

На правах рукописи

Бугров Олег Владимирович

Цифровая линейаризация многоканальных систем связи

Специальность 1.3.4 – Радиофизика

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени

кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2022

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

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

Официальный 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 **9 июня 2022 г. в 17:00** на заседании диссертационного совета 24.2.288.05 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/dissinfo&cand=3398>.

Автореферат разослан _____ 2022 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета
24.2.288.05

Степкин Владислав Андреевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Диссертационная работа посвящена развитию методов повышения спектральной и энергетической эффективности многоканальных систем беспроводной связи СВЧ диапазона на основе синтеза поведенческих моделей и построения цифровых корректоров для снижения нелинейных и квадратурных искажений, возникающих в передающих трактах таких систем.

Актуальность темы исследования. В настоящее время наблюдается бурный рост и развитие беспроводных систем связи, что, в свою очередь, повышает требования к энергетической и спектральной эффективности используемых устройств. На указанные характеристики наибольшее влияние оказывает усилитель мощности (УМ) передающего тракта системы. С одной стороны, с целью повышения энергетической эффективности усилитель мощности работает в нелинейном режиме, где обеспечивается максимальный КПД. С другой стороны, используемый режим приводит к нелинейным искажениям, значительно расширяющим спектр выходного сигнала и ухудшающим электромагнитную совместимость. Для повышения линейности передающего тракта может быть использован метод цифровых предискажений.

Повышение скорости передачи данных основано, в том числе, на использовании сигналов со сложными методами модуляции и расширением полосы. В передающем тракте такие сигналы подвергаются не только нелинейным искажениям в усилителе мощности, но и инерционным искажениям при прохождении через фильтрующие цепи, квадратурный модулятор и смеситель. Это, в свою очередь, расширяет задачу линеаризации системы с целью усовершенствования структуры корректора, который должен учитывать и квадратурные искажения.

Другим способом повышения скорости передачи данных является применение многоканальных систем. Причем разделение каналов может быть, как частотным, так и пространственным. К важным преимуществам таких систем можно отнести мультистандартность, которая обеспечивается за счёт использования различных типов модуляции в каналах, и использование одного передатчика для нескольких независимых приёмников.

Для моделирования искажений, возникающих в передающем тракте многоканальных систем с частотным разделением, и цифровых корректоров для их компенсации обычно рассматривают близко расположенные сигналы на разных несущих как один широкополосный. Однако в таком случае для корректного моделирования потребуется высокая частота дискретизации АЦП и ЦАП, позволяющая захватить 5-7 полос итогового широкополосного сигнала что, как правило, делает подход нереализуемым на практике. Поэтому для таких систем необходимо осуществлять моделирование в каждом канале по отдельности. В случае многоканальных систем с пространственным разделением каналов нелинейность усилителя мощности приводит к дополнительным искажениям излучаемого сигнала из-за возникновения продуктов перекрестной модуляции между составляющими сигналов разных каналов. Поэтому традиционные модели, отражающие свойства каждого канала по отдельности, например, модель Вольтерры или полиномиальная модель, не способны точно характеризовать исследуемую систему. Этот вывод актуализирует задачу поиска и развития алгоритмов моделирования искажений и синтеза корректоров в многоканальных системах.

С этой целью в работе предложено решение задачи моделирования нелинейно-динамических характеристик и линеаризации передающего тракта на основе нейронных сетей. Нейронные сети находят свое применение в таких разнородных областях, как моделирование, анализ временных рядов, распознавание образов и обработка сигналов благодаря способности обучаться.

Параметры линеаризуемой системы могут изменяться в процессе работы, например, при изменении температуры или старения элементов. В этом случае, для поддержания эффективности линеаризации, необходимо адаптивно подстраивать параметры цифрового корректора. Следовательно, становится актуальной задача поиска устойчивых, относительно простых и быстрых алгоритмов адаптивной идентификации параметров полиномиальных корректоров для многоканальных систем. Предложенный в работе метод идентификации параметров корректора позволяет уменьшить время его подстройки и, тем самым, снизить количество вычислительных операций и требования к вычислительным ресурсам.

Таким образом, использование нейронных сетей, адаптивных алгоритмов и корректоров, дополнительно учитывающих квадратурные искажения, в процедуре поведенческого моделирования нелинейно-динамических характеристик передающего тракта многоканальных систем связи и построения цифровых корректоров становится логичным шагом на пути к повышению энергетической и спектральной эффективности беспроводных систем связи.

Целью диссертации является повышение спектральной и энергетической эффективности многоканальных систем радиосвязи СВЧ диапазона на основе коррекции нелинейно-динамических характеристик передающего аналогового радиотракта.

Научная задача заключается в разработке моделей, эффективных алгоритмов и методов компенсации нелинейно-динамических искажений передающего аналогового тракта многоканальных систем радиосвязи СВЧ диапазона.

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

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

- построение нелинейно-динамической модели аналогового передающего тракта системы двухполосной параллельной передачи данных и *ММО* системы, в том числе в присутствии квадратурных искажений;
- синтез цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических и квадратурных искажений тракта многоканальных систем;
- разработка алгоритмов адаптивного обновления параметров цифрового корректора в процессе компенсации искажений.

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 бесструктурные нейросетевые модели передающего тракта многоканальных систем, обладающего нелинейно-инерционными свойствами,

позволяющие в сравнении с известными аналогами повысить качество поведенческого описания исследуемого устройства;

- предложены нейросетевые модели передающего тракта с учетом эффекта квадратурного дисбаланса, расширяющие диапазон значений дисбаланса, при котором точность моделирования не снижается;

- разработан адаптивный алгоритм цифровой линейаризации передающего тракта на основе метода сопряженного градиента, позволивший значительно сократить количества вычислительных операций;

- разработана совместная адаптивная система управления цифровым корректором для одновременной компенсации квадратурных и нелинейно-инерционных искажений в передающем радиотракте на основе двумерной полиномиальной модели «с памятью» и метода сопряженного градиента.

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:

- предлагаемые бесструктурные нейросетевые модели позволяют на основе экспериментально сформированных сигналов на входе и выходе аналогового передающего тракта достичь большей точности поведенческого моделирования, например, в сравнении с полиномиальной моделью, на величину до 17 дБ по критерию *NMSE* и до 16 дБ по критерию *ACEPR*, а в присутствии квадратурных искажений - на величину до 9 дБ по критерию *NMSE* и до 17 дБ по критерию *ACEPR*. Необходимо также отметить, что результаты моделирования остаются неизменными при различных уровнях квадратурных искажений;

- предлагаемая система адаптивной цифровой линейаризации аналогового тракта позволяет снизить относительный уровень внеполосного излучения передаваемого полосового сигнала на 13 дБ и уровень деформации сигнального созвездия на 27%. При использовании совместной системы управления цифровым корректором, с одновременной компенсацией нелинейно-инерционных и квадратурных искажений, снижение уровня деформации сигнального созвездия достигает 50%. Управление цифровым корректором осуществляется только на основе отсчетов сигналов на входе и выходе передающего тракта;

- экспериментальный сравнительный анализ моделей и адаптивных методов идентификации аналогового тракта многоканальных систем связи по критериям эффективности и вычислительной сложности, позволяет выбрать подходящую архитектуру модели и цифрового корректора, в зависимости от требований к допустимым значениям внеполосных искажений, деформации сигнального созвездия и имеющимся вычислительным ресурсам.

Основные результаты и положения, представляемые на защиту:

- поведенческие нейросетевые модели многоканальных передающих трактов СВЧ диапазона, позволяющие наиболее точно и полно учесть возникающие нелинейно-инерционные и квадратурные искажения сигнала;

- для эффективной компенсации нелинейно-инерционных искажений сигнала, возникающих в передающем тракте многоканальной системы, достаточно применения

системы цифровой коррекции на основе двумерной полиномиальной модели «с памятью»;

- алгоритм адаптивного обновления параметров полиномиального цифрового корректора многоканальной системы, использующий метод сопряженного градиента, по сравнению с рекурсивным методом наименьших квадратов позволяет кратно снизить количество вычислительных операций при сохранении эффективности коррекции;

- компенсацию квадратурного дисбаланса в передающем тракте многоканальной системы следует осуществлять одновременно с компенсацией нелинейно-инерционных искажений сигнала с использованием единого корректора на основе совместной полиномиальной модели «с памятью».

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, 2013, 2018, 2019); международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (г. Севастополь, 2014); международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» (г. Воронеж, 2015); международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов» (г. Самара, 2016).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 14 работ, в том числе 1 – в издании, индексируемом в *Scopus*, 3 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 4 – свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы из 79 наименований. Общий объем диссертации составляет 127 страниц, включая 74 рисунка и 18 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 передающий аналоговый тракт многоканальных систем беспроводной связи, являющийся источником нелинейно-динамических искажений. Цель исследования – повышение спектральной и энергетической эффективности на основе коррекции нелинейно-динамических характеристик радиотракта.

Первая глава посвящена выбору объекта исследования и решению задачи построения нелинейно-динамической модели тракта многоканальной системы.

Как известно, усилитель мощности, работающий в режиме максимального коэффициента полезного действия (КПД), является основным источником нелинейных искажений сигнала в передающем тракте. Поэтому проектирование усилителя мощности всегда связано с неизбежным поиском компромисса между линейностью и КПД. Цель разработки передающего тракта – максимизировать КПД при допустимом уровне нелинейных искажений.

При рассмотрении систем, использующих широкополосные сигналы, необходимо также учитывать инерционные свойства УМ, которые выражаются в том, что выходной сигнал будет определяться не только текущим значением входного сигнала, но и его предыдущими значениями. Такие свойства называются «эффектом памяти» и создают определенные трудности в моделировании тракта.

Применение многоканальных систем позволяет увеличить скорость передачи информации в соответствии с числом используемых каналов. При этом, допускается иметь один передатчик для нескольких независимых приемников, работающих, например, с различными стандартами связи. Разделение каналов в системе связи может быть, как частотным, так и пространственным.

При частотном разделении в системе двухполосной параллельной передачи данных сигналы на разных, но близко расположенных несущих частотах объединяются, а затем усиливаются одним широкополосным усилителем мощности (рис.1). Но в таком случае в передающем тракте возникают дополнительные,

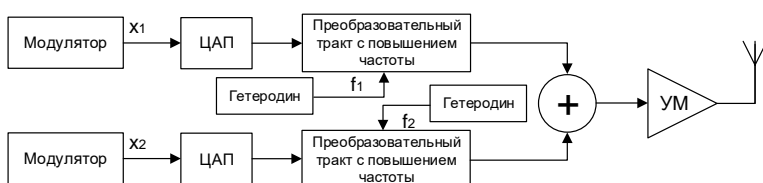


Рис.1. Структурная блок-схема передающего тракта двухполосной системы

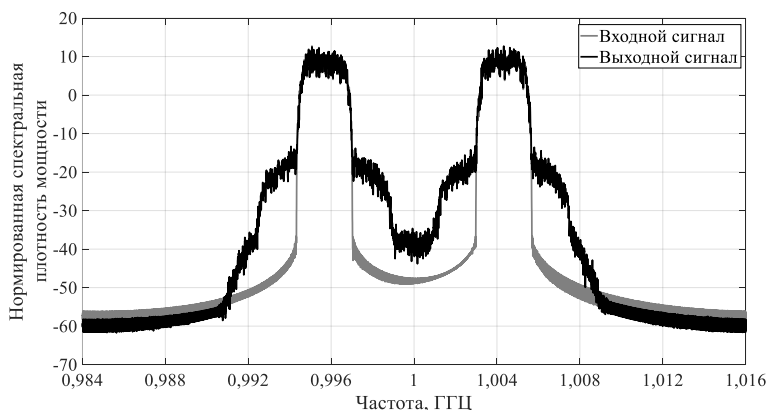


Рис.2. Спектральные плотности мощности сигналов в двухполосной системе

перекрестные искажения сигнала, вызванные влиянием сигналов полос друг на друга, при чем продукты такой перекрестной модуляции располагаются в частотной области близко к полезному сигналу, что не позволяет подавить их фильтром. Спектральная плотность мощности сигнала с перекрестными искажениями представлена на рисунке 2 черным цветом.

При пространственном разделении сигналов в MIMO системе, используется несколько параллельных ветвей радиотрактов, в каждом из которых есть модулятор, УМ и антенна, и все ветви

используют один и тот же частотный диапазон. Перекрестные искажения в такой системе связаны с размещением ветвей MIMO на одной плате и являются следствием утечки радиосигнала через общий гетеродин и помех на плате. Перекрестная модуляция сигналов происходит в нелинейном элементе, УМ, ввиду чего борьба с искажениями значительно усложняется.

Модели передающих трактов могут быть классифицированы по типу данных, необходимых для их построения. Физические модели требуют знания параметров электронных элементов, входящих в усилитель мощности (УМ), и теоретических соотношений, описывающие их взаимодействия. Физические модели используют нелинейную модель активного элемента УМ для составления системы нелинейных уравнений, связывающих узловые напряжения и токи.

Эмпирические или поведенческие модели не нуждаются в априорном знании внутреннего устройства УМ, по этой причине они также известны как модели «черного

ящика». Их анализ основан на измерении параметров входного и выходного сигналов. Поэтому точность моделирования зависит от точности измерительных приборов.

Традиционные поведенческие модели с учетом «эффектов памяти», например, модель на основе рядов Вольтерры и ее упрощённая версия, полиномиальная модель «с памятью», отражают свойства каждого канала по отдельности, поэтому не учитывают возникающие в многоканальных системах перекрестные искажения, и, соответственно, не способны с достаточной точностью отразить характеристики исследуемого передающего тракта. Для многоканальных систем модели необходимо строить на основе сигналов двух полос.

Наиболее простой, но достаточно точно описывающей поведение УМ в передающем тракте двухполосной системы моделью является двумерная полиномиальная модель «с памятью», описываемая соотношениями:

$$\begin{aligned} y_1(n) &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^1 x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-r} |x_2(n-m)|^r, \\ y_2(n) &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^2 x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{p-r} |x_1(n-m)|^r, \end{aligned} \quad (1)$$

где P и M – степень нелинейности полинома и количество элементов памяти модели соответственно, $y_1(n)$ и $y_2(n)$ – комплексные огибающие выходных сигналов, сосредоточенных вокруг несущих частот в нижней полосе f_{c1} и верхней полосе f_{c2} соответственно, $x_1(n)$ и $x_2(n)$ – комплексные огибающие входных сигналов для каждой полосы, $h_{p,r,m}^1$ и $h_{p,r,m}^2$ – коэффициенты модели для каждой полосы.

В матричном виде уравнение (1) будет выглядеть следующим образом:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{X}_1 \cdot \mathbf{h}_1, \quad (2)$$

где \mathbf{y}_1 – вектор-столбец отсчетов выходного сигнала первой полосы, \mathbf{h}_1 – вектор-столбец идентифицируемых коэффициентов модели, \mathbf{X}_1 – матрица входных отсчетов, состоящая из векторов-строк $\mathbf{x}_1(n)$, составленных в соответствие с выбранной моделью. Для двумерной полиномиальной модели «с памятью» вид матрицы следующий:

$$\mathbf{X}_1 = [\mathbf{x}_1(1), \mathbf{x}_1(2), \dots, \mathbf{x}_1(N)]^T, \quad (3)$$

где N – количество отсчетов в обучающей последовательности, вектор строка $\mathbf{x}_1(n)$ имеет вид:

$$\mathbf{x}_1(n) = \begin{bmatrix} x_1(n), x_1(n-1), \dots, x_1(n-M+1), \dots, x_1(n) |x_1(n)|, x_1(n) |x_2(n)|, \\ \dots, x_1(n-M+1) |x_2(n-M+1)|, \dots, x_1(n) |x_2(n)|^{p-1}, \dots, \\ x_1(n-M) |x_2(n-M)|^{p-1} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

а \mathbf{h}_1 , вектор-столбец идентифицируемых коэффициентов модели, имеет вид:

$$\mathbf{h}_1 = [h_{0,0,0}^{(1)}, h_{0,0,1}^{(1)}, \dots, h_{0,0,M-1}^{(1)}, h_{1,0,0}^{(1)}, h_{1,0,1}^{(1)}, \dots, h_{1,0,M-1}^{(1)}, \dots, h_{1,1,M-1}^{(1)}, \dots, h_{K-1,K-1,M-1}^{(1)}]. \quad (5)$$

Уравнение (1) соответствует переопределённой системе, для которой находится только приближительное решение через минимизацию ошибки. Один из алгоритмов определения коэффициентов модели основан на псевдообращении Мура-Пенроуза, минимизирующем ошибку по критерию наименьших квадратов (*least squares, LS*).

Решение данной системы при использовании псевдообращения Мура-Пенроуза имеет вид:

$$\mathbf{h}_1 = \mathbf{X}_1^+ \cdot \mathbf{y}_1 = (\mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_1)^{-1} \mathbf{X}_1^* \cdot \mathbf{y}_1, \quad (6)$$

где знак «+» описывает процедуру псевдообращения Мура-Пенроуза, а «*» – комплексное сопряжение.

Для *MIMO* системы существует соответствующая модель, эффективно характеризующая поведение УМ – двумерная полиномиальная кроссовер-модель «с памятью», задающаяся соотношением:

$$y_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{1,1,p,m} x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P h_{1,2,p,m} x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{p-1}. \quad (7)$$

Аналогичным образом составляются векторы выходных отсчетов, идентифицируемых параметров, матрица входных отсчетов составляется в соответствие с формулой (7), полученные уравнения в матричном виде решаются при использовании процедуры псевдообращения Мура-Пенроуза.

В качестве альтернативы приведенным полиномиальным моделям могут выступать нейросетевые архитектуры, которые состоят из нейронов, наименьших единиц обработки информации в нейронной сети. Сигнал в сети распространяется в прямом направлении, от слоя к слою. Нейрон текущего слоя связан с нейроном k предыдущего синапсом j , через который он получают сигнал x_j и умножает его на вес ω_{kj} , далее сумматор складывает все взвешенные входные сигналы с порогом b_k и полученную сумму подаёт на нелинейную функцию активации. Выходной сигнал этой функции передается нейронам следующего слоя. В итоге мы получаем математическое представление функционирования нейрона:

$$y_k = \varphi(b_k + \sum_j \omega_{kj} x_j). \quad (8)$$

Нейронная сеть, состоящая из нескольких слоёв нейронов с нелинейной функцией активации, позволяет отразить нелинейно-динамические характеристики передающих трактов систем связи. В работе были исследованы два вида нейронных сетей: многослойный персептрон и рекуррентная нейронная сеть. Структура многослойного персептрона представлена на рисунке 3, где $x(n)$ – отсчеты входного сигнала, $z(n)$ – отсчеты выходного сигнала, каждая прямая линия на рисунке характеризуется своим весом, каждый нейрон – смещением, «НЛ» обозначает нейрон с нелинейной функцией активации, «Л» – с линейной. Отличие рекуррентной сети состоит в наличии обратной ветви, по которой задержанные на $1 \dots M_y$ итераций выходные отсчеты попадают на вход нейронной сети, что имитирует поведение передающих трактов реальных систем связи на высоких частотах. В качестве метода идентификации нейросетевых моделей

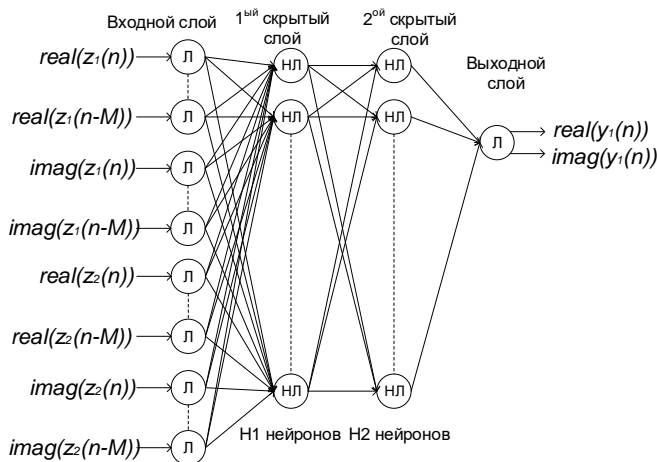


Рис.3. Схема многослойного персептрона

был выбран алгоритм Левенберга-Марквардта, отличающийся самой высокой скоростью сходимости.

Для идентификации модели необходимо получить отсчеты выходного сигнала передающего тракта, для этого в системе реализуют так называемую обратную ветвь (рисунок 4), сигнал в которую отводится после усилителя мощности перед антенной. Обратная ветвь в свою очередь состоит из двух ветвей, соответствующих сигналам. В каждой ветви находится преобразовательный тракт, который переносит сигнал с несущей частоты на нулевую, после этого сигнал проходит ФНЧ и АЦП, преобразуется

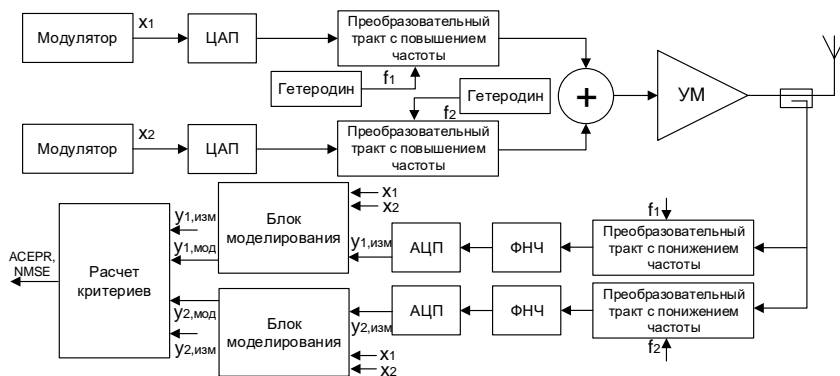


Рис.4 Структурная блок-схема моделирования тракта двухполосной системы

в цифровую форму. Отсчеты выходного сигнала в цифровой форме подаются на соответствующий блок моделирования, на который также подаются отсчеты входных сигналов обеих полос, таким образом получаем двумерную передаточную характеристику.

Двумерность модели

гарантирует учёт, как внутрисполосных продуктов интермодуляции, так и продуктов перекрёстной модуляции. Также выходные сигналы подаются на блок расчета критериев для сравнения с смоделированными сигналами, рассчитанные критерии моделирования выдаются на ПК для оценки точности модели. На основании рассчитанных критериев можно сделать вывод о пригодности выбранной модели к отражению характеристик исследуемого тракта.

Для проверки соотношений был проведен компьютерный эксперимент в среде *MatLab* для 4 различных моделей УМ, отличающихся уровнями нелинейности передаточных характеристик и «эффектов памяти», 2 типов многоканальных систем и 3 видов поведенческих моделей: соответствующей типу системы полиномиальной модели, многослойного персептрона и рекуррентной нейронной сети.

Для оценки точности моделирования использовались 2 параметра: во-первых, параметр мощности ошибки в соседнем канале (*adjacent channel error power ratio, ACEPR*), который позволяет оценить величину ошибки моделирования и ее распределение по спектру сигнала. Критерий *ACEPR* вычисляется таким образом:

$$ACEPR = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{f_{\text{сос. кан. 1}}}^{f_{\text{сос. кан. 2}}} |S_{\text{изм}} - S_{\text{мод}}|^2 df}{\int_{f_{\text{осн. кан. 1}}}^{f_{\text{осн. кан. 2}}} |S_{\text{изм}}|^2 df} \right), \quad (9)$$

где f_1 и f_2 – нижние и верхние границы каналов по частоте соответственно, $S_{\text{изм}}$ – измеренный сигнал, $S_{\text{мод}}$ – смоделированный.

Во-вторых, нормированная среднеквадратичная ошибка (*normalized mean square error, NMSE*) используется для оценки качества моделирования и показывает различия двух сигналов во временной области:

$$NMSE = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N |S_{\text{изм}}(n)|^2 - |S_{\text{мод}}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |S_{\text{изм}}(n)|^2} \right). \quad (10)$$

Кратко результаты компьютерного эксперимента можно характеризовать следующим образом:

- преимущества нейронных сетей проявляются для всех моделей усилителей мощности, максимальный выигрыш достигается на моделях с сильной нелинейностью и эффектами «памяти»;

- результаты многослойного персептрона и рекуррентной сети отличаются незначительно.

Для проверки соотношений и результатов компьютерного эксперимента были проведены натурные эксперименты с использованием автоматизированного измерительного комплекса на рисунке 5. Комплекс состоял из векторных генератора и анализатора сигналов, ПК, маршрутизатора и усилителя

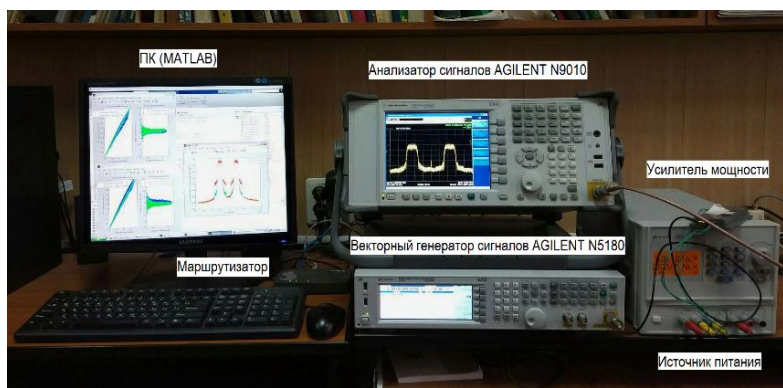


Рис.5 Автоматизированный измерительный комплекс

мощности сантиметрового диапазона с внешним источником питания. ПК, генератор и анализатор были объединены в общую локальную сеть. В эксперименте для восьми различных уровней мощности входного сигнала тракта сравнивались две поведенческие модели:

полиномиальная и многослойный персептрон. Выбранный порядок нелинейности равнялся 5, количество элементов памяти – 2. Многослойный персептрон имел 3 скрытых слоя по 10 нейронов в каждом. Для идентификации модели полиномиальной архитектуры в одном блоке требовалось 12 комплексных коэффициентов, для нейросетевой – 332.

Результаты натурного эксперимента подтвердили, что многослойный персептрон показывает лучшие результаты моделирования, чем полиномиальная архитектура, особенно при малой мощности входного сигнала и, соответственно, малых нелинейных искажениях – выигрыш по критерию $NMSE$ достигал 18 дБ.

В отличие от двухполосной системы передачи данных в эксперименте с $MIMO$ системой менялся уровень перекрестных помех при фиксированной мощности входного сигнала передающего тракта: -10, -15, -20, -25, -30, -40 дБ. Также проведено исследование при отсутствии перекрестных помех. Влияние перекрестных помех было воплощено в среде *MatLab*, сигнал с внесенными помехами подавался на векторный генератор. Для обеих ветвей $MIMO$ использовался один усилитель, измерения проводились последовательно для каждой из ветвей.

По результатам эксперимента видно, что перекрестные искажения значительно ухудшают результаты моделирования при использовании полиномиальной архитектуры – значение $ACEPR$ ухудшается на 16 дБ, $NMSE$ - на 18 дБ при значении перекрестных искажений -10 дБ, в то время, как результаты нейросетевой модели остаются почти неизменными.

Таким образом на основе экспериментов можно сделать следующие выводы: наиболее точная модель передающих трактов многоканальных систем связи с точки зрения критериев $NMSE$ и $ACEPR$ – модель на основе многослойного персептрона. В двухполосной системе многослойный персептрон превосходит полиномиальные модели на величину до 16 дБ по $NMSE$ и демонстрирует максимальную точность моделирования при слабых нелинейных искажениях. Для $MIMO$ системы модель на основе многослойного персептрона позволяет улучшить результаты полиномиальной модели на величину до 16 дБ по $ACEPR$ и 17 дБ по $NMSE$ и сохраняет точность моделирования при увеличении уровня перекрестных помех в системе.

Во второй главе решаются задачи синтеза цифрового корректора для компенсации нелинейно-динамических искажений тракта многоканальных систем и разработки алгоритмов адаптивного обновления параметров корректора в процессе компенсации искажений.

Метод цифровых предискажений позволяет добиться значительного улучшения линейности передающей системы при поддержании высокого КПД УМ. Метод состоит в реализации обратных амплитудной и фазовой характеристик УМ в дополнительном устройстве, расположенном на входе передающего тракта. В итоге, суммарная передаточная характеристика корректора и УМ становится линейной (рис. 6).



Рис.6 Принцип метода предискажений

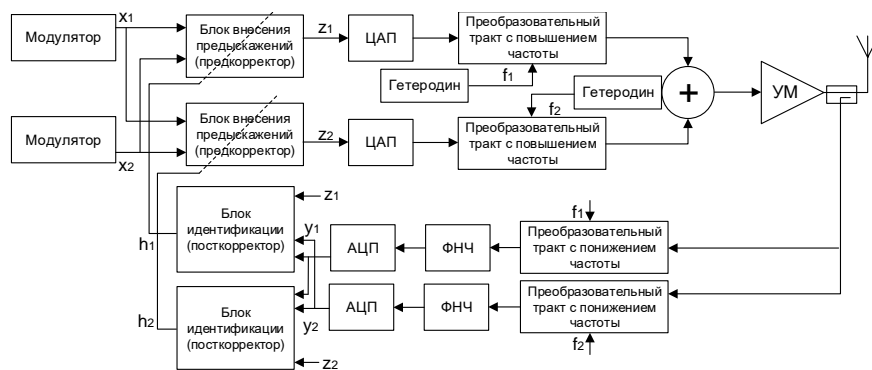


Рис.7 Структурная блок-схема тракта двухполосной системы с корректором

идентификации модели посткорректора минимизируется разница между сигналом на его выходе и сигналом на входе передающего тракта $z_1(n), z_2(n)$ (рис.7).

В алгоритме цифровых предискажений можно выделить две основные операции:

- идентификация коэффициентов корректора;
- внесение предискажений в сигнал.

Идентификация коэффициентов по обратной схеме обучения для двумерной полиномиальной модели (1) осуществляется на основе решения следующего уравнения:

$$z_1(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^1 y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{p-r} |y_2(n-m)|^r, \quad (11)$$

$$z_2(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^2 y_2(n-m) |y_2(n-m)|^{p-r} |y_1(n-m)|^r,$$

где z_1 – сигнал на входе передающего тракта, y_1 – сигнал на его выходе. Такое уравнение можно решить известным нам способом, используя псевдообращение Мура-Пенроуза. Таким образом мы получим коэффициенты корректора h , используя которые мы можем внести предискажения во входной сигнал передающего тракта следующим образом:

В работе была выбрана схема обратного обучения корректора ввиду выраженных «эффектов памяти» УМ. При такой схеме копия модели корректора ставится на выходе передающего тракта (посткорректор), в качестве входных данных модели посткорректора используются измеренные отсчёты сигнала на выходе аналогового тракта $y_1(n), y_2(n)$, нормированные на требуемый коэффициент усиления ($K_{\text{лп}}$), при

$$z_1(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^1 x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-r} |x_2(n-m)|^r, \quad (12)$$

$$z_2(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^{M-1} h_{p,r,m}^2 x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{p-r} |x_1(n-m)|^r.$$

Аналогичным образом, используя уравнение (7), реализуется корректор для системы *MIMO*.

Использованный для поиска коэффициентов корректора алгоритм на основе псевдообращения Мура-Пенроуза отличается хорошей стабильностью и сходимостью, но требует значительных вычислительных ресурсов для обращения и умножения матриц (количество арифметических операций – $O(N^3)$). Более того, разложение по сингулярным числам, используемое для нахождения псевдообратной матрицы не позволяет использовать алгоритм адаптивно, а требует фиксации отсчетов всей обучающей последовательности, и только после этого начинает рассчитывать псевдообращение. Поэтому, представленные ниже адаптивные алгоритмы будут иметь целью снизить требования к вычислительным ресурсам на идентификацию коэффициентов корректора и дать возможность обновлять коэффициенты корректора по мере прихода каждого нового отсчета на устройство цифровой коррекции.

Простейшим алгоритмом многопараметрической оптимизации выступает алгоритм по критерию наименьшего среднего квадрата (*LMS, least mean square*). Алгоритм *LMS* наиболее широко используется на практике благодаря наименьшей вычислительной сложности из всех известных алгоритмов адаптивной фильтрации, и его итерационное правило обновления коэффициентов корректора в скалярной форме выглядит следующим образом:

$$h_{l,p,j}^{(1)}(n+1) = h_{l,p,j}^{(1)}(n) + \mu \varepsilon_1^*(n) y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{p-1-j} |y_2(n-m)|^j, \quad (13)$$

где n – номер итерации, а ошибка ε определяется как:

$$\varepsilon_1(n) = z_1(n) - \mathbf{h}_1(n) \cdot \mathbf{y}_1(n). \quad (14)$$

Более качественным адаптивным алгоритмом многопараметрической оптимизации является рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (*RLS, recursive least square*). Соотношения для итерационного расчета коэффициентов первого блока корректора по алгоритму *RLS* выглядят следующим образом:

$$\mathbf{h}_1(n+1) = \mathbf{h}_1(n) + \mathbf{k}(n) \varepsilon_1(n), \quad \mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{y}_1(n)}{\lambda + \mathbf{y}_1^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n) \mathbf{y}_1(n)}, \quad (15)$$

$$\mathbf{R}^{-1}(n+1) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}^{-1}(n) - \mathbf{k}(n) \mathbf{y}_1^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n)].$$

Третьим алгоритмом многопараметрической оптимизации является алгоритм сопряженного градиента (*CG, conjugate gradient*), который характеризуется более быстрой сходимостью и меньшим шумами адаптации относительно *LMS*-алгоритма, при этом обладает меньшей вычислительной сложностью и более устойчив, чем *RLS*-алгоритм. Недостатком данного алгоритма можно считать то обстоятельство, что значений коэффициентов обновляются с приходом не каждого отдельного отсчета, а последовательности некоторой длины. Работу данного алгоритма можно разделить на следующие этапы:

- расчет оценки корреляционной матрицы и оценки вектора корреляций для всей обучающей последовательности:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y}_1^H \cdot \mathbf{y}_1\}, \quad \mathbf{q} = E\{\mathbf{x}_1 \cdot \mathbf{y}_1^H\}, \quad (16)$$

где $E\{\cdot\}$ – операция усреднения;

- расчет коэффициентов корректора ($n = 1 \dots N_{CG}$):

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_1(n) &= \mathbf{h}_1(n-1) + \alpha(n)\mathbf{v}(n), & \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \alpha(n)\mathbf{v}(n), \\
\alpha(n) &= \frac{\rho(n-1)}{\mathbf{v}(n)^H \mathbf{R} \cdot \mathbf{v}(n)}, & \mathbf{v}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \beta(n)\mathbf{v}(n), \\
\beta(n) &= \frac{\rho(n)}{\rho(n-1)}, & \rho(n) &= \mathbf{w}^H(n)\mathbf{w}(n).
\end{aligned}
\tag{17}$$

Для оценки эффективности коррекции введены расчётные критерии. Мощность сигнала в соседнем канале (*adjacent channel power ratio, ACPR*) – критический параметр линейности, позволяющий в частотной области количественно оценить нелинейность усилителя мощности при прохождении через него модулированных сигналов. Каждый стандарт связи предусматривает как часть технической спецификации установку для базовой станции порога по мощности сигнала в соседних каналах. ACPR определяется как:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{сос.кан.}}}{P_{\text{осн.кан.}}} \right),
\tag{18}$$

где $P_{\text{осн.кан.}}$ - средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{\text{сос.кан.}}$ - средняя мощность сигнала в соседнем канале.

Величина вектора ошибки (*error vector magnitude, EVM*) – еще один параметр для количественного определения нелинейности усилителя мощности. Вектор ошибки определяется для сигнального созвездия и оценивает различие между опорным созвездием, то есть точками созвездия, которые были бы получены в случае идеального линейного усилителя мощности, и реальным созвездием в присутствии искажений. Величина вектора ошибки обычно выражается в процентах и определяется как:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_{\text{ex}} - I_{\text{вых}})^2 + \sum_{n=1}^N (Q_{\text{ex}} - Q_{\text{вых}})^2}{\sum_{n=1}^N (I_{\text{ex}}^2 + Q_{\text{ex}}^2)}},
\tag{19}$$

где $I_{\text{вх}}, Q_{\text{вх}}$ – квадратуры входного сигнала блока, для которого считается *EVM*, $I_{\text{вых}}, Q_{\text{вых}}$ – квадратуры выходного сигнала.

Для проверки выведенных соотношений и сравнения полиномиального корректора с нейросетевым были проведены натурные эксперименты. Эксперименты проводились в 2 этапа: на первом этапе отсчёты входного сигнала и полученные с векторного анализатора отсчёты выходного сигнала использовались для расчёта коэффициентов корректора, на втором этапе рассчитанные предискажения вносились в сигналы полос, сигналы пропускались через УМ и итоговые отсчёты использовались для расчёта критериев *ACPR* и *EVM*.

На рисунке 8 показаны зависимости *ACPR* от величины мощности сигнала на входе тестируемого усилителя мощности.

Далее было проведено сравнение адаптивных алгоритмов идентификации коэффициентов коррекции на основе натурального эксперимента. Длина обучающей последовательности для каждого алгоритма была одинаковой и составляла 3000 отсчетов. В качестве образца был выбран алгоритм *LS*.

На рисунке 9 изображены зависимости *ACPR* для различных адаптивных алгоритмов. Для того, чтобы выбрать наиболее подходящий адаптивный алгоритм идентификации цифрового корректора, необходимо оценивать не только его

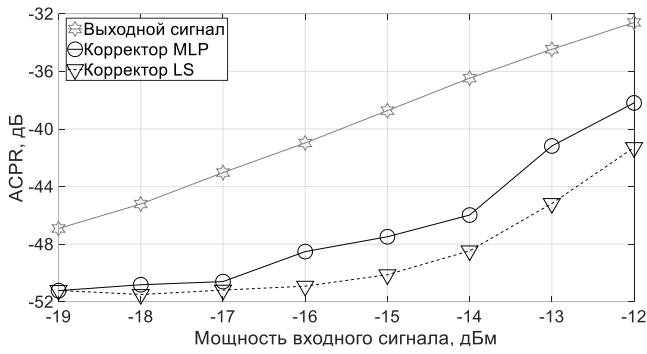


Рис.8 Зависимости АСРР от мощности входного сигнала

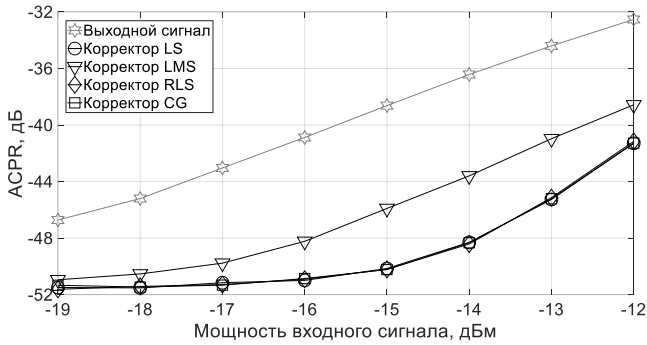


Рис.9 Зависимости АСРР от мощности входного сигнала для адаптивных алгоритмов

эффективность линеаризации, но и временные и вычислительные затраты на его выполнение, поэтому был проведен эксперимент по исследованию скорости сходимости приведенных адаптивных алгоритмов. Для этого при фиксированных входном и выходном сигналах передающего тракта были проведены измерения для различных длин обучающей последовательности: 50, 100, 200, 300,

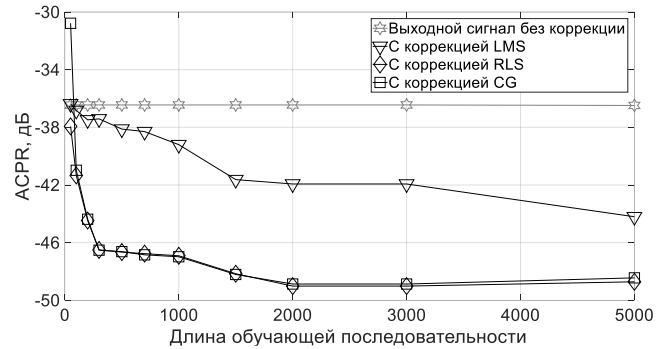


Рис. 10 Зависимости АСРР от длины обучающей последовательности алгоритма

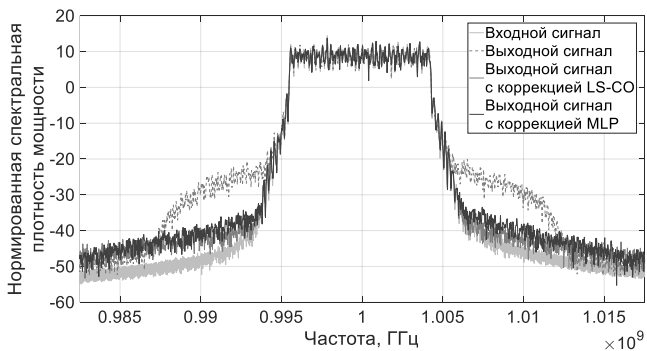


Рис. 11 Спектральные плотности мощности в эксперименте для MIMO системы

500, 700, 1000, 1500, 2000, 3000 и 5000 отсчетов. Результаты эксперимента по критерию АСРР представлены на рисунке 10.

Аналогичные натурные эксперименты были проведены для MIMO системы и показали сходные результаты. Для иллюстрации работы корректоров на рисунке 11 приведены спектральные плотности мощности входного сигнала УМ (серым),

выходного сигнала (серым пунктиром), выходного сигнала в присутствии корректора на основе многослойного персептрона (темно-серым) и на основе полиномиального корректора (черным). Видно, что корректоры позволяют подавить внеполосные искажения в соседнем канале на 15 дБ.

Приведённые в главе результаты экспериментов позволяют сделать следующие выводы:

1. Корректор на основе двумерной полиномиальной модели «с памятью» компенсирует нелинейно-инерционные искажения сигнала, возникающие в передающем тракте многоканальных систем так же эффективно, как и многослойный персептрон, но требует в 27 раз меньшее количество рассчитываемых коэффициентов.
2. Среди адаптивных алгоритмов коррекции наиболее эффективным показал себя алгоритм сопряженного градиента, позволяющий снизить уровень внеполосных искажений на 13 дБ и искажений сигнального созвездия на 27%. При чем его

результаты не уступают неадаптивному *LS*-алгоритму и адаптивному *RLS*-алгоритму, а количество операций с плавающей точкой в 2 раза меньше, чем у *RLS*-алгоритма.

3. Адаптивный *LMS*-алгоритм проигрывает остальным алгоритмам идентификации до 6 дБ по АСРР и 1% по *EVM*, но требует в 6-13 раз меньше расчетных операций и может найти свое применение в системах с жесткими ограничениями на количество вычислительных операций.

Третья глава посвящена решению задачи построения поведенческой модели тракта многополосной системы в присутствии квадратурных искажений. В предыдущих главах были рассмотрены механизмы моделирования и предварительной коррекции искажений, возникающих в усилителе мощности. Но усилитель мощности не единственный источник искажений в передающем тракте – на результат работы корректора также могут повлиять искажения, возникающие в квадратурном модуляторе из-за амплитудного и фазового дисбаланса и утечки гетеродина. Такие искажения ухудшают точность измерения обратной передаточной характеристики усилителя мощности, что приводит к значительным ошибкам линеаризации. Описанные в предыдущих главах модели корректоров не учитывают несовершенства квадратурного модулятора.

Представим сигнал, приходящий на модулятор в виде суммы синфазной и квадратурной составляющей:

$$x(t) = I(t)\cos(\omega_c t) - Q(t)\sin(\omega_c t), \quad (20)$$

где $I(t)$ и $Q(t)$ – синфазная и квадратурная компонента сигнала соответственно. Гетеродин в модуляторе создает сдвиг фаз в 90 градусов между синфазной и квадратурной составляющей. Однако, описанные выше компоненты передающего тракта неидеальны, поэтому сигнал при прохождении такого тракта можно представить так:

$$y(t) = (I(t) + d_i)\cos(\omega_c t) - \Delta\alpha(Q(t) + d_q)\sin(\omega_c t + \Delta\varphi), \quad (21)$$

где d_i и d_q – синфазное и квадратурное смещение гетеродина, $\Delta\alpha$ и $\Delta\varphi$ – амплитудный и фазовый дисбаланс соответственно.

В литературе предлагается множество методов по отдельному моделированию и линеаризации усилителя мощности и квадратурного модулятора. В таком случае мы

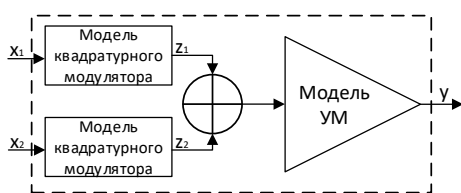


Рис.12 Структурная блок-схема модели тракта с учетом квадратурных искажений

получаем двухблочную модель передающего тракта, в которой квадратурный модулятор и усилитель мощности задаются отдельными уравнениями, и каждый требует входного и выходного сигнала для идентификации коэффициентов (рис. 12). Однако, измерение сигнала внутри передающего тракта, после квадратурного модулятора не всегда доступно и удобно, поэтому в настоящей работе предлагается объединить отдельные модели в одну, совместную

(обозначена пунктирной линией на рис. 12), идентификацию коэффициентов которой следует проводить только на основе входного и выходного сигналов передающего тракта.

Квадратурные искажения можно представить в полиномиальном виде как коэффициенты при сопряжённой версии входного сигнала и комплексное слагаемое:

$$z_1(n) = \sum_{d=0}^D \{g_{исх.1}(d)x_1(n-d) + g_{сопр.1}(d)x_1^*(n-d)\} + e_1. \quad (22)$$

Подставив, уравнение (22) в уравнение (12) мы получим одноблочную модель передающего тракта, учитывающую, как нелинейные искажения, вносимые УМ, так и квадратурные искажения, возникающие в модуляторе:

$$y_1(n) = \sum_{p=0}^{P_1-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^M h_{p,r,m}^1 x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-r} |x_2(n-m)|^r + \sum_{p=0}^{P_2-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^M g_{p,r,m}^1 x_1^*(n-m) |x_1(n-m)|^{p-r} |x_2(n-m)|^r + e_1, \quad (23)$$

Для ММО системы выражение выглядит следующим образом:

$$y_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_1} h_{1,1,p,m} x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_2} g_{1,1,p,m} x_1^*(n-m) |x_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_1} h_{1,2,p,m} x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_2} g_{1,2,p,m} x_2^*(n-m) |x_2(n-m)|^{p-1} + e_1. \quad (24)$$

Приведённые модели могут быть идентифицированы с помощью процедуры псевдообращения Мура-Пенроуза.

Альтернативой объединению моделей УМ и квадратурного модулятора является использование нейронных сетей, которые позволяют описывать достаточно сложные системы, не моделируя их структуру.

Выведенные соотношения для совместной полиномиальной модели были проверены в компьютерном и натурном экспериментах, полиномиальная модель была сравнена с многослойным персептроном в точности моделирования по критериям *ACEPR* и *NMSE*.

Квадратурный дисбаланс вносился в систему программно, было выбрано 2 набора параметров дисбаланса для установления зависимости точности модели от величины искажений. Первый набор можно охарактеризовать, как «слабые» квадратурные искажения, второй – как «сильные». В отличие от модели без учета дисбаланса, совместная модель требует 19 комплексных коэффициентов для расчёта при $P_1 = 5$, $P_2 = 3$, $M = 2$.

Результаты экспериментов для двухполосной и ММО системы показали, что, во-первых, моделирование квадратурных искажений следует осуществлять одновременно с моделированием нелинейно-инерционных искажений, используя модель многослойного персептрона и фиксируя отсчеты только на входе и выходе передающего тракта. Во-вторых, результаты моделирования на основе многослойного персептрона превышают результаты полиномиальной модели на величину до 13 дБ по критерию *ACEPR* и 10 дБ по критерию *NMSE* в натуральных экспериментах. В-третьих, результаты моделирования на основе многослойного персептрона показывают устойчивость при усилении в системе квадратурных искажений.

В четвертой главе исследуются совместные цифровые корректоры многоканальной системы в присутствии квадратурных искажений и адаптивные алгоритмы для их идентификации.

Выражение для определения коэффициентов корректора получается по аналогии с выражениями для моделей – в формулу двумерной полиномиальной модели добавляются слагаемые отвечающие за квадратурный дисбаланс.

Для двухполосной системы уравнение выглядит следующим образом:

$$z_1(n) = \sum_{p=0}^{P_1-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^M h_{p,r,m}^1 y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{p-r} |y_2(n-m)|^r + \sum_{p=0}^{P_2-1} \sum_{r=0}^p \sum_{m=0}^M g_{p,r,m}^1 y_1^*(n-m) |y_1(n-m)|^{p-r} |y_2(n-m)|^r + e_1. \quad (25)$$

Для ММО системы:

$$z_1(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_1} h_{1,1,p,m} y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_2} g_{1,1,p,m} y_1^*(n-m) |y_1(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_1} h_{1,2,p,m} y_2(n-m) |y_2(n-m)|^{p-1} + \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^{P_2} g_{1,2,p,m} y_2^*(n-m) |y_2(n-m)|^{p-1} + e_1. \quad (26)$$

Выведенные выражения для совместных корректоров с учетом квадратурных искажений были проверены сначала на компьютерном эксперименте с 4 моделями УМ, после этого – на натуральных экспериментах. Компьютерный и натуральный эксперименты по сравнению нейросетевой и полиномиальной архитектуры совместного корректора показали, что полиномиальный корректор не уступает нейросетевому на всех исследуемых моделях, при всех уровнях мощности входного сигнала, уровнях перекрестных искажений и квадратурного дисбаланса. На рисунках 13 и 14 представлены спектральные плотности мощности и сигнальные созвездия, демонстрирующие работу совместных адаптивных корректоров для *MIMO* системы. Видно, что *CG* и *RLS* алгоритмы работают идентично неадаптивному *LS* алгоритму и позволяют почти полностью компенсировать нелинейные искажения в системе.

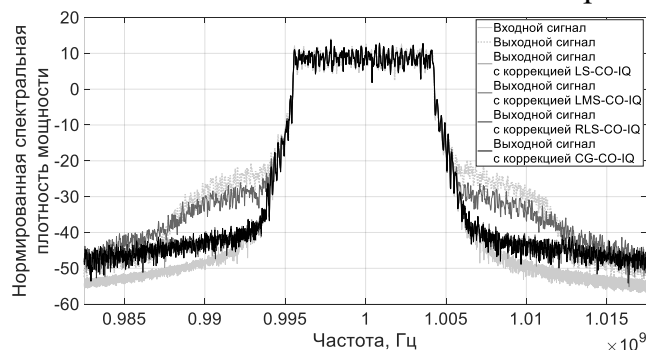


Рис.13 Спектральные плотности мощности сигналов в эксперименте

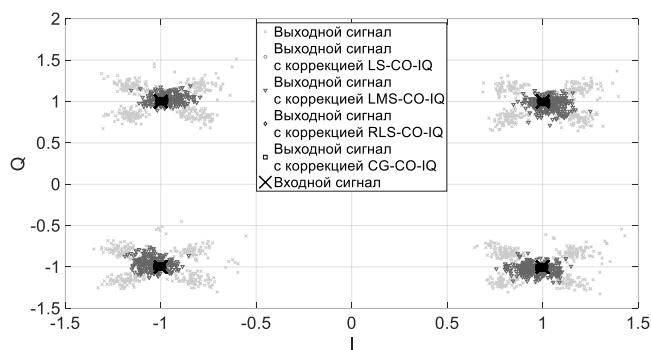


Рис. 14 Сигнальные созвездия в эксперименте

По результатам экспериментов сделаны следующие выводы:

1. Компенсацию квадратурного дисбаланса в передающем тракте многоканальной системы следует осуществлять одновременно с компенсацией нелинейно-инерционных искажений сигнала с использованием единого полиномиального корректора.

2. Эффективность линейризации по критериям *ACPR* и *EVM* полиномиальным и нейросетевым корректором практически не отличается, при этом полиномиальные модели требуют в 15 раз меньше комплексных коэффициентов для идентификации.

3. Адаптивный алгоритм *LMS* уступает остальным до 8 дБ по *ACPR* и 8% по *EVM*, но позволяет снизить количество вычислений в 10-20 раз.

4. Наибольшую эффективность среди адаптивных алгоритмов для полиномиальной модели показал алгоритм сопряженного градиента, показывающий такие же результаты, как *LS* и *RLS*-алгоритм, но требующий для работы в 2 раза меньше операций, чем *RLS* алгоритм.

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

1. Предложены бесструктурные нейросетевые модели передающего тракта многоканальных систем, обладающего нелинейно-инерционными свойствами, которые позволяют достичь большей точности поведенческого моделирования, превосходя аналоги на величину до 17 дБ по критерию *NMSE* и до 16 дБ по критерию *ACEPR*, в присутствии квадратурных искажений - на величину до 9 дБ по критерию *NMSE* и до 17 дБ по критерию *ACEPR*. Необходимо также отметить, что результаты моделирования остаются неизменными при различных уровнях квадратурных искажений;

2. Разработан адаптивный алгоритм цифровой линейаризации передающего тракта на основе метода сопряженного градиента, которая требует в сравнении с аналогами в 2 раза меньшего количества вычислительных операций при сохранении эффективности коррекции;

3. Разработана совместная адаптивная система управления цифровым корректором для одновременной компенсации квадратурных и нелинейно-инерционных искажений в передающем радиотракте на основе двумерной полиномиальной модели «с памятью» и метода сопряженного градиента, позволяющая снизить уровень внеполосного излучения передаваемого полосового сигнала на 13 дБ и уровень деформации сигнального созвездия на 50% и осуществляющая управление только на основе отсчётов сигналов на входе и выходе передающего тракта.

СПИСОК РАБОТ СОИСКАТЕЛЯ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях, индексируемых Scopus

1. Аверина Л.И. Адаптивный цифровой корректор для системы двухполосной передачи данных в присутствии квадратурных искажений / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 63. – № 3. – С. 154-164. DOI: 10.20535/S0021347020030024.

Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ

1. Аверина Л.И. Цифровые корректоры на основе нейронных сетей для линейаризации усилителей мощности / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. - 2017. - № 1. - С.5-14.

2. Аверина Л.И. Алгоритм идентификации цифрового корректора при параллельной двухполосной передаче данных / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Теория и техника радиосвязи. – 2019. - № 1. – С. 23-27.

3. Аверина Л.И. Адаптивная цифровая линейаризация передающего тракта ММО-систем / Л. И. Аверина, О. В. Бугров // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – Воронеж, 2021. – №2. – С.5-16.

Материалы конференций

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

2. Аверина Л.И. Сравнительный анализ цифровых корректоров передающего тракта систем связи / Л.И. Аверина, Ж.В. Шапошникова, О.В. Бугров, Д.А. Бессонов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 24-я Международная Крымская Конференция (КрыМиКо 2014), г. Севастополь, 7-13 сентября 2014г. – Севастополь, 2014 – С. 230-231.

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

4. Аверина Л.И. Цифровые корректоры для усилителей мощности на основе нейронных сетей / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Физика и технические приложения волновых процессов: XIV Международная научно-техническая конференция, 22-24 ноября 2016 г., - Самара, 2016.

5. Аверина Л.И. Цифровая линейаризация усилителя мощности при параллельной двухполосной передаче данных / Л.И. Аверина, А.О. Кузнецов, О.В. Бугров // Радиолокация, навигация, связь: XXIV Междунар. науч. – техн. конф., г. Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. – Воронеж, 2018. – Т.2. – С. 282-289.

6. Аверина Л.И. Цифровая линейаризация передающего тракта при двухполосной передаче данных с учетом квадратурного дисбаланса / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Радиолокация, навигация, связь: XXV Междунар. науч. – техн. конф., г. Воронеж, 16-18 апр. 2019 г. – Воронеж, 2019.

Свидетельства о регистрации программ

1. Моделирование и идентификация нелинейного динамического канала передачи данных: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015661179 Российская Федерация / Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, Ж.В. Шапошникова, О.В. Бугров. - № 2015661179; заявл. 24.07.15; опубл. 20.10.15 – 1 с.

2. Алгоритмы компенсации нелинейных искажений передающего тракта широкополосных систем связи: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015661392 / В.Д. Шутов, Л.И. Аверина, А.С. Малев, О.В. Бугров. - № 2015661392; заявл. 24.07.15; опубл. 27.10.15 – 1 с.

3. Программа синтеза и анализа модели инерционного нелинейного передающего тракта на основе нейронных сетей: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018662478 / Л.И. Аверина, О.В. Бугров. - № 2018662478; заявл. 13.09.18; опубл. 09.10.18 -1 с.

4. Программа синтеза и анализа цифрового корректора на основе нейронных сетей для линейаризации передающего тракта СВЧ диапазона: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018662480 / Л.И. Аверина, О.В. Бугров. - № 2018662480; заявл. 13.09.18; опубл. 09.10.18 – 1 с.