линеаризации, используя при этом вдвое меньшее число параметров предсказаний (11 против 30) вне зависимости от алгоритма параметрической идентификации.

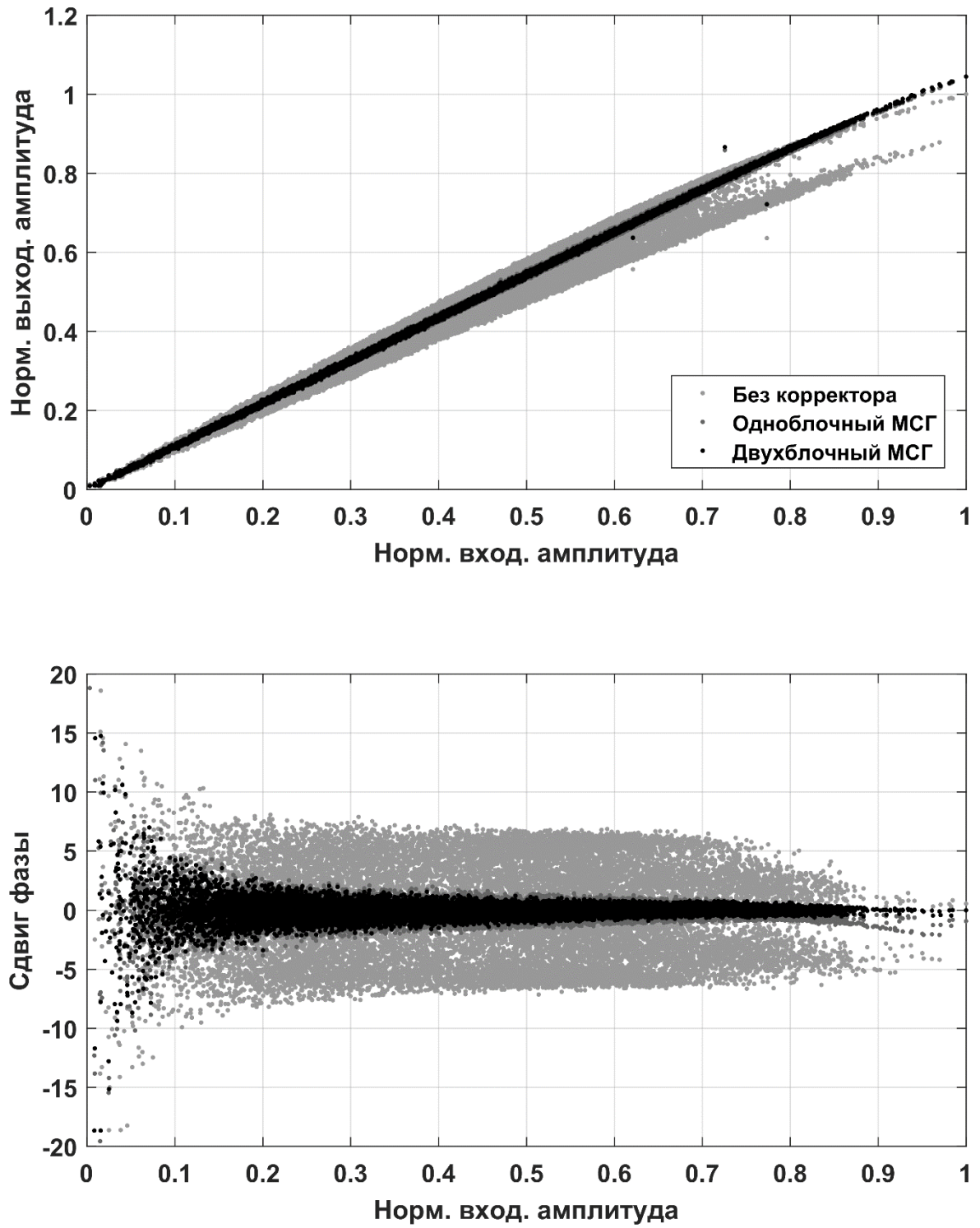


Рис. 4.13 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

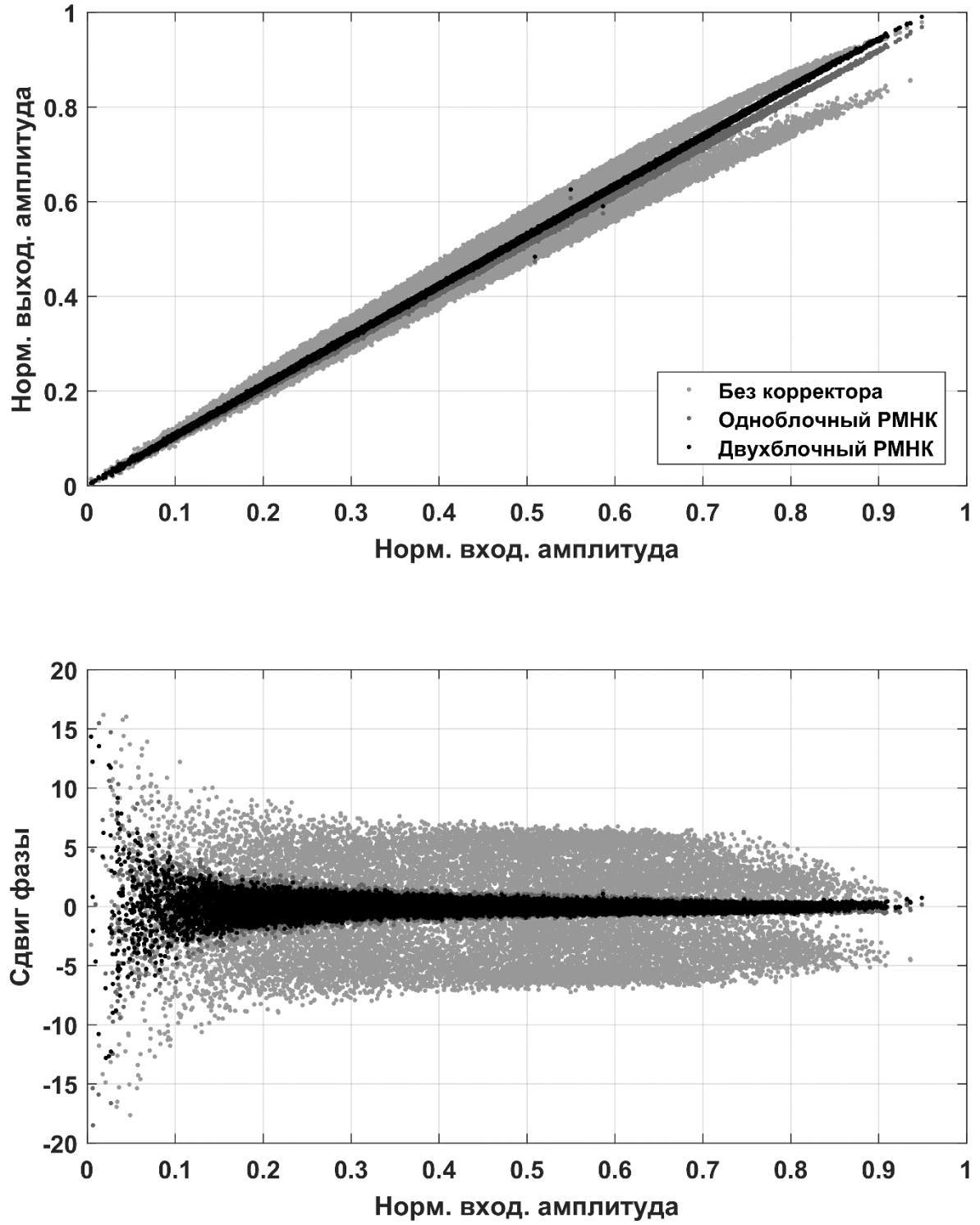


Рис. 4.14 Характеристики модели радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

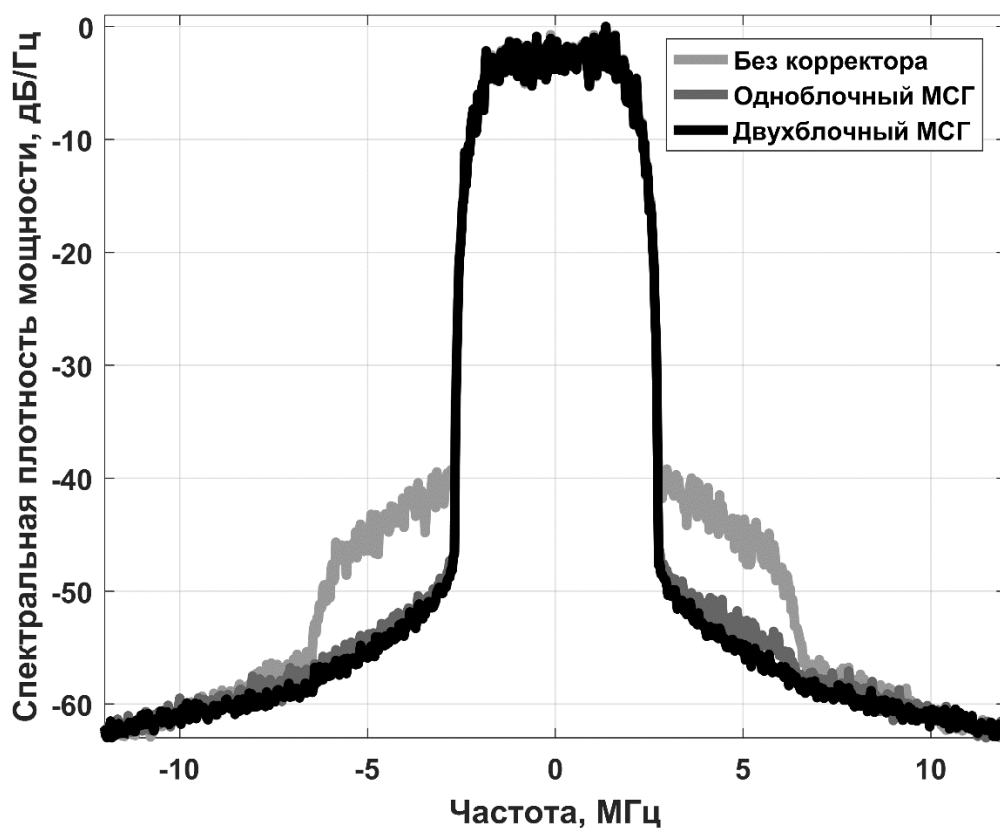


Рис. 4.15 – Спектр выходного сигнала радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

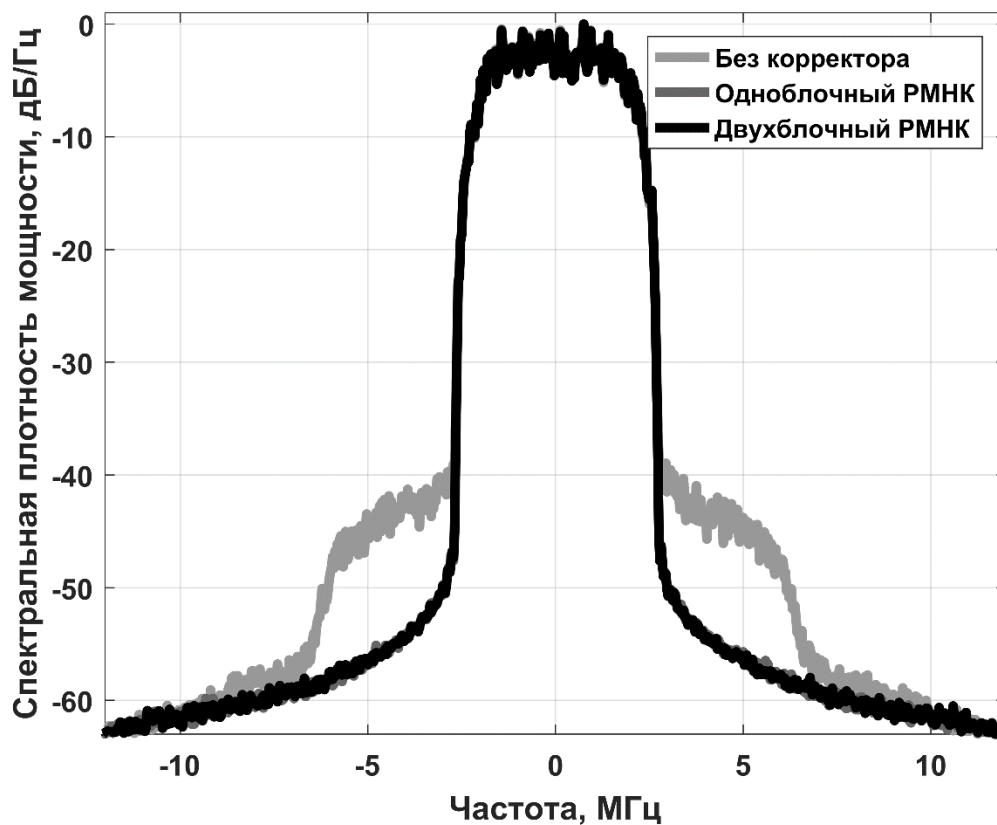


Рис. 4.16 Спектр выходного сигнала радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

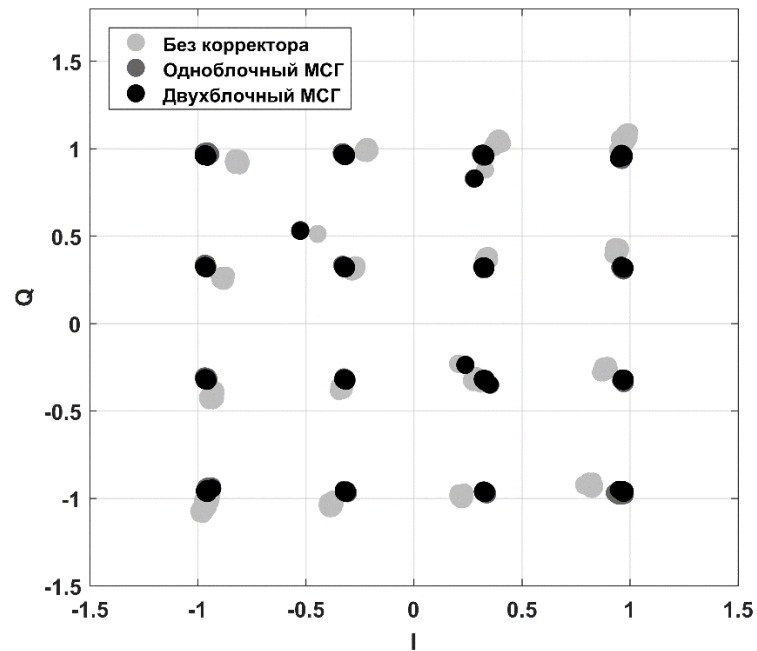


Рис. 4.17 Сигнальное созвездие выходного сигнала радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма МСГ

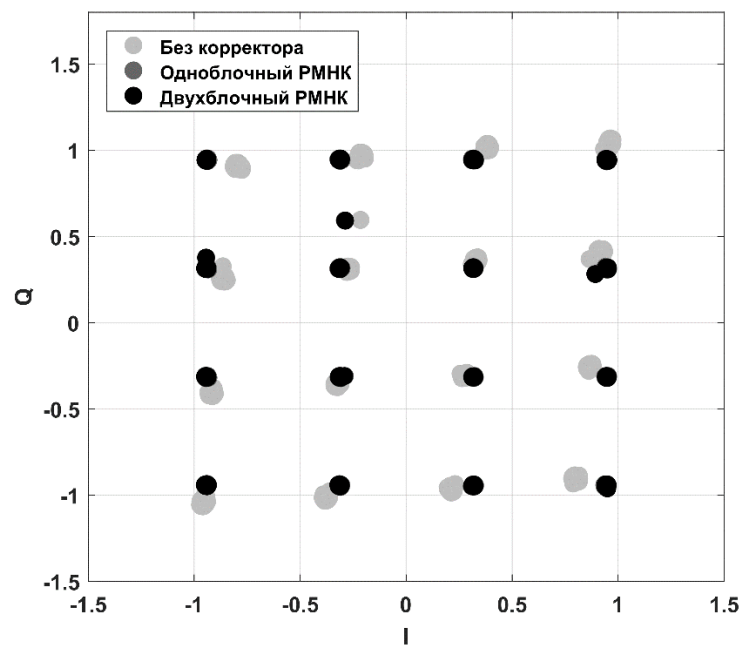


Рис. 4.18 Сигнальное созвездие выходного сигнала радиотракта до и после ввода предсказаний, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящая работа посвящена развитию методов повышения спектральной и энергетической эффективности систем беспроводной связи СВЧ диапазона за счёт синтеза поведенческих двухблочных моделей и построения систем компенсации нелинейно-динамических сигнальных искажений, возникающих внутри передающего радиотракта с дифференцированной многоблочной структурой. Подводя итог проделанной работе, можно выделить ряд ключевых теоретических и практических результатов исследования.

1. Предложены способы построения и алгоритмы параметрической идентификации двухблочной нелинейно-динамической модели закрытого аналогового передающего тракта, позволяющие, в сравнении с известными аналогами, детализировать внутреннюю структуру и повысить качество поведенческого описания исследуемого устройства.

2. Предложены способы построения и алгоритмы параметрической идентификации двухблочной нелинейно-динамической модели закрытого аналогового передающего тракта с эффектом квадратурного дисбаланса, позволяющие, в сравнении с известными аналогами, детализировать внутреннюю структуру и повысить качество поведенческого описания исследуемого устройства.

3. Предложена двухблочная структура цифрового корректора, осуществляющего дифференцированный ввод линейных и нелинейно-инерционных предискажений, предназначенных для компенсации аналоговых искажений фильтрующей цепи и усилителя мощности в составе передающего тракта системы связи СВЧ диапазона. В результате практического эксперимента было установлено, что предложенный двухблочный корректор обеспечивает подавление внеполосного излучения в соседнем канале выходного сигнала аналогового радиотракта на 2-3 дБ лучше, чем одноблочный аналог.

4. Предложена двухблочная структура цифрового корректора, осуществляющего дифференцированный ввод линейных и нелинейных предсказаний, предназначенных для компенсации аналоговых искажений квадратурного модулятора и усилителя мощности в составе передающего тракта системы связи СВЧ диапазона. В результате практического эксперимента было установлено, что такая система вне зависимости от алгоритма параметрической идентификации обеспечивает сопоставимое одноблочному аналогу качество линейаризации, используя при этом значительно меньшее количество параметров предсказаний.

5. На основе метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов разработаны способы идентификации параметров предсказаний двухблочного цифрового корректора. Полученные аналитические выражения вкупе с двухблочной структурой предложенного корректора позволяют реализовать адаптивную систему цифровой линейаризации аналогового тракта, отличную от известных аналогов способностью производить адресную подстройку параметров предсказаний для каждого из блоков корректора в зависимости от меняющихся внутренних и внешних условий функционирования системы связи.

Список сокращений и условных обозначений

- СВЧ – сверхвысокие частоты;
- КПД – коэффициент полезного действия;
- АХ – амплитудная характеристика;
- ФАХ – фазоамплитудная характеристика;
- МСГ – метод стохастического градиента;
- МНК – метод наименьших квадратов;
- РМНК – рекурсивный метод наименьших квадратов;
- NMSE – нормированная среднеквадратичная ошибка;
- ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь;
- EVM – амплитуда вектора ошибки;
- АСРР – коэффициент мощности в соседнем канале;
- дБВт – децибел относительно ватта.

Список литературы

1. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // *Нелинейный мир*. – 2013. – № 10. – С. 720-727.
2. Соловьева Е.Б. Методы линеаризации характеристик усилителей мощности / Е.Б. Соловьева // *Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ"*. – 2015. – № 9. – С. 41-47.
3. Тихонов В.Ю. Компенсация искажений в нелинейных инерционных устройствах / В.Ю. Тихонов, Ю.С. Шинаков // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. – 2018. – №.1. – С. 141-146.
4. Faulkner M. Adaptive linearization using predistortion - Experimental results / M. Faulkner, M. Johansson // *IEEE Trans.* – 1994. – Vol. 43. – pp. 323-332.
5. Gilabert P.L. Multi-lookup table FPGA implementation of an adaptive digital predistorter for linearizing RF power amplifiers with memory effects / P.L. Gilabert // *IEEE Trans.* – 2008. – Vol. 56. No. 2. – pp. 372-384.
6. Hammi O. A compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and RF-digital predistortion / O. Hammi, B. Ghannouchi, B. Vassilakis // *IEEE Microwave Wireless Compon. Letters.* – 2008. – Vol. 18. No. 5. – pp. 359-361.
7. 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.* – 2013. – Vol. 60. No. 3. – pp. 768-777.
8. Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems / M. Schetzen – Revised edition ed. Krieger Publishing Company – 2006. – 618 pp.
9. Ding L. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials / L. Ding, T. Zhou, D.L. Morgan // *IEEE Trans.* – 2004. – Vol. 52. No. 1. – P. 159.
10. Digital predistortion system and method with extended correction bandwidth, US 9,172,334 B2 / Hammi O. – October 27, 2015.

11. Maas S.A. Nonlinear microwave and RF circuits / S.A. Maas – 2nd ed. Norwood.: Artech House – 2003. – 582 pp.
12. Raab F.H. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave / F.H. Raab // IEEE Trans. – 2002. – Vol. 50. No. 3 – pp. 814-826.
13. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приёмно-усилительных устройствах / Б.М. Богданович – М.: Связь, 1980. – 280 с.
14. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора / А.Ю. Абраменко // Доклады ТУСУРа – 2011. – Т. 1 – С. 21-24.
15. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках / И. Джан // Беспроводные технологии – 2001. – № 1. – С. 58-62.
16. Digital predistorter for a wideband power amplifier and adaptation method, Patent US20040179629 A1 / Song Y., Hwang K. – September 16, 2004.
17. Baudoin G. Power amplifier linearization using pre-distortion with memory / G. Baudoin // IEEE Trans. – 2007. – Vol. 58. No. 14 – pp. 1822-1828.
18. Pedro J.C. Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits / J.C. Pedro, N.B. Carvalho – London.: Artech House, 2003. – P. 432.
19. Cripps S.C. RF power amplifiers for wireless communications / S.C. Cripps – London.: Artech House, 1999. – P. 486.
20. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
21. Vuolevi J.H. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers / J.H. Vuolevi, T. Rahkonen, J.P. Manninen // IEEE Trans. – 2001. – Vol. 29. No. 8. – pp. 1383-1389.
22. Vuolevi J.H., Rahkonen T. The effect of source impedance on the linearity of BJT common-emitter amplifiers / J.H. Vuolevi, T. Rahkonen // IEEE Proc. ISCAS Symposium on Circuits and Systems. – 2000. – Vol. 4. – pp. 197-200.
23. Bassam S. Block-Wise Estimation of and Compensation for I/Q Imbalance in Direct-Conversion Transmitters / S. Bassam, S. Boumaiza, F. Ghannouchi // IEEE Trans. on Signal Proc. – 2009. – Vol. 57. No. 12. – pp. 4970-4973.

24. Ding L. Frequency-Dependent Modulator Imbalance in Predistortion Linearization Systems: Modeling and Compensation / L. Ding, Z. Ma, D.R. Morgan, M. Zeirdt // IEEE Trans. – 2003. – Vol. 3. No. 1. – pp. 688-692.
25. Li M.Y. Nonideal Effects of Reconstruction Filter and I/Q Imbalance in Digital Predistortion / M.Y. Li, J.X. Deng, L. Larson, P.M. Asbeck // IEEE Trans. – 2006. – Vol. 7. No. 6. – pp. 259-262.
26. Saffar D. Compensation of I/Q Impairments and Nonlinear Distortion in MIMO Wireless Transmitters / D. Saffar, N. Boulejfen, F. Ghannouchi, M. Helaoui, A. Gharssalah // NEWCAS – Paris. – 2013. – pp. 256-260.
27. Cao H. I/Q Imbalance Compensation Using a Nonlinear Modeling Approach / H. Cao, A. Tehrani, C. Fager, T. Eriksson, H. Zirath // IEEE Trans. – 2009. – Vol. 59. No. 3. – pp. 513-518.
28. Kenington P.B. High Linearity RF Amplifier Design / P.B. Kenington – London.:Artech House Inc. – 2000. – P.321.
29. Ballesteros E. Analysis and design of microwave linearized amplifiers using active feedback / E. Ballesteros, F. Perez, J. Perez // IEEE Trans. – 1988. – Vol. 36. No. 3. – pp. 499-504.
30. 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. – pp. 419-421.
31. 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. – pp. 819-824.
32. Qian H. A Low-Complexity Digital Predistortion Algorithm for Power Amplifier Linearization / H. Qian, S. Yao, H. Huang, W. Feng // IEEE Trans. – 2014. – Vol. 60. No. 4. – pp. 670-680.
33. Ghannouchi F. Behavioral Modeling and Predistortion of Wideband Wireless Transmitters / F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui // IEEE Microwave Magazine. – 2009. – Vol. 10. No. 7. – pp. 52-64.

34. Аверина Л.И. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учётом инерционных свойств / Л.И. Аверина, Р.А. Рыбалкин, В.Д. Шутов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2013. – Т. 56. № 1. – С. 50-57.
35. O'Droma M. New modified Saleh models for memoryless nonlinear power amplifier behavioral modelling / M. O'Droma // IEEE Trans. – 2008. – Vol. 56. – pp. 372-384.
36. Faulkner M. Spectral sensitivity of power amplifiers to quadrature modulator misalignment / M. Faulkner, T. Mattsson // IEEE Trans. – 1992. – Vol. 41. No. 11. – pp. 516-525.
37. Коберниченко В.Г. Расчет и проектирование цифровых фильтров / В.Г. Коберниченко – Екатеринбург.: Изд-во Урал. ун-та, 2013. – 64 с.
38. Valkama M. Compensation of frequency-selective I/Q imbalances in wideband receivers: models and algorithms / M. Valkama, M. Renfors // IEEE Proc. on Signal Processing Advances in Wireless Commun. – NY. – 2001. – pp. 42-45.
39. Pedro J. Comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches / J. Pedro, S. Maas // IEEE Trans. – 2005. – Vol. 53. No. 4. – pp. 1150-1163.
40. Коплярова Н.В. Алгоритм идентификации систем класса Винера / Н.В. Коплярова // Вестник СибГАУ. Сер. Математика, механика, информатика. – 2014. – № 5. – С. 67-77.
41. 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. – pp. 101-107.
42. Шаншиашвили В.Г. Структурная идентификация нелинейных динамических систем на множестве непрерывных блочно-ориентированных моделей / В.Г. Шаншиашвили // XII Всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ 2014. – Москва. – 2014. – С. 3018-3028.
43. Евдокимов И.В. Блочно-ориентированные модели в задачах идентификации динамических объектов / И.В. Евдокимов, В.А. Баранов, А.О. Колбина // Символ науки. – 2017. – Т. 2. № 3. – С. 57-61.

44. Yu C. Band-Limited Volterra Series-Based Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers / C. Yu, L. Guan, E. Zhu, A. Zhu // *IEEE Trans.* – 2012. – Vol. 60. No. 12. – pp. 4198-4208.
45. Wills A. Identification of Hammerstein-Wiener Models / A. Wills // *IEEE Transactions on Communications.* – 2008. – Vol. 56. – pp. 282-291.
46. Afsardoost S. Digital Predistortion Using a Vector-Switched Model / S. Afsardoost, T. Eriksson, C. Fager // *IEEE Trans.* – 2012. – Vol. 60. No. 4. – pp. 1166-1174.
47. Bozic M. Joint compensation of IQ impairments and power amplifier nonlinearity for concurrent dual-band transmitters using two-box model / M. Bozic, D. Budimir // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* – 2016. Vol. 25. No. 5. – pp. 340-342.
48. Zhai J. Nonlinear filter-based Volterra model with low complexity for wideband power amplifiers / J. Zhai // *IEEE Trans.* – 2014. – Vol. 24. No. 3. – pp. 203-205.
49. Коротков А.С. Функциональные модели усилителя мощности с "эффектом памяти" / А.С. Коротков, И.А. Румянцев // *Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление.* – 2012. – Т. 1. № 5. – С. 50-54.
50. Diniz S.R. Adaptive filtering. Algorithms and practical implementation / S.R. Diniz – NY.: Springer, 2013. – 652 pp.
51. Guan L. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers / L. Guan, A. Zhu // *IEEE Microwave Magazine.* – 2014. – Vol. 15. No. 7. – pp. 84-99.
52. Аверина Л.И. Двухблочная модель цифрового корректора для линеаризации аналогового радиотракта / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский // *Радиотехника и электроника* – 2017. – № 7. – С. 687-692.
53. Liu Y. Joint predistortion of IQ impairments and PA nonlinearity in concurrent dual-band transmitters / Y. Liu, W. Chen, J. Zhou // *Proc. of the 42nd European Microwave Conf.* – NY. – 2012. – pp. 132-140.

54. Anttila L. Recursive learning-based joint digital predistorter for power amplifier and I/Q modulator impairments / L. Anttila, P. Handel, O. Myllari, M. Valkama // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 2010. – Vol. 2. No. 2. – pp. 173-182.
55. Аверина Л.И. Адаптивная совместная линеаризация квадратурного модулятора и усилителя мощности в составе передающего тракта с помощью двухблочной модели цифрового корректора / Л.И. Аверина, И.А. Бурносенко, С.С. Лавлинский, А.С. Малев // *Радиолокация, навигация, связь: XXIII Междунар. науч.- техн. конф., г. Воронеж, 18-20 апр. 2017 – Воронеж. – 2017. – Т. 2. – С. 519-525.*
56. Haykin S. Adaptive filter theory / S. Haykin – Harlow.: Pearson Education Limited, 2014. – 913 pp.
57. Hagenblad A. Aspects of the Identification of Wiener Models / A. Hagenblad – Linköping.: Linköping Studies in Science and Technology, 1999. – 114 pp.
58. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы/ В.И. Джиган – Москва.: Техносфера, 2013. – 528 с.
59. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
60. Giordano A.A., Hsu F.M. Least square estimation with application to digital signal processing / A.A.Giordano, F.M. Hsu – Toronto.: John Wiley and Sons, Inc., 1985. – 412 pp.
61. Вентцель Е.С. Теория вероятностей / Е.С. Вентцель – М.: Наука, 1969. – 576 с.
62. Landin P. Comparison of evaluation criteria for power amplifier behavioral modeling / P. Landin, M. Isaksson // *IEEE Trans.* – 2005. – Vol. 51. No. 2. – pp. 1150-1153.
63. Pan W. A Predistortion Algorithm Based on Accurately Solving the Reverse Function of Memory Polynomial Model / W. Pan, Y. Liu, Y. Tang // *IEEE Wireless Communications Letters*. – 2012. – Vol. 1. No. 4. – pp. 384-387.

64. R&S. Vector signal generator SMJ100A. https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/SMJ100A_bro_en_WEB.pdf, 2020. Operating Manual.
65. Keysight Technologies. Keysight Technologies 87405C 100 MHz to 18 GHz. <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-01457/technical-overviews/5989-5743.pdf>, 2020. Technical Overview.
66. R&S. R&S FSW Signal and spectrum analyzer. https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/FSW_dat-sw_en_5215-6749-22_v0500.pdf, 2020.
67. Presti C. Closed-Loop Digital Predistortion System With Fast Real-Time Adaptation Applied to a Handset WCDMA PA Module / C. Presti, D. Kimball, P. Asbeck // IEEE Trans. – 2012. – Vol. 60. No. 3. – pp. 604-618.
68. Sreenath S. International conference on innovations & advances in science, engineering and technology / S. Sreenath, J. Bibin, G. Reddy // Power amplifier linearization using multistage digital predistortion based on indirect learning architecture. – NY. – 2014. – Vol. 1. – pp. 216-223.
69. Yu C. Output-controllable partial inverse digital predistortion for RF power amplifiers / C. Yu, M. Allegue-Martinez, Y. Guo, A. Zhu // IEEE Trans. – 2014. – Vol. 62. No. 11. – pp. 2499-2510.
70. Sungho C. Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity / C. Sungho, J. Eui-Rim, H.L. Yong // IEEE Journal of selected topics in signal proc. – 2009. – Vol. 3. No. 3. – pp. 397-404.
71. Zhou D.Y. Novel adaptive nonlinear predistorter based on the direct learning algorithm / D.Y. Zhou, V.E. DeBrunner // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2007. – Vol. 55. No. 1. – pp. 120-133.
72. Younes M. An Accurate Predistorter Based on a Feedforward Hammerstein Structure / M. Younes, F. Ghannouchi // IEEE Trans. – 2012. – Vol. 58. No. 3. – pp. 454 - 461.

73. Raich R. Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design / R. Raich, H. Qian, G. Zhou // *IEEE Trans.* – 2003. – Vol. 53. No. 5. – pp. 1468-1479.
74. Eun C. A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture / C. Eun, E. Powers // *IEEE Trans.* – 1997. – Vol. 45. No. 1. – pp. 223-227.
75. Bohara V. Multi-stage digital predistortion based on indirect learning architecture / V. Bohara, M. Hussein // *IEEE International Conf. on Acoustics, Speech and Signal.* – 2013. – pp. 6093-6097.
76. Tafuri F. Linearization of RF Power Amplifiers Using an Enhanced Memory Polynomial Predistorter / F. Tafuri, C. Guaragnella, M. Fiore, T. Larsen // *Norchip Proc.* – NY. – 2012. – pp. 104-115.
77. Hammi O. Power Alignment of Digital Predistorters for Power Amplifiers Linearity Optimization / O. Hammi, F. Ghannouchi // *IEEE Trans.* – 2009. – Vol. 55. No. 1. – pp. 109-114.
78. Fan C.W. Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique / C.W. Fan, K.K. Cheng // *IEEE Trans.* – 2002. – Vol. 50. No. 7. – pp. 1801-1806.
79. Соловьева Е.Б. Каскадный предкомпенсатор для линеаризации характеристики усилителя мощности / Е.Б. Соловьева // *Цифровая обработка сигналов.* – 2013. – № 1. – С. 9-13.
80. Устройство и способ адаптивной линеаризации аналогового радиотракта с помощью двухблочного цифрового корректора: Патент РФ на изобретение № 2676017 / Аверина Л.И., Гриднев А.А., Лавлинский С.С., Малев А.С., Шапошникова Ж.В., Чаркин Д.Ю. // Заявл. 25.07.2017, №2017126829, опубл. 25.12.2018; Бюл. №36. – 6с.
81. Аверина Л.И. Двухблочная цифровая коррекция аналогового радиотракта методами прямого и обратного обучения / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский, А.С. Малев // *Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика.* – 2018. – № 4. – С. 5-11.

82. Cavers J.K. The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization / J.K. Cavers // IEEE Trans. – 1997. – Vol. 46. No. 2. – pp. 456-466.
83. Kim Y. Adaptive Compensation for Power Amplifier Nonlinearity in the Presence of Quadrature Modulation/Demodulation Errors / Y. Kim, E. Jeong, Y. Lee // IEEE Trans. – 2007. – Vol. 55. No. 9. – pp. 4717-4721.
84. Ding L. Compensation of Frequency-Dependent Gain/Phase Imbalance in Predistortion Linearization Systems / L. Ding, Z. Ma, D. Morgan, M. Zierdt, T. Zhou // IEEE Trans. – 2008. – Vol. 55. No. 1. – pp. 390-397.
85. Hwang T. Linearization and imbalance correction techniques for broadband outphasing power amplifiers / T. Hwang, K. Azadet, R. Wilson, J. Lin // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 53. No. 12. – pp. 184-198.
86. Аверина Л.И. Компенсация частотно-зависимого дисбаланса в аналоговых квадратурных модуляторах / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский // Теория и техника радиосвязи. – 2015. – № 3. – С. 62-69.
87. Zareian H. New adaptive method for IQ imbalance compensation of quadrature modulators in predistortion systems / H. Zareian, V.T. Vakili // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2009. – Vol. 1. No. 6. – pp. 1-10.
88. Ljung L. System identification. Theory for user. / L. Ljung – Linköping.:Linköping University, 1999. – 609 pp.
89. Способ совместной цифровой линеаризации усилителя мощности и квадратурного модулятора: Патент РФ на изобретение № 2731128 / Аверина Л.И., Лавлинский С.С., Малев А.С., Чаркин Д.Ю. // Заявл. 18.02.2020, №2020107246, опубл. 31.08.2020; Бюл. №18. – 8с.