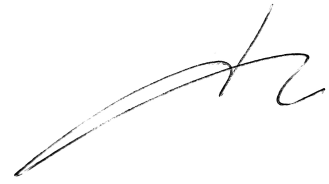


На правах рукописи



**Лавлинский Сергей Сергеевич**

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

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание учёной степени  
кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2020

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Воронежский государственный университет».

Научный руководитель: доктор физико-математических наук, доцент  
**Аверина Лариса Ивановна**

Официальные оппоненты: **Разиньков Сергей Николаевич**,  
доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник, Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», научно-исследовательский испытательный институт радиоэлектронной борьбы, ведущий научный сотрудник

**Паршин Юрий Николаевич**,  
доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина», кафедра «Радиотехнических устройств», заведующий кафедрой

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики», г. Самара

Защита состоится **28 января 2021 г. в 15:10** на заседании диссертационного совета Д212.038.10 при Воронежском государственном университете по адресу: 394018, г. Воронеж, Университетская площадь, 1, физический факультет, ауд. 428.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Воронежского государственного университета <http://www.science.vsu.ru /disserinfo&cand=3304>.

Автореферат разослан \_\_\_\_\_ 2020 года.

Ученый секретарь  
диссертационного совета  
Д212.038.10



Степкин Владислав Андреевич

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**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. Отличительным преимуществом цифрового метода ввода предискажений становится удобство построения на его основе адаптивной системы линеаризации, которая способна регулировать параметры предискажений 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.

Традиционно, задачи моделирования и компенсации нелинейно-динамических искажений передающего тракта решаются с помощью различных полиномиальных моделей, 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 предискажений. Этой проблемы лишены корректоры, использующие двухэтапный ввод предискажений, 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 предискажений 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 предискажений корректора, а не только их части.

Таким образом, внедрение методов идентификации параметров 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 идентификации параметров 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 идентификации параметров 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 линеаризации аналогового тракта, отличная от известных аналогов способностью производить независимую адаптивную подстройку параметров предискажений для каждого из блоков корректора;
- предложена система двухблочной цифровой линеаризации аналогового тракта с эффектом квадратурного дисбаланса, отличная от известных аналогов возможностью достижения сопоставимых результатов коррекции за счет меньшего количества параметров предискажений.

**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 идентификации параметров 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 предсказаний;
- 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 предсказаний.

**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 предсказаний 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 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК, 2 патента РФ на изобретение, 8 свидетельств 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.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цели и задачи исследования, показана научная новизна работы, приведены положения, выносимые на защиту.

Объектом настоящего исследования является передающих радиотракт в системах связи СВЧ диапазона, аналоговая часть которого становится источником различного рода сигнальных искажений (Рис. 1). Цель исследования – повышение спектральной и энергетической эффективности



Рис.1 Структурная блок-схема передающего тракта системы беспроводной связи

такой системы. В рамках данной работы были сформулированы две центральные задачи. Во-первых, это – задача моделирования работы аналогового радиотракта, направленная на изучение особенностей его функционирования и подбор эффективных способов построения его поведенческой модели. Второй задачей является синтез цифровой системы компенсации сигнальных искажений радиотракта.

В первой главе формулируются цели работы и обосновывается выбор объектов исследования. Известно, что усилитель мощности является источником нелинейных сигнальных искажений, результатом которого становится рост уровня внеполосного излучения. Это происходит в силу того, что максимальной эффективности усилитель достигает, работая в области насыщения своей передаточной характеристики. Таким образом, возникает обратная зависимость между энергетической эффективностью передатчика и его электромагнитной совместимостью.

Другим значимым источником искажений становится процедура квадратурной модуляции сигнала, которая сопряжена с эффектом рассогласования амплитуды и фазы его квадратурных составляющих – квадратурным дисбалансом. На практике квадратурный дисбаланс выражается в расщеплении передаточной характеристики на две ярко выраженные составные части и приводит к угловому смещению сигнального созвездия, причем тем заметнее, чем сложнее используемый тип модуляции сигнала и шире его полоса. В целом, это касается инерционных свойств большинства аналоговых узлов радиотракта: совершенствование способов цифрового формирования сигнала актуализирует вопрос детального учета и последующей компенсации сложной смеси линейных и нелинейно-динамических аналоговых искажений его составных частей. В рамках данной работы были рассмотрены два варианта компоновки аналогового радиотракта. В первом случае (рис.2а), совокупная передаточная характеристика тракта, помимо нелинейности усилителя мощности, определяется инерционностью, которую одновременно проявляет и фильтрующая цепь, и усилитель. Во втором случае (рис.2б), рассматривался радиотракт, который одновременно становится источником нелинейных искажений и квадратурного дисбаланса. Особенностью таких систем является их конструктивная закрытость –

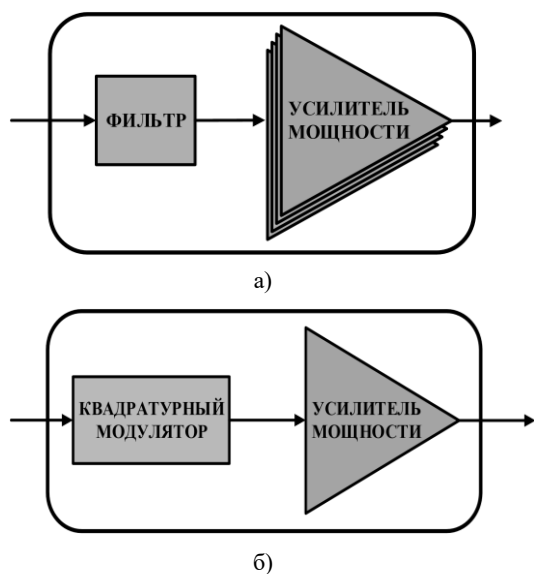


Рис.2 Структура передающего аналогового тракта

отсутствие доступа к составным частям радиотракта по отдельности. Это означает, что для моделирования работы таких объектов могут быть использованы только измеренные сигналы на входе и выходе.

Выбор структуры используемой модели обусловлен доступными априорными сведениями об исследуемой системе. В данном случае, такими сведениями выступают, во-первых, блочное строение объекта исследования, а во-вторых, порядок включения данных блоков. Традиционно, для моделирования подобных композитных структур используют блочно-ориентированные модели общего вида – модели Винера, Гаммерштейна, Винера-Гаммерштейна, Вольтерры, – которые обеспечивают высокое качество модельного описания нелинейно-динамических систем, сопряженное (в силу большого количества весовых коэффициентов) 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. Одной из таких моделей является полиномиальная модель с памятью, которая оперирует вектором весовых коэффициентов  $h$ :

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1+M_2-1} h(p,m)x(n-m)|x(n-m)|^{p-1}.$$

Здесь  $x(n)$  и  $z(n)$  – отсчеты сигнала на входе и выходе модели. Параметрами модели являются степень нелинейности  $P$  и динамика системы, которая в рамках данной задачи складывается из инерционности усилителя  $M_1$  и инерционности фильтра  $M_2$ . Таким образом, совокупное количество весовых коэффициентов полиномиальной модели составляет  $P(M_1+M_2)$ . Полиномиальная модель достаточно точно описывает соотношения между входным и выходным сигналами исследуемой

системы, однако никак не учитывает композитный характер ее внутренней структуры, обобщая инерционные свойства составных частей, а нелинейность усилителя приписывая всему радиотракту в целом. В силу того, что такая модель оперирует единым вектором коэффициентов, в работе она обозначена как одноблочная модель.

С другой стороны, если не объединять линейную и нелинейную части модели, то есть добавить в рассмотрение оценку промежуточного сигнала  $y(n)$ , то учет совокупной динамики радиотракта будет сведен к двум независимым векторам коэффициентов  $\mathbf{a}$  длиной  $M_2$  и  $\mathbf{b}$  длиной  $PM_1$ :

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

$$y(n) = \sum_{q=0}^{M_2-1} a(q) x(n-q). \quad (2)$$

Предложенная двухблочная модель оперирует двумя наборами весовых коэффициентов, при этом их совокупное количество составляет  $PM_1 + M_2$ . Можно заметить, что количество коэффициентов двухблочной модели, относительно одноблочного аналога, с ростом параметра  $M_2$  будет уменьшаться. Таким образом, двухблочная модель позволяет, во-первых, дифференцировать внутреннюю структуру закрытого радиотракта (в данном случае, разделив оценку линейной и нелинейной инерционности), а во-вторых, снизить совокупное количество коэффициентов моделирования.

Также в главе был рассмотрен вопрос построения двухблочной модели для аналогового радиотракта в виде квадратурного модулятора и безынерционного усилителя мощности (рис.2б). Традиционно, для описания работы подобной системы используется обобщенная нелинейно-динамическая модель, учитывающая квадратурный дисбаланс:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^{Q-1} d(p,q) x(n-q) |x(n-q)|^{p-1} + \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^{Q-1} d(p, Q+q) x^*(n-q) |x(n-q)|^{p-1}$$

где параметр  $Q$  – характеризует задержку в каналах квадратурного модулятора, а  $P$  – степень нелинейности усилителя;  $\mathbf{d}$  – вектор весовых коэффициентов модели длиной  $2PQ$ .

Соответственно, для двухблочного описания такой системы необходимо модифицировать линейную часть двухблочной модели (2) с учетом дисбаланса квадратур:

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

Так как усилитель мощности в данном случае не проявляет инерционных свойств, то для описания его работы достаточно воспользоваться полиномиальной зависимостью вида:

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

В итоге, совокупное количество весовых коэффициентов двухблочной модели составляет  $2Q + P$ .

**Вторая глава** посвящена решению задачи идентификации параметров предложенных нелинейно-динамических двухблочных моделей аналогового радиотракта. Идентификация параметров модели сводится к получению такого набора весовых 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.

Основной проблемой идентификации двухблочных нелинейно-динамических моделей является закрытая структура исследуемой композитной системы, которая делает невозможным экспериментальное измерение сигнала между ее частями (рис.3). В рамках настоящей работы на основе известных итерационных алгоритмов – метода стохастического градиента (МСГ) и рекурсивного метода наименьших квадратов (РМНК) –

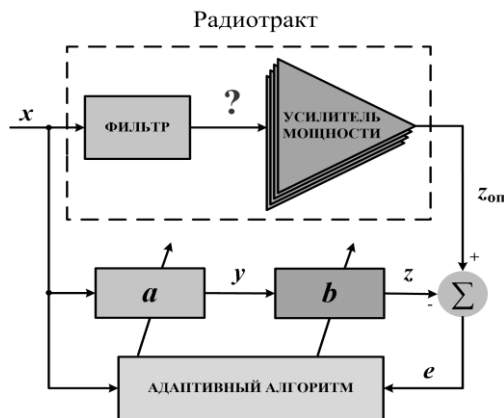


Рис.3 Синтез двухблочной модели радиотракта

были получены аналитические соотношения для расчета параметров двухблочной модели, использующие измеренные выборки входного  $x$  и выходного  $z_{он}$  сигналов радиотракта. К примеру, в случае аналогового тракта, представленного на рис.3, итерационное обновление коэффициентов двухблочной модели (1)-(2) с помощью адаптивного алгоритма МСГ принимает следующий вид:

$$b_{p,m}(n) = b_{p,m}(n-1) + \mu_b e(n) \sum_{i=0}^{M_2-1} a_i^*(n-1) x^*(n-m-i) |a_i(n-1) x(n-m-i)|^{p-1}, p=1...P, m=0...M_1-1$$

$$a_m(n) = a_m(n-1) + \mu_a e(n) x^*(n-m) \sum_{p=1}^P b_{p,0}^*(n-1) \sum_{i=0}^{M_1-1} |a_m(n-1) x(n-m-i)|^{p-1}, m=0...M_2-1$$

$$e(n) = z_{он}(n) - \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b_{p,m}(n-1) \sum_{i=0}^{M_2-1} a_i(n-1) x(n-m-i) |a_i(n-1) x(n-m-i)|^{p-1}$$

где  $P$  – степень нелинейности,  $M_1, M_2$  – инерционность усилителя и фильтра;  $e(n)$  – сигнал ошибки;  $\mu_a, \mu_b$  – константы МСГ, характеризующие шаг сходимости адаптивного алгоритма. Ту же задачу становится возможным решить с помощью адаптивного алгоритма РМНК, используя для расчета весовых коэффициентов двухблочной модели следующие аналитические выражения:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_b((p-1)M_1 + m) = \sum_{i=0}^{M_2-1} a_i^*(n-1) x^*(n-m-i) |a_i(n-1) x(n-m-i)|^{p-1}, \\ (R_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (R_b^{-1} - g L_b^H R_b^{-1}), \\ g_b = \frac{R_b^{-1} L_b}{\lambda + L_b R_b^{-1} L_b^H}, \\ b(n) = b(n-1) + e(n) g_b, p=1...P; m=0...M_1-1, \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} L_a(m) = x^*(n-m) \sum_{i=0}^{M_1-1} \sum_{p=1}^P b_{p,0}^*(n-1) |a_m(n-1) x(n-m-i)|^{p-1}, \\ (R_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (R_a^{-1} - g_a L_a^H R_a^{-1}), \\ g_a = \frac{R_a^{-1} L_a}{\lambda + L_a R_a^{-1} L_a^H}, \\ a(n) = a(n-1) + e(n) g_a, m=0...M_2-1, \end{array} \right.$$

В качестве параметра, который количественно оценивает эффективность моделирования работы исследуемого устройства был использован критерий нормированной среднеквадратичной ошибки NMSE:

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

Наблюдение за уровнем ошибки в частотной области соседних каналов описывалось параметром ACEPR:

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

где  $E(f), Z(f)$  – фурье-образы для сигналов  $e$  и  $z$ , соответственно. Моделирование работы аналогового радиотракта проводилось с помощью компьютерного эксперимента в среде программирования MatLab. На рис.4 представлена полученная в результате моделирования динамика изменения параметра NMSE в зависимости от числа коэффициентов рассматриваемых моделей для МСГ и РМНК алгоритмов. 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.

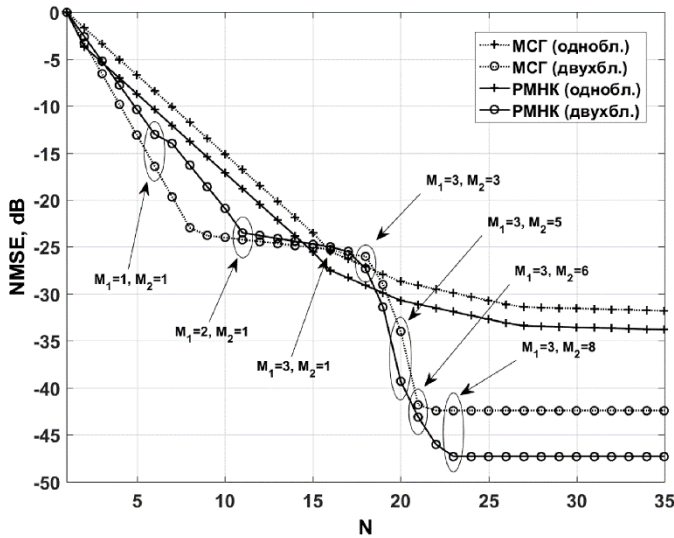


Рис.4 Динамика минимизации критерия NMSE относительно количества параметров моделей

При этом лучший показатель параметра NMSE у РМНК. 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 количественных параметров одноблочной и двухблочной моделей представлены в таблице 1.

Таблица 1

Тип модели	NMSE, дБ	ACEPR, дБ				Кол-во коэф-в
		Соседний канал		Дополнительный канал		
		Левый	Правый	Левый	Правый	
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 (РМНК)	-47.3	-54.5	-54	-60.5	-60.5	25
Одноблочная (РМНК)	-34.2	-48.6	-49.7	-55.6	-55.7	40

Аналогично, была проведена серия экспериментов, предназначенных для проверки эффективности предложенной двухблочной модели аналогового радиотракта, проявляющего квадратурный дисбаланс. Результаты расчёта количественных параметров одноблочной и двухблочной моделей для радиотракта с квадратурным дисбалансом представлены в таблице 2.

Таблица 2

Тип модели	NMSE, дБ	ACEPR, дБ				Кол-во коэф-в
		Соседний канал		Дополнительный канал		
		Левый	Правый	Левый	Правый	
Двухблочная (МСГ)	-40	-56.7	-56.2	-70.3	-70	11
Одноблочная (МСГ)	-35.4	-54.8	-54.6	-70.1	-70	30
Двухблочная (РМНК)	-44	-56.8	-56.7	-70.4	-70	11
Одноблочная (РМНК)	-38	-55.4	-55	-70.4	-69.8	30

Важной особенностью двухблочной модели становится то, что она позволяет в отдельности определить локальные характеристики составных частей композитной системы. К примеру, на рис. 5 помимо совокупной амплитудной передаточной характеристики двухблочной модели (в) приведены аналогичные характеристики ее линейного (а) и нелинейного (б) блоков.

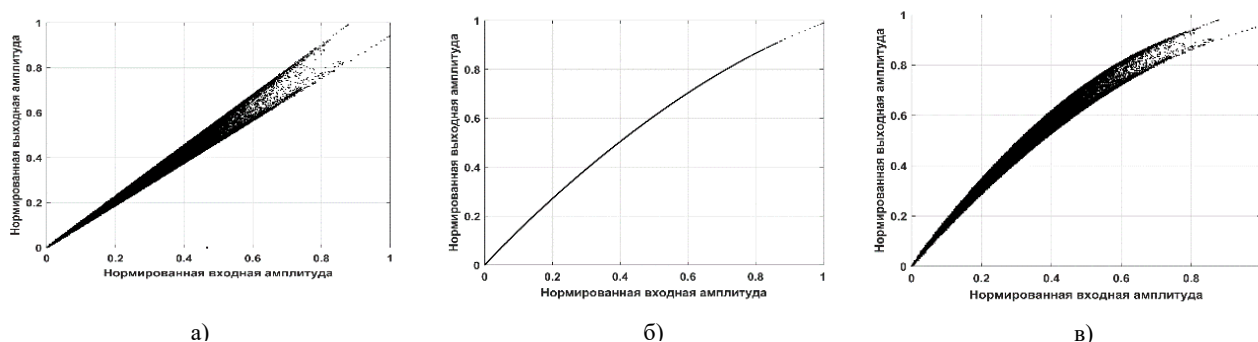


Рис.5 Амплитудные передаточные характеристики квадратурного модулятора (а), усилителя мощности (б) и всего радиотракта (в), полученные с помощью двухблочной модели

Таким образом, можно выделить ряд практических преимуществ использования предлагаемой двухблочной модели нелинейно-динамической системы. Во-первых, двухблочные модели позволяют дифференцировать свойства составных частей закрытого аналогового радиотракта. В отличие от одноблочных аналогов, результатом синтеза такой модели становится не только обобщенная нелинейно-динамическая модель исследуемого устройства, но и частные модели его составных аналоговых частей. Во-вторых, двухблочная модель оперирует меньшим в сравнении с одноблочной моделью числом параметров моделирования. Причем рост инерционности системы только увеличивает разницу с одноблочным аналогом. В-третьих, экспериментально показано, что двухблочный тип модели обеспечивает меньший в сравнении с одноблочным аналогом уровень ошибки моделирования.

Третья глава посвящена синтезу двухблочной модели цифрового корректора, предназначенного для цифровой линейризации аналогового радиотракта. На сегодняшний день из множества аналоговых и цифровых способов борьбы с сигнальными искажениями выделяют метод линейризации передаточной характеристики радиотракта, основанный на вводе в сигнал цифровых предсказаний. Устройством ввода предсказаний называют цифровой корректор, который должен провести такое нелинейно-динамическое преобразование передаваемого сигнала, чтобы нелинейно-динамические искажения аналогового устройства выступили в роли естественного компенсатора введенных предсказаний (Рис. 6). Можно сказать,



Рис.6 Структурная блок-схема системы адаптивной цифровой коррекции нелинейно-динамических искажений аналогового радиотракта

что эти характеристики зеркально отражают друг друга, обеспечивая тем самым линейный выход совокупной системы. Помимо устройства ввода предсказаний система линейризации включает в себя также ветку обратной связи и блок расчета параметров предсказаний, которые обеспечивают адаптивную подстройку коэффициентов корректора с помощью различных методов многопараметрической оптимизации. Таким образом, цифровая форма корректора позволяет реализовать на его основе гибкую систему линейризации, способную отслеживать изменения состояния аналогового радиотракта и вносить соответствующие изменения в параметры предсказаний. Эффективность работы цифрового корректора напрямую определяется выбранной нелинейно-динамической моделью. Чем точнее нелинейно-динамическая характеристика корректора отражает реальную передаточную характеристику устройства, тем выше степень компенсации искажений. В первой и второй главах работы была предложена двухблочная модель нелинейно-динамической системы, а также показана ее практическая эффективность в сравнении с классическими обобщенными моделями. Логично предположить, что применение двухблочной модели для синтеза цифрового корректора позволит реализовать также высококачественную систему адаптивной линейризации.

В силу того, что корректор должен синтезировать обратную по отношению к аналоговому устройству передаточную характеристику, его блочная структура также должна быть зеркальной по отношению к структуре тракта. На рис.7 представлена схема включения двухблочного корректора, первый блок которого предназначен для компенсации нелинейно-динамических искажений усилителя, а второй – для компенсации инерционных искажений фильтра. Преимущественной

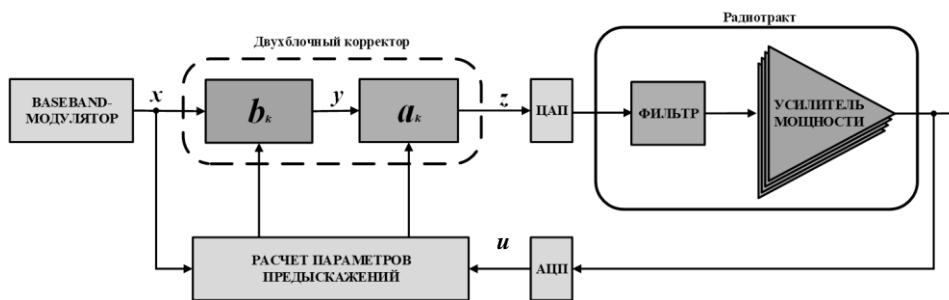


Рис.7 Структурная блок-схема системы адаптивной линейризации аналогового радиотракта с помощью двухблочной структуры корректора

особенностью подобной двухблочной структуры корректора становится то, что ввод линейных и нелинейных предсказаний разделен. Зависимости выходного и промежуточного сигналов двухблочного корректора в таком случае имеют вид:

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

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

где  $P$  и  $M_1$  – степень нелинейности и глубина памяти нелинейно-динамического блока;  $M_2$  – глубина памяти линейного блока;  $a_k, b_k$  – параметры предсказаний двухблочного корректора в виде векторов длиной  $M_2$  и  $PM_1$ , соответственно. Структурное разбиение цифрового корректора на два блока дает возможность адаптивно подстраивать только те параметры предсказаний, которые того

требуют в конкретный момент времени. Для расчета параметров предвысказаний двухблочного корректора, а в дальнейшем, и их адаптивного обновления были выведены аналитические выражения на основе МСГ и РМНК. Для МСГ обновление коэффициентов предвысказаний имеет вид:

$$b_{k_{p,m}}(n) = b_{k_{p,m}}(n-1) + \mu_b e(n) \sum_{i=0}^{M_2-1} a_{k_i}^*(n-1) u^*(n-m-i) |u(n-m-i)|^{p-1},$$

$$a_{k_m}(n) = a_{k_m}(n-1) + \mu_a e(n) \sum_{i=0}^{M_1-1} \sum_{p=1}^P b_{k_{p,i}}^*(n-1) u^*(n-i-m) |u(n-i-m)|^{p-1},$$

где  $u$  – измеренный сигнал обратной связи, а сигнал ошибки определяется соотношением:

$$e(n) = \sum_{i=0}^{M_2-1} a_{k_i}(n-1) \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M_1-1} b_{k_{p,m}}(n-1) x(n-m-i) |x(n-m-i)|^{p-1} - u(n).$$

Для РМНК были получены следующие выражения:

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

Проверка эффективности предлагаемого способа компенсации сигнальных искажений проводилась в два этапа – компьютерное моделирование и практический эксперимент. В частности, была проведена практическая линеаризация передающего тракта, работающего на частоте 3 ГГц. В качестве источника сигнала использовался векторный генератор; в качестве петли обратной связи – анализатор спектра. Математическая обработка сигнала проводилась отдельно в среде Matlab (Рис. 8). В качестве тестового сигнала был выбран сигнал с модуляцией QAM16 и полосой 4 МГц. Эффективность работы цифровых корректоров оценивалась с помощью критериев АСРР и EVM. Первый характеризует уровень внеполосного излучения:

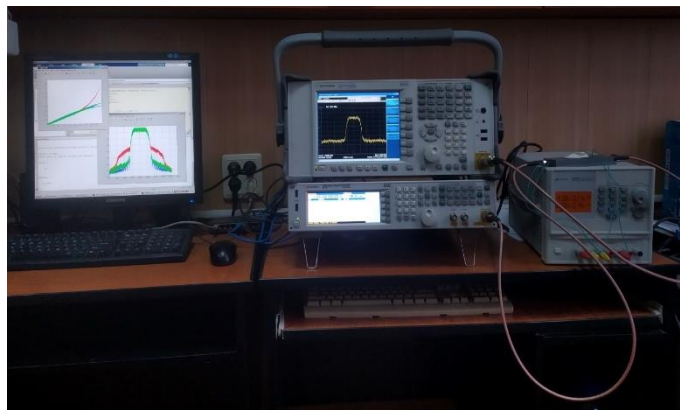


Рис.8 Рабочее место проведения экспериментов

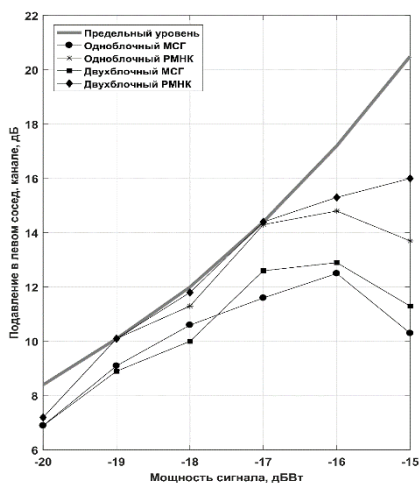


Рис.9 Зависимость степени подавления внеполосного излучения в правом соседнем канале от уровня входного сигнала

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

где под  $P_{о.к}$  подразумевается мощность сигнала в основной полосе, а под  $P_{с.к}$  – мощность в соседних каналах. Второй критерий описывает степень деформации сигнального созвездия:

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

где  $I_{вх}$ ,  $I_{вых}$ ,  $Q_{вх}$ ,  $Q_{вых}$  – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе устройства.

На рис. 9 представлены полученные зависимости степени подавления внеполосного излучения в соседнем канале 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.

Таблица 3

Тип модели корректора	ACPR, дБ				Кол-во коэф-в	EVM,%
	Соседний канал		Дополнительный канал			
	Левый	Правый	Левый	Правый		
Исходный сигнал	-61.7	-62.1	-68.1	-68.3	-	0
Выход без корректора	-41	-41.6	-61.67	-62	-	3.85
Двухблочная (МСГ)	-54	-52.9	-60.9	-60.6	25	0.85
Одноблочная (МСГ)	-53.8	-51.9	-61.1	-59.5	35	0.87
Двухблочная (РМНК)	-58.5	-57.5	-64	-63.8	25	0.55
Одноблочная (РМНК)	-56.7	-55.2	-59.9	-61.4	35	0.61

Видно, что двухблочная реализация цифрового корректора вне зависимости от алгоритма идентификации позволяет за счет меньшего числа параметров (25 против 35) обеспечить более качественные результаты линейризации аналогового радиотракта. На рис. 10 представлены спектры выходного сигнала радиотракта до и после ввода предскажений, рассчитанных с помощью алгоритма РМНК. Таким образом, результаты практического эксперимента доказывают, что двухблочная реализация цифрового корректора позволяет за счет меньшего числа параметров обеспечить более качественные результаты линейризации аналогового радиотракта.

В четвертой главе рассмотрена задача синтеза двухблочного цифрового корректора для совместной линейризации аналогового радиотракта, который помимо нелинейных искажений усилителя мощности является также источником рассогласования сигнальных квадратур передаваемого сигнала. На рис.11 представлена схема включения двухблочного корректора, первый блок которого предназначен для компенсации нелинейных искажений усилителя, а второй – для компенсации квадратурного дисбаланса модулятора. В соответствии с предлагаемой схемой включения сигнал на выходе двухблочного корректора имеет вид:

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

где  $M$  – глубина памяти каналов модели модулятора;  $\mathbf{b}$  – вектор коэффициентов длиной  $2M$ .

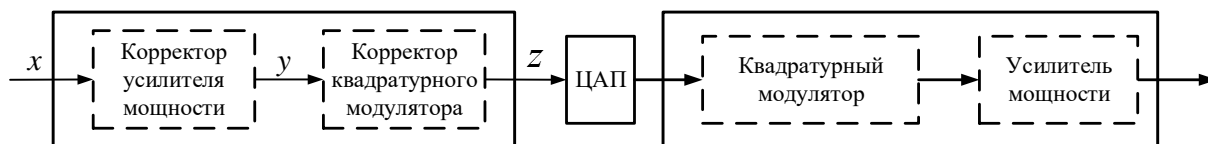


Рис.11 Двухблочный корректор для совместной линейризации модулятора и усилителя мощности

Сигнал  $y$  является промежуточным сигналом двухблочного корректора и определяется выражением:

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

где  $x(n)$  – входной сигнал,  $P$  – степень нелинейности,  $\mathbf{a}$  – вектор коэффициентов длиной  $P$ . Таким образом, совокупное число параметров двухблочного корректора составляет  $2M+P$  в то время как для одноблочного аналога  $2MP$ . Для расчета параметров предлагаемой двухблочной модели корректора

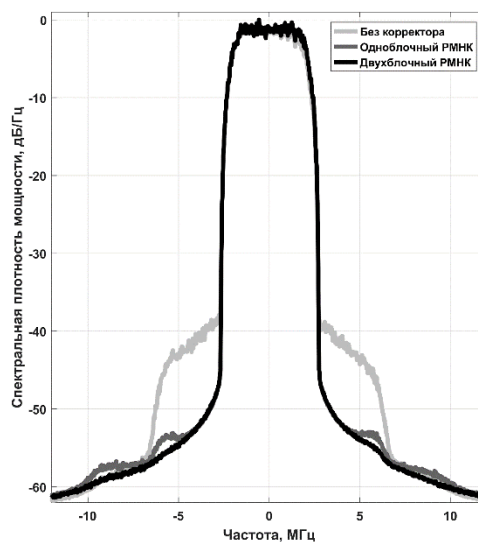


Рис.10 Спектр выходного сигнала аналогового радиотракта до и после ввода предскажений

был использован обратный метод обучения (рис. 12), подразумевающий построение обратной модели объекта линейаризации. Сигнал ошибки в таком случае принимает вид:

$$e(n) = x(n) - \sum_{m=0}^{M-1} b_m(n-1) \sum_{p=1}^P a_p(n-1) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} - \sum_{m=0}^{M-1} b_{M+m}(n-1) \sum_{p=1}^P a_p^*(n-1) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1},$$

где  $x$  и  $\tilde{z}$  – измеренные отсчёты сигнала на входе и выходе аналогового тракта. Итерационное обновление параметров двухблочного цифрового корректора с помощью МСГ имеет вид:

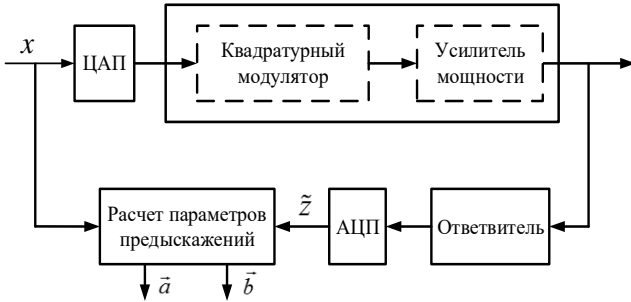


Рис.12 Блок-схема идентификации коэффициентов параметров двухблочного корректора

$$\begin{cases} a_p(n) = a_p(n-1) - \mu_a e(n) \sum_{m=0}^{M-1} b_m^*(n-1) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, \\ b_m(n) = b_m(n-1) - \mu_b e(n) \sum_{p=1}^P a_p^*(n-1) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, \\ b_{M+m}(n) = b_{M+m}(n-1) - \mu_b e(n) \sum_{p=1}^P a_p(n-1) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1}, \\ p=1 \dots P, m=0 \dots M-1 \end{cases}$$

где  $\mu_a, \mu_b$  – константы метода стохастического градиента. Соотношения для итерационного

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

$$\begin{cases} L_a(p) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^*(n-1) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ \mathbf{g}_a = \frac{\mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a}{\lambda + \mathbf{L}_a \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{L}_a^H} \\ (\mathbf{R}_a^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_a^{-1} - \mathbf{g}_a \mathbf{L}_a^H \mathbf{R}_a^{-1}), \\ \mathbf{a}(n) = \mathbf{a}(n-1) + e(n) \mathbf{g}_a, p=1 \dots P \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_b(m) = \sum_{p=1}^P a_p^*(n-1) \tilde{z}^*(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ L_b(M+m) = \sum_{p=1}^P a_p(n-1) \tilde{z}(n-m) |\tilde{z}(n-m)|^{2p-1} \\ \mathbf{g}_b = \frac{\mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b}{\lambda + \mathbf{L}_b \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{L}_b^H} \\ (\mathbf{R}_b^{-1})' = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{R}_b^{-1} - \mathbf{g}_b \mathbf{L}_b^H \mathbf{R}_b^{-1}) \\ \mathbf{b}(n) = \mathbf{b}(n-1) + e(n) \mathbf{g}_b, m=0 \dots M-1 \end{cases}$$

Проверка эффективности предлагаемого способа компенсации сигнальных искажений проводилась в

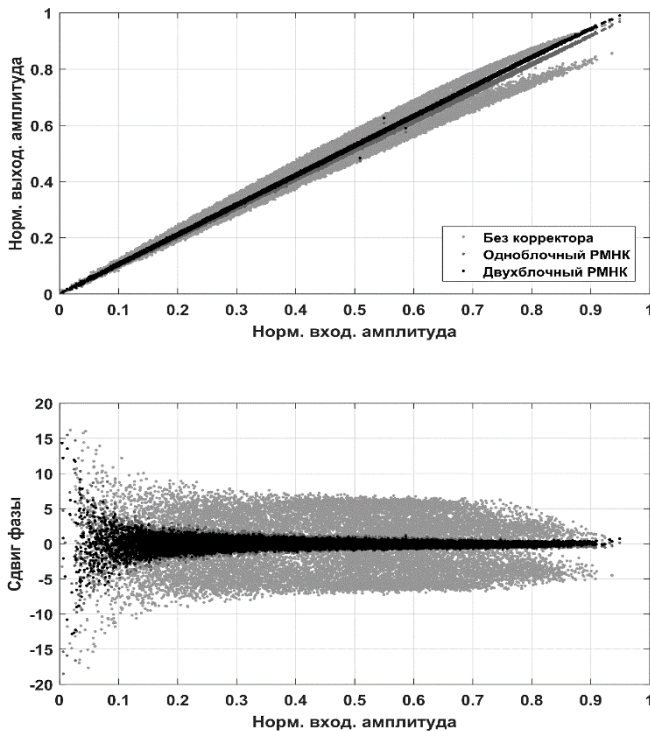


Рис.13 Характеристики радиотракта до и после ввода предсказаний

два этапа – компьютерное моделирование и практический эксперимент. В частности, была проведена практическая линейаризация передающего тракта, работающего на частоте 3 ГГц. В качестве источника сигнала использовался векторный генератор с встроенной функцией управления дисбалансом квадратур. В качестве ответвителя и петли обратной связи использовался анализатор спектра. Квадратурный дисбаланс (10 градусов разности фаз и 1 дБм рассогласования) задавался внутри векторного генератора. В роли лабораторного усилителя мощности использовался усилитель Keysight 87405с. Математическая обработка сигнала проводилась отдельно в среде Matlab. В качестве тестового был выбран сигнал с модуляцией QAM16 и полосой 4 МГц. Эксперимент состоял из двух этапов: расчета параметров предсказаний 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. Второй этап повторял первый, однако вместо исходного сигнала в генератор загружались квадратуры с учетом внесения предсказаний, рассчитанных на первом этапе. Общие результаты работы различных цифровых корректоров приведены в сводной таблице 4.

Таблица 4

Тип корректора	АСРР, дБ				EVM, %	Кол-во коэф-в
	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

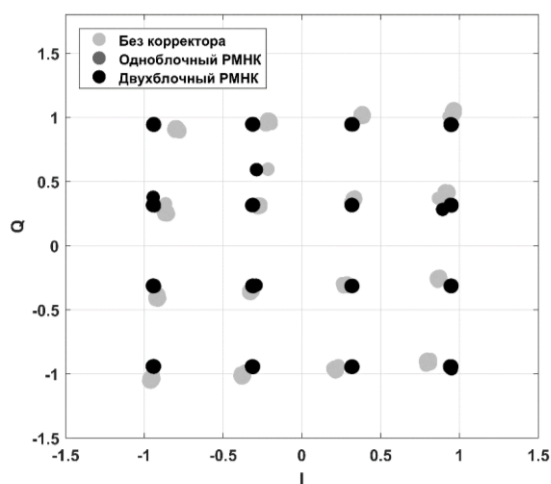


Рис.14 Сигнальное созвездие выходного сигнала аналогового радиотракта до и после ввода предсказаний

Из полученных данных видно, что применение двухблочной модели корректора позволило вдвое меньшим числом параметров (11 против 30) достичь сопоставимых одноблочной модели результатов линейаризации. На рис.13 приведены амплитудные и амплитудно-фазовые переходные характеристики исследуемой системы до и после ввода предсказаний с помощью одноблочной и предлагаемой двухблочной моделей цифрового корректора. На рис.14 показана деформация сигнального созвездия на выходе исследуемой системы до и после линейаризации с помощью одноблочной и предлагаемой двухблочной моделей цифрового корректора.

**В заключении** сформулированы и выделены ключевые теоретические и практические результаты исследования.

1. Предложены способы построения и алгоритмы идентификации параметров 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 идентификации параметров 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 предсказаний, 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 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 вкпе с двухблочной структурой предложенного корректора позволяют реализовать адаптивную систему цифровой линеаризации 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 РАБОТ СОИСКАТЕЛЯ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

### Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ

1. 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. DOI: 10.7868/S0033849417070014

2. 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.

3. 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.

### Материалы конференций

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

5. Аверина Л.И. Линеаризация аналогового радиотракта с помощью двухблочной модели цифрового корректора / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский // Радиолокация, навигация, связь: XXII Междунар. науч. – техн. конф., г. Воронеж, 19-21 апр. 2016 г. – Воронеж, 2016.- Т.1.-С.317-325.

6. Аверина Л.И. Двухблочная цифровая коррекция аналогового радиотракта методами прямого и обратного обучения / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский, А.С. Малев // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 26-я Международная Крымская конференция г. Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. – Севастополь, 2016. – С.482-488.

7. 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.

### Патенты и свидетельства о регистрации программ

8. 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.

9. 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.

10. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662218. Программа синтеза и анализа цифрового корректора для линеаризации передающего тракта СВЧ диапазона с аналоговым квадратурным модулятором / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619576; заявл. 12.09.2018, опубл. 02.10.2018; – 1с.

11. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662523. Программа синтеза и анализа модели инерционного нелинейного передающего тракта с аналоговым квадратурным модулятором / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619602; заявл. 12.09.2018, опубл. 11.10.2018; – 1с.

12. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662404. Программа синтеза и анализа цифрового корректора для компенсации частотно-зависимого

квадратурного дисбаланса в аналоговом модуляторе / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619567; заявл. 12.09.2018, опубл. 05.10.2018; – 1с.

13. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662593 Программа синтеза и анализа двухблочного цифрового корректора для линеаризации передающего тракта СВЧ диапазона / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619606; заявл. 12.09.2018, опубл. 11.10.2018; – 1с.

14. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662345 Программа синтеза и анализа инерционной модели аналогового квадратурного модулятора с учетом дисбаланса квадратур / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619712; заявл. 13.09.2018, опубл. 05.10.2018; – 1с.

15. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662746 Программа синтеза и анализа двухблочной модели инерционного нелинейного передающего тракта / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619748; заявл. 13.09.2018, опубл. 12.10.2018; – 1с.

16. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662886 Программа синтеза и анализа двухблочной модели инерционного нелинейного передающего тракта с аналоговым квадратурным модулятором / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619808; заявл. 13.09.2018, опубл. 17.10.2018; – 1с.

17. Свидетельство РФ о государственной регистрации программы для ЭВМ №2018662744 Программа синтеза и анализа двухблочного цифрового корректора для линеаризации передающего тракта СВЧ диапазона с аналоговым квадратурным модулятором / Аверина Л.И., Лавлинский С.С.; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Концерн «Созвездие». – №2018619629; заявл. 13.09.2018, опубл. 12.10.2018; – 1с.