

На правах рукописи



Шутов Владимир Дмитриевич

**ЛИНЕАРИЗАЦИЯ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
МЕТОДОМ ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ**

Специальности
01.04.03 – Радиофизика,
05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2015

Работа выполнена в Воронежском государственном университете

Научные руководители: доктор физико-математических наук,
профессор **Бобрешов Анатолий Михайлович**;
доктор физико-математических наук,
доцент **Аверина Лариса Ивановна**

Официальные оппоненты: **Антипов Олег Игоревич**,
доктор физико-математических наук,
доцент, ФГОБУ ВПО "Поволжский
государственный университет телекомму-
никаций и информатики", профессор
кафедры основ конструирования и
технологии радиотехнических систем

Куцов Руслан Владимирович,
кандидат физико-математических наук,
доцент, ФКОУ ВПО «Воронежский инсти-
тут Федеральной службы исполнения нака-
заний», заместитель начальника организа-
ционно-научного и редакционного отдела

Ведущая организация: ФГАОУ ВПО «Волгоградский
государственный университет»

Защита состоится «17» марта 2016 г. в 15¹⁵ часов на заседании диссертационного совета Д.212.038.10 при Воронежском государственном университете по адресу: 394006, г. Воронеж, Университетская пл., 1, Воронежский государственный университет, физический факультет, ауд. 428.

С диссертацией и авторефератом можно ознакомиться в библиотеке Воронежского государственного университета по адресу: 394006, г. Воронеж, Университетская пл., 1, и на сайте ВУЗа <http://www.vsu.ru>, с авторефератом – также на сайте Высшей аттестационной комиссии при Министерстве образования и науки РФ <http://vak.ed.gov.ru>.

Автореферат разослан «__» _____ 2016 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета



Маршаков Владимир Кириллович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Для повышения спектральной эффективности современных беспроводных систем связи применяют сигналы с различной амплитудно-фазовой модуляцией (QAM, APSK, QPSK). Значительное изменение уровня огибающей данных сигналов в совокупности с нелинейными свойствами усилителя мощности служат причиной множества внутри- и внеполосных помех, которые искажают сигнал и ухудшают передачу по соседним каналам.

Одним из наиболее эффективных методов уменьшения нелинейных искажений является метод цифровых предискажений, который позволяет добиться значительного уменьшения внеполосного излучения при сохранении высокой энергоэффективности передающей системы и обладает при этом большой гибкостью. Метод предискажений предполагает включение на входе усилителя мощности дополнительного устройства – корректора. При этом для построения цифровых корректоров широко используются бесструктурные модели. Существующее множество бесструктурных моделей, описывающих нелинейные динамические системы, постоянно дополняется новыми. Поэтому актуальной является задача исследования эффективности применения данных моделей для построения систем с цифровыми предискажениями.

В условиях реальной работы происходит изменение нелинейных и динамических свойств радиопередающего устройства. Поэтому цифровой корректор должен подстраивать свои параметры в соответствии с изменившимися характеристиками усилителя мощности. В связи с этим актуальным является вопрос разработки и совершенствования алгоритмов адаптации цифрового корректора. В современной военной и гражданской технике широко применяются системы связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), обладающие высокой скрытностью и помехозащищенностью. В таких системах характеристики усилителя мощности и блоков преобразователей частоты значительно отличаются в пределах рабочего диапазона, что приводит к необходимости изменения структуры цифрового корректора. Поэтому актуальной является задача модификации метода цифровых предискажений для таких систем связи.

Для получения характеристик усилителя мощности и проверки эффективности методов повышения линейности необходимы измерения параметров в достаточно большом диапазоне рабочих частот, для различных видов воздействующих сигналов и разных уровней входных мощностей. Поэтому актуальной является задача разработки автоматизированного программно-аппаратного комплекса для измерения нелинейных характеристик передающего тракта и определения параметров его моделей и моделей цифровых корректоров. Таким образом, практическая потребность в решении перечисленных выше задач определяет актуальность тематики диссертации.

Степень разработанности проблемы.

Первые научные работы, посвященные методу цифровых предискажений, были опубликованы ведущими зарубежными учеными Grabowski, Shanmugan, Saleh. В этих работах в основном уделялось внимание уменьшению векторной ошибки передаваемого сигнала с цифровой модуляцией. В последние годы

проводится множество исследований и публикуется большое количество научных работ, посвященных методу цифровых искажений. Важное место в списке этих публикаций отводится инерционным нелинейным моделям, компенсации эффекта памяти и т.д. Отдельную область научных интересов составляют алгоритмы идентификации цифровых корректоров и практическая реализация адаптивных методов в системе с цифровыми предискажениями. В отечественной научной литературе теме цифровых предискажений уделено недостаточно внимания. Можно лишь отметить работы теоретического характера Соловьевой Е.Б. и Короткова А. С. Однако во всех указанных научных трудах показана эффективность применения цифровых корректоров для относительно узкополосных сигналов с фиксированной частотой, что ограничивает применение данного метода для систем связи с ППРЧ. Также в этих работах отсутствует систематизированный сравнительный анализ бесструктурных моделей и не уделено должного внимания аналитическим соотношениям, описывающим итерационное изменение параметров корректора в системах с адаптивными цифровыми предискажениями.

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

Основные задачи диссертации вытекают непосредственно из ее целей:

- модифицировать метод цифровых предискажений для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты;
- вывести аналитические соотношения для адаптивного обновления параметров цифровых корректоров, в основе которых лежат нелинейные инерционные бесструктурные модели;
- провести сравнительный анализ бесструктурных моделей как усилителей мощности, так и цифровых корректоров;
- исследовать влияние параметров цифрового корректора на степень линеаризации передающего тракта;
- разработать программно-технический измерительный комплекс для автоматического измерения нелинейных характеристик передающей системы и расчета параметров корректора;
- выработать перечень требований и рекомендаций, предъявляемых при практической реализации метода цифровых предискажений, и провести экспериментальную проверку результатов исследования.

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

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Предложена модификация метода цифровых предсказаний, которая, в отличие от имеющихся методик, применима для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.
2. С помощью метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов впервые выведены аналитические соотношения для адаптивного изменения параметров цифровых корректоров, построенных на основе различных бесструктурных полиномиальных моделей с комплексными коэффициентами.
3. В отличие от большинства известных работ по бесструктурному моделированию проанализировано влияние ширины полосы сигнала и его средней мощности на выбор оптимальной структуры модели, как усилителя мощности, так и цифрового корректора для него.
4. Выработан необходимый набор требований, основанных как на теоретических, так и на экспериментальных исследованиях, которых необходимо придерживаться при построении передающего тракта с цифровыми предсказаниями.

Достоверность результатов диссертации подтверждается строгостью доказательств утверждений и наложенных ограничений, обоснованностью применения математического аппарата, результатами экспериментальных исследований на программных моделях. Достоверность экспериментальных результатов обеспечена применением аттестованной измерительной аппаратуры, обработкой экспериментальных данных современными численными методами.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

1. Разработанная модификация цифрового корректора и изложенный алгоритм синтеза системы позволяют увеличить линейность передающего тракта системы связи с ППРЧ.
2. Выведенные аналитические соотношения для адаптивного процесса дают практическую возможность применять в качестве цифрового корректора более эффективные бесструктурные модели.
3. Разработанный автоматизированный комплекс позволяет ускорить процесс построения модели передающего тракта и цифрового корректора.

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

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Модифицированный метод цифровых предсказаний для систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и экспериментальные результаты применения данной модификации.
2. Аналитические соотношения для расчета адаптивного изменения параметров цифрового корректора, построенного на базе различных бесструктурных моделей.
3. Результаты сравнительного анализа бесструктурных моделей для задач моделирования передающего тракта и построения цифровых корректоров.

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

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

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

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

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

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

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

В первой главе рассмотрены механизмы возникновения нелинейных искажений сигналов в передающих трактах систем связи. Показано, что для сигналов с цифровой многопозиционной модуляцией нелинейность передаточной характеристики усилителя мощности приводит к увеличению внеполосного излучения в соседнем канале и уменьшению отношения сигнал/шум в основном канале. Основными параметрами, описывающими эти явления, являются *АСРР* (уровень внеполосного излучения) и *ЕVМ* (модуль вектора ошибки), определяемые соотношениями:

$$ACPR = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{сосед.кан.}}}{P_{\text{осн.кан.}}} \right), \quad (1)$$

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

где $P_{\text{осн.кан.}}$ - средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{\text{сосед.кан.}}$ - средняя мощность сигнала в соседнем канале, а $I_{\text{вх}}, Q_{\text{вх}}, I_{\text{вых}}, Q_{\text{вых}}$ - квадратуры огибающей входного и выходного сигнала соответственно.

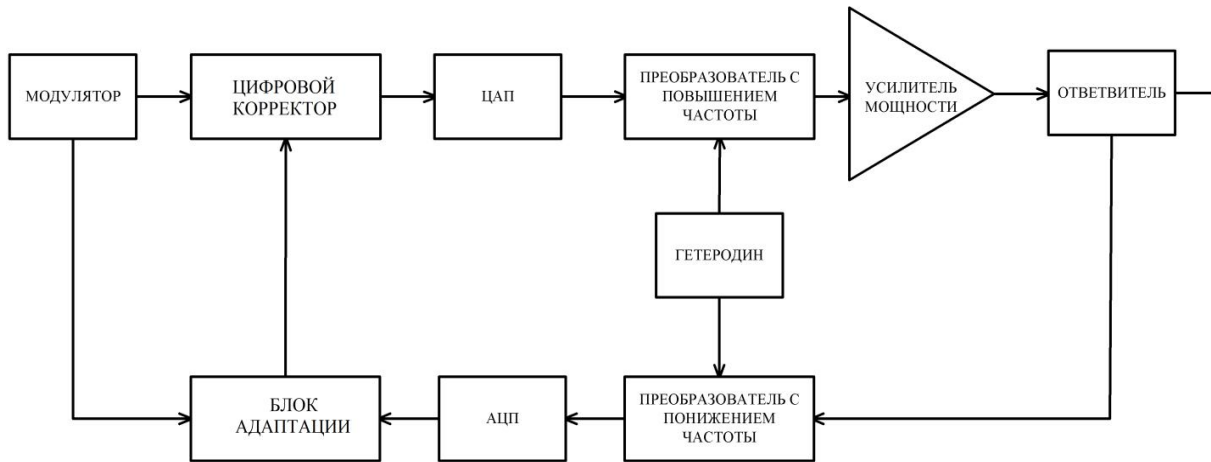


Рис.1 Структурная схема системы с предискажениями

Далее в работе проводится обзор основных методов линеаризации передающего тракта, их преимущества и недостатки. Более подробно, как наиболее эффективный, рассматривается метод цифровых предискажений, структурная схема которого приведена на рис.1. Здесь основными элементами являются цифровой корректор и блок адаптации. Цифровой корректор реализует амплитудно-амплитудную (ААХ) и фазово-амплитудную (ФАХ) характеристики, обратные к соответствующим характеристикам усилителя, а блок адаптации подстраивает эти характеристики под изменяющиеся условия работы усилителя мощности.

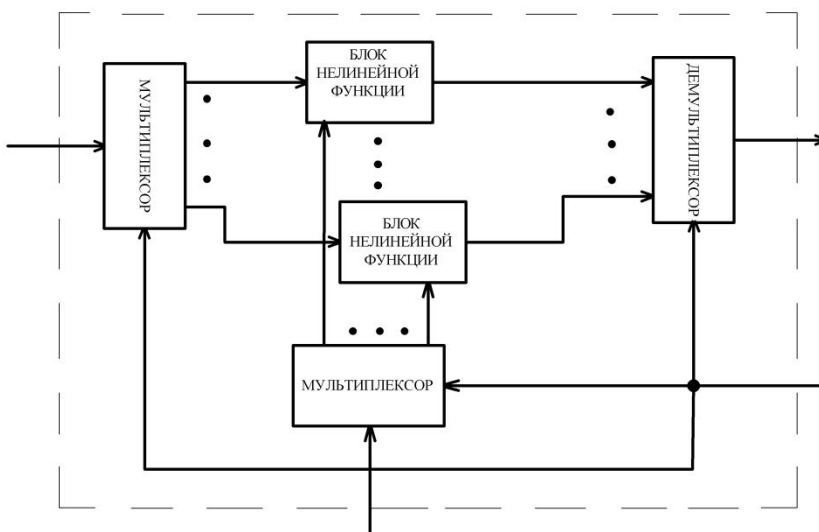


Рис.2 Структурная схема предложенного корректора

условия выбора количества этих блоков и тип нелинейной функции – таблица соответствия или полиномиальная модель.

Также в первой главе описана разработанная архитектура построения системы цифровых предискажений для систем с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. В данной архитектуре корректор предлагается реализовывать в виде нескольких блоков нелинейной функции (рис.2), которые коммутируются в зависимости от текущей рабочей частоты.

При этом определяются

Во второй главе рассматриваются различные бесструктурные модели усилителей мощности и цифровых корректоров, алгоритмы определения параметров этих моделей на основе экспериментально измеренных данных.

Сначала описывается процедура вычисления коэффициентов для корректора на основе таблиц соответствия из экспериментально измеренных ААХ и ФАХ усилителя мощности. При этом определяются различные параметры системы, влияющие на расчёт корректирующих коэффициентов. Здесь же анализируется процесс адаптации в системах с табличными корректорами и приводятся соотношения для итерационного обновления коэффициентов при использовании линейного алгоритма адаптации:

$$\tilde{C}_{j+1}(A_{\text{ВХ}i}) = \tilde{C}_j(A_{\text{ВХ}i}) \cdot \left(1 - \alpha \frac{e_j}{V_{\text{оc}j}}\right), \quad (3)$$

и при использовании метода секущих:

$$\tilde{C}_{j+1}(A_{\text{ВХ}i}) = \frac{\tilde{C}_{j-1}(A_{\text{ВХ}i})e_j - \tilde{C}_j(A_{\text{ВХ}i})e_{j-1}}{e_j - e_{j-1}}. \quad (4)$$

Здесь $\tilde{C}_j(A_{\text{ВХ}i})$ - корректирующий коэффициент на j -ой итерации адаптации, $e_j, V_{\text{оc}j}$ - сигнал ошибки и сигнал обратной связи, соответственно, $\alpha \ll 1$ - параметр сходимости алгоритма.

Далее рассматриваются корректоры на основе бесструктурных нелинейных аналитических моделей. Особое внимание уделено моделям с нелинейной памятью, к которым относятся полиномиальная модель с памятью, обобщённая полиномиальная модель с памятью, модель Вольтерры, полярная модель Вольтерры, модель Вольтерры с пониженной девиацией динамики. Наиболее общей моделью данного типа является модель Вольтерры, описываемая следующим соотношением:

$$y(l) = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{кнеч}}}^P \sum_{n_1=0}^M \sum_{n_2=n_1}^M \dots \sum_{\substack{n_{(k+1)}=n_{(k-1)} \\ 2}}^M \sum_{\substack{n_{(k+3)}=0 \\ 2}}^M \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^M h_k(n_1, n_2, \dots, n_k) \\ \times \prod_{i=1}^{\frac{k+1}{2}} x(l - n_i) \prod_{i=\frac{k+3}{2}}^k x^*(l - n_i). \quad (5)$$

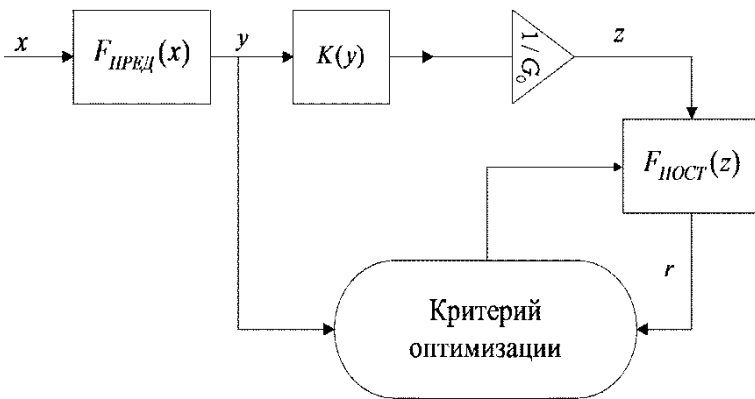


Рис.3 Обратная архитектура обучения

Здесь параметр P определяет учитываемую степень нелинейности системы, а M - глубину памяти.

Преимуществом данных моделей является их линейность относительно своих параметров. Поэтому при их идентификации можно использовать метод наименьших квадратов. Для идентифика-

ции

ции моделей цифровых корректоров в работе применялась обратная архитектура обучения (рис.3), когда на выходе усилителя мощности вводится копия модели корректора – посткорректор $F_{\text{пост}}$. Причем считается, что его характеристика идентична характеристике корректора $F_{\text{пред}}$. При таком подходе в качестве входных данных для модели корректора в выражении (5) используются измеренные отсчеты огибающей сигнала на выходе усилителя мощности, а в качестве выходных – отсчеты огибающей на входе устройства.

Пусть имеется N известных отсчетов входного и выходного сигналов. Тогда измеренный выходной сигнал можно записать в виде вектора-столбца:

$$\mathbf{Y}_{\text{изм}} = [y_{\text{изм}}(0) y_{\text{изм}}(1) \dots y_{\text{изм}}(N-1)]^T. \quad (6)$$

Для определения смоделированного выходного сигнала отсчеты входного сигнала необходимо сформировать в матрицу следующего вида:

$$\begin{aligned} \Phi &= [\varphi(0) \varphi(1) \dots \varphi(N-1)]^T, \\ \varphi(n) &= [\varphi_1(n) \varphi_2(n) \dots \varphi_P(n)], n = 0 \dots N-1, \end{aligned} \quad (7)$$

φ является строкой, состоящей из элементов, представляющих произведения вида: $z(n-l_1) \dots z\left(n-\frac{l_{k+1}}{2}\right) z^*\left(n-\frac{l_{k+3}}{2}\right) \dots z^*(n-l_k)$, а параметры модели можно записать в виде вектора-столбца:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_M]^T, \mathbf{h}_m = [h_{1,m} h_{1,m} \dots h_{P,m}]. \quad (8)$$

Тогда уравнение в терминах входных и выходных отсчетов сигнала, минимизирующее квадрат ошибки, можно представить в матричном виде:

$$\mathbf{Y}_{\text{изм}} = \Phi \cdot \mathbf{H}. \quad (9)$$

Решение данного матричного уравнения имеет вид:

$$\mathbf{H} = (\Phi^* \Phi)^{-1} \Phi^* \mathbf{Y}_{\text{изм}}. \quad (10)$$

Для адаптивного изменения параметров бесструктурных моделей в работе рассматриваются два метода – стохастического градиента и рекурсивный метод наименьших квадратов – и выводятся соответствующие соотношения.

В случае применения метода стохастического градиента, например, для итерационного изменения параметров модели Вольтерры получены следующие соотношения:

$$\begin{aligned} h_{l_1}(n+1) &= h_{l_1}(n) + 2\mu_1 e(n) z^*(n-l_1), \\ h_{l_1, l_2, l_3}(n+1) &= h_{l_1, l_2, l_3}(n) + 2\mu_2 e(n) z^*(n-l_1) z^*(n-l_2) z^*(n-l_3), \\ h_{l_1, \dots, l_P}(n+1) &= h_{l_1, \dots, l_P}(n) + 2\mu_P e(n) z^*(n-l_1) z(n-l_2) \dots z^*(n-l_P). \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь h_{l_1, \dots, l_P} – коэффициенты модели, l_1, l_2, \dots, l_P изменяются от 0 до M , μ_i – шаг сходимости метода, $e(n)$ – сигнал ошибки.

Для рекурсивного метода наименьших квадратов расчет вектора параметров происходит согласно выражениям:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(n) &= \mathbf{H}(n-1) + e(n) \mathbf{S}_D(n) \varphi^H(n), \\ \mathbf{S}_D(n) &= \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{S}_D(n-1) - \frac{\mathbf{S}_D(n-1) \varphi(n) \varphi^H(n) \mathbf{S}_D(n-1)}{\lambda + \varphi(n) \mathbf{S}_D(n-1) \varphi^H(n)} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь λ – экспоненциальный весовой коэффициент, $\mathbf{H}(n)$ и $\varphi(n)$ определяются введенными ранее соотношениями.

Начальная инициализация величин, используемых при расчете, происходит следующим образом:

$$\mathbf{S}_D(0) = \delta \mathbf{I}, \mathbf{H}(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \quad (13)$$

где δ – величина, обратная входной мощности сигнала.

Приведённые выше соотношения справедливы как для моделирования самого усилителя мощности, так и для построения модели цифрового корректора и её идентификации. Однако при моделировании корректора существуют свои особенности, которые отражены в данной главе.

В третьей главе сначала исследовался цифровой корректор на основе таблиц соответствия: анализировалось влияние различных его параметров на увеличение линейности передающего тракта. В результате было установлено, что применение цифрового корректора уменьшает значение векторной ошибки, но изменение параметров корректора незначительно влияет на величину этого уменьшения. Поэтому при дальнейшем моделировании анализировался только уровень внеполосного излучения (*ACPR*).

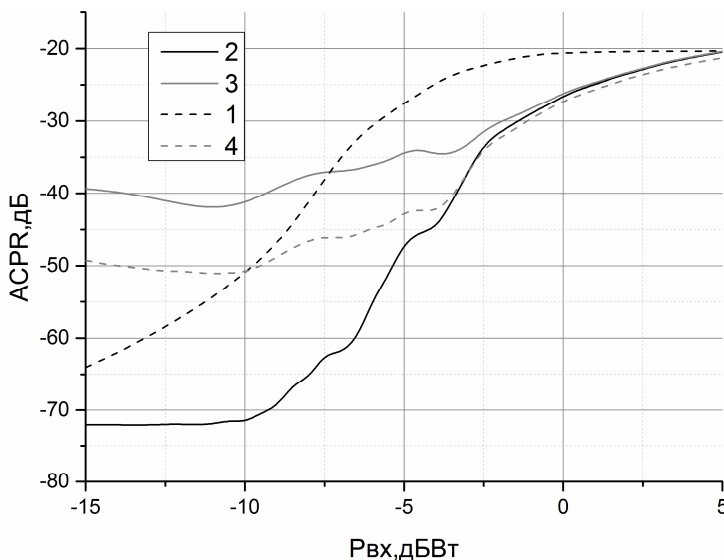


Рис.4 Зависимость *ACPR* от средней мощности на входе системы

Для расчета амплитудных и фазовых коэффициентов табличного цифрового корректора необходимо решать нелинейное уравнение, аппроксимируя при этом экспериментально измеренные ААХ и ФАХ реального усилителя. Поэтому в работе рассматривалось влияние метода аппроксимации на качество работы такого корректора. Результаты представлены на рис.4 (кривая 1 соответствует системе без коррекции, кривая 2 – интерполяция сплайнами, кривая 3 – аппроксимация полиномом пятого

порядка, кривая 4 – аппроксимация полиномом девятого порядка). Результаты исследования показали, что при малых мощностях входного воздействия наиболее эффективной является интерполяция сплайнами. В области больших значений входных мощностей (вплоть до насыщения) все рассмотренные аппроксимации дают похожие результаты. Также в работе исследовались зависимости *ACPR* от размерности таблицы N для различных значений средней мощности входного сигнала. Было установлено, что в зависимости от среднего уровня передаваемого сигнала необходимо до 256 значений корректирующей таблицы. Уменьшить число коэффициентов и улучшить *ACPR* можно путем дополнительных расчётов после считывания данных из корректирующей таблицы, используя линейную аппроксимацию между значениями таблицы. Было установлено, что при таком подходе можно ограничиться $N=32$ для любого значения средней входной мощности. На основе проведённых исследований

был смоделирован табличный цифровой корректор для анализируемого усилителя мощности, который позволил уменьшить уровень внеполосного излучения на 20дБ при средней мощности входного сигнала 3дБмВт.

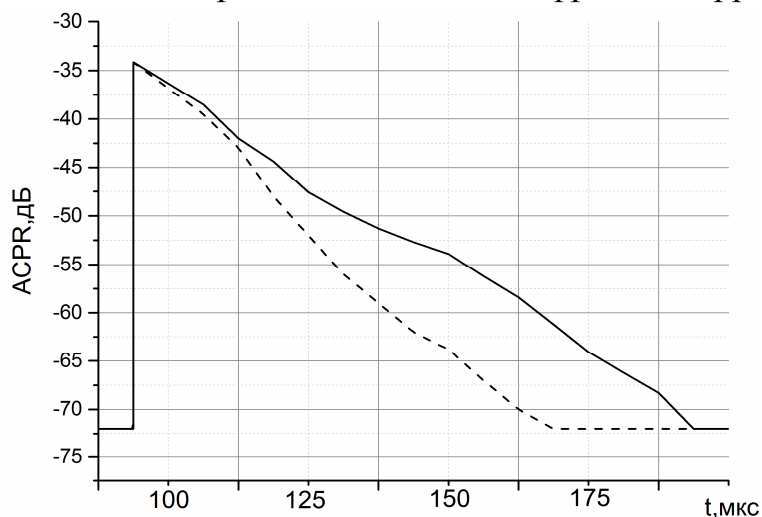


Рис.5 Зависимость ACPR от времени

Для проверки соотношений итерационного изменения параметров корректора на основе таблиц соответствия в работе был промоделирован адаптивный процесс работы системы, результаты которого представлены на рис.5 (сплошная кривая – линейный метод, пунктирная – метод секущих).

В момент времени $t_1=90\text{мкс}$ произошло изменение напряжения питания усилителя мощности, что повлекло за собой скачкообразное увеличение внеполосного излучения. Видно, что через некоторое время система адаптирует корректор под новые условия работы усилителя, возвращая к исходному уровню значение ACPR.

Далее в данной главе анализируется эффективность применения цифровых корректоров на основе бесструктурных аналитических моделей. При этом рассматривались системы с различной полосой сигнала от 4МГц до 32МГц. При проведении компьютерного эксперимента усилитель мощности представлялся в виде модели Винера-Гаммерштейна. Через него пропусклся тестируемый сигнал, к которому добавлялся шум с нормальным распределением плотности вероятности.

В качестве моделей корректоров анализировались полиномиальная модель с памятью и обобщенная полиномиальная модель, как более простые в реализации, а также модель Вольтерры, как наиболее общая. Полученные данные показывают, что при сигнале с узкой полосой (4МГц) для линейаризации усилителя мощности достаточно корректора на основе полиномиальной модели с пара-

метрией. В качестве моделей корректоров анализировались полиномиальная модель с памятью и обобщенная полиномиальная модель, как более простые в реализации, а также модель Вольтерры, как наиболее общая. Полученные данные показывают, что при сигнале с узкой полосой (4МГц) для линейаризации усилителя мощности достаточно корректора на основе полиномиальной модели с пара-

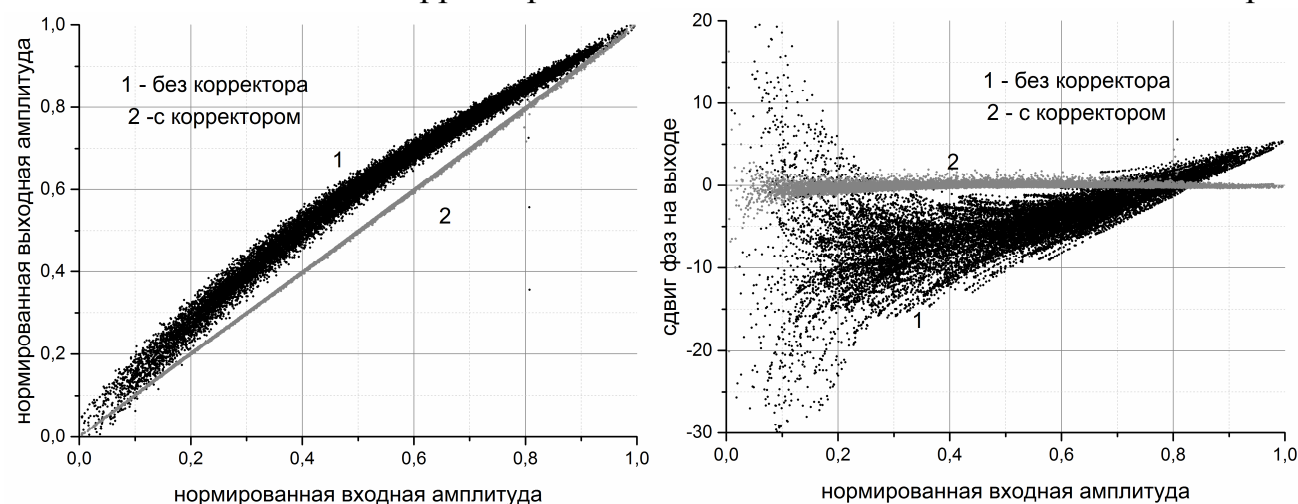
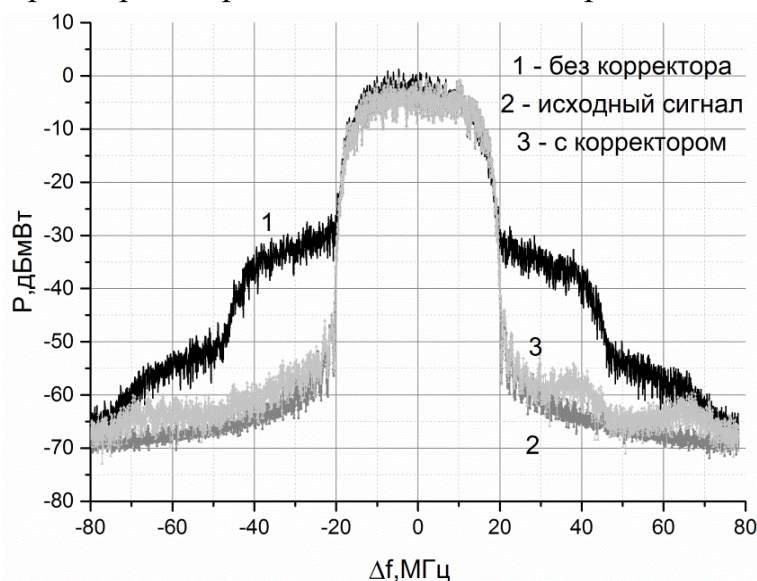


Рис.6 ААХ и ФАХ системы с коррекцией и без коррекции

метрами $P=5, Q=2$. На рис.6 представлены ААХ и ФАХ данной системы без предискажений и с предискажениями. Видно, что корректор осуществляет не только линейризацию характеристик, но и их частотное выравнивание. С увеличением полосы сигнала необходимо не только увеличивать память полиномиальной модели, но и использовать более сложные модели корректора. Так, например, для сигнала с полосой 16МГц для более точной линейризации требуется уже корректор на основе обобщённой полиномиальной модели. Для сигнала с полосой 32МГц наилучшие результаты показывает корректор на основе двухслойного персептрона (нейронная сеть). Однако при этом значительно возрастает сложность его программной реализации, из-за большого количества параметров. При этом, как видно из рис.7, где изображен спектр данного сигнала



на выходе системы без корректора и системы с корректором, полностью приблизить спектр выходного сигнала к исходному не удаётся.

Для корректоров на основе бесструктурных моделей также была смоделирована адаптивная система, где идентификация и изменение параметров проводились на основе выведенных соотношений. При этом сравнивалась работа трех методов: стохастического градиента, рекурсивного метода наименьших

квадратов и обычного метода наименьших квадратов. Полученные результаты (таблица 1) показали, что, во-первых, выведенные соотношения для итерационного изменения параметров корректоров на основе двух алгоритмов позволяют проводить нелинейную фильтрацию. Во-вторых, хотя результаты, полученные с помощью метода стохастического градиента уступают результатам, полученным с помощью других методов (значение векторной ошибки хуже на порядок, а внеполосное излучение в соседнем канале больше на 3 дБ), однако они вполне удовлетворительны, обладая при этом меньшими вычислительными затратами. В-третьих, рекурсивный метод наименьших квадратов показывает результаты, практически идентичные прямой идентификации.

Таблица 1.

	Без корректора	Метод наименьших квадратов	Метод стохастического градиента	Рекурсивный метод наименьших квадратов
$ACPR$, дБ	-34,1	-45,4	-42,7	-45,3
EVM , %	9,2	0,11	1,6	0,15

В четвертой главе описывается программно-аппаратный комплекс, предназначенный для автоматизированных измерений нелинейных характеристик

передающей системы и расчета параметров цифрового корректора. Подробно рассматривается как аппаратная реализация измерительной базы, так и программная. Также анализируются требования, предъявляемые к системе с цифровыми предсказаниями при её практической реализации.

Далее в работе приводятся результаты практической реализации метода цифровых предсказаний для передающего тракта радиомодема с цифровой обработкой сигнала сантиметрового диапазона с ППРЧ. В реальном устройстве применяется двойное преобразование частоты с фиксированной первой промежуточной частотой. Без использования корректора *EVM* выходного сигнала составила порядка 9,5%, а величина *ACPR* – 28,5 дБ (*ACPR* исходного сигнала – 36,5 дБ).

В результате анализа амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик тракта было определено, что для линейризации данного устройства необходимо строить корректоры для трёх частотных поддиапазонов. Сначала в качестве корректора передающего тракта для каждого поддиапазона использовалась полиномиальная модель с памятью. В результате исследований было установлено, что для обеспечения требований по внеполосным излучениям необходимо применять корректор с порядком нелинейности $P = 5$ (при этом используются только члены нечетной степени) и глубиной памяти $M = 10$. При этом число параметров модели $N = 30$ для одного поддиапазона.

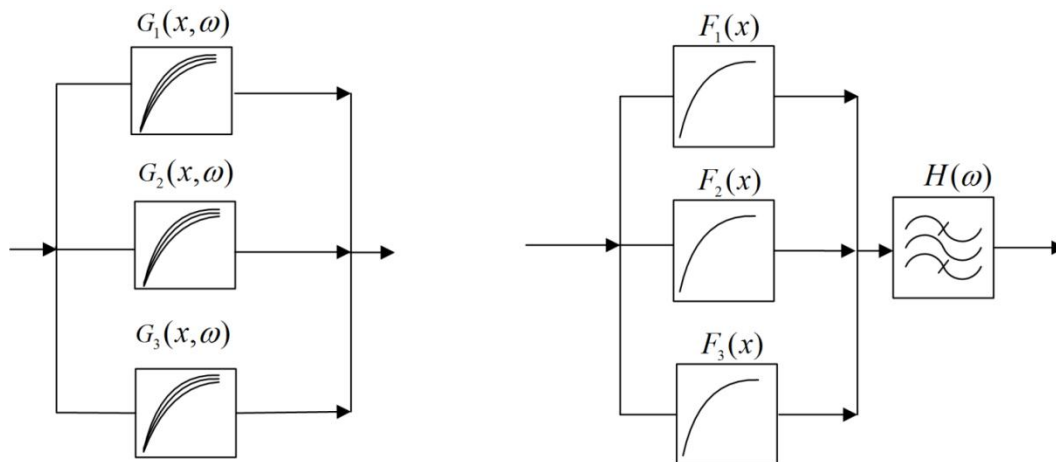


Рис.8 Структурная схема одно- (слева) и двухкаскадного корректора (справа)

Далее для упрощения процесса идентификации параметров корректора и снижения затрат на его аппаратную реализацию для заданного передающего тракта была реализована многокаскадная архитектура корректора. Каждый каскад представляет собой модель со значительно меньшим числом параметров. В результате исследований было установлено, что для разрабатываемого тракта достаточно двухблочного корректора. При этом в качестве первого блока использовалась полиномиальная модель без памяти ($P = 5$, $M = 1$), а в качестве второго блока – линейный адаптивный фильтр с $M = 10$. К тому же практические результаты показали, что по уровню внеполосного излучения двухблочная структура корректора показывает даже лучшие результаты, чем одноблочная, но немного уступает ей по величине векторной ошибки. Также было высказано

предположение, которое затем подтвердилось на практике, что, поскольку основные инерционные свойства передающей системы сосредоточены в тракте предварительной частоты, то необходимо изменять параметры лишь первого

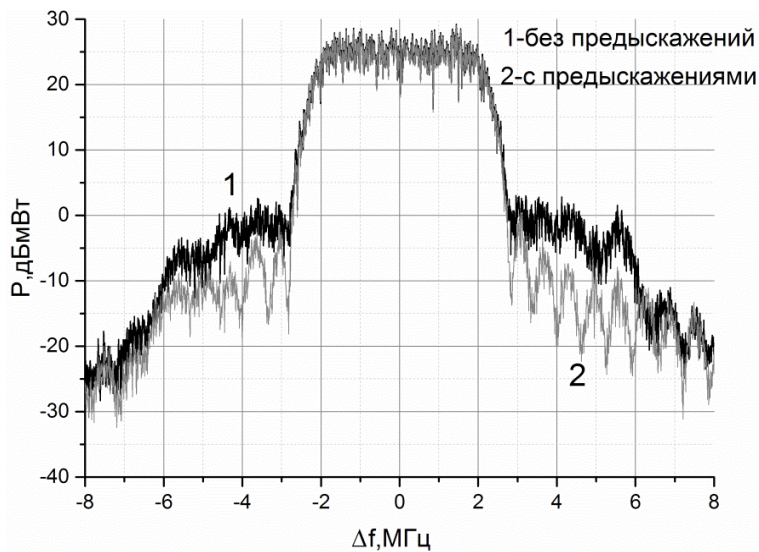


Рис.9 Спектр сигнала на выходе системы

блока при перестройке частоты. Таким образом, для разрабатываемого устройства с учётом работы на различных частотах общее число параметров двухкаскадного корректора $N_{2\text{каскада}}=19$ (рис.8). В случае применения однокаскадной модели общее число параметров для трех частотных поддиапазонов равнялось бы $N_{1\text{каскада}}=90$. В результате применения двухблочного корректора уровень внеполосного излучения разработанного устройства удалось

снизить до -36дБ, а величину векторной ошибки – до 3,8%. Спектры сигнала при прохождении системы с предискажениями и без предискажений приведены на рис.9.

В заключении сформулированы основные выводы и результаты:

1. Предложен модифицированный цифровой корректор для систем связи с ППРЧ. Выработаны критерии и даны рекомендации по определению структуры данного корректора. Выполнена практическая реализация цифрового корректора для заданного передающего тракта, использующего режим ППРЧ. В результате внеполосное излучение выходного сигнала в соседнем канале уменьшилось на 6-8дБ, а значение модуля векторной ошибки снизилось более чем в два раза.
2. Выведены соотношения для адаптивного изменения параметров корректоров, построенных на основе различных бесструктурных моделей. В качестве алгоритмов адаптации использовались метод стохастического градиента и рекурсивный метод наименьших квадратов. С помощью компьютерного моделирования подтверждена справедливость выведенных соотношений.
3. Проведён сопоставительный анализ различных бесструктурных моделей с точки зрения точности моделирования и количества требуемых параметров для разных видов входных сигналов и ширины их полосы. Установлено, что наименьшая нормированная среднеквадратичная ошибка получается при описании нелинейной динамической системы моделью Вольтерры. При этом сходную точность с моделью Вольтерры дают её модификации, имеющие значительно меньшее число параметров.
4. Проведён сравнительный анализ корректоров, построенных на основе различных бесструктурных моделей, с точки зрения эффективности линеариза-

ции и сложности программной реализации. Установлено, что для всех исследуемых сигналов вполне удовлетворительные результаты даёт цифровой корректор на основе полиномиальной модели с памятью. При этом модуль вектора ошибки снижается до 1%, а уровень внеполосного излучения в соседнем канале – на 15-20дБ.

5. Разработан программно-аппаратный измерительный комплекс для автоматизированного измерения нелинейных характеристик передающей системы и расчета параметров различных цифровых корректоров.

Публикации автора по теме диссертационного исследования

1. Аверина Л. И. Методы уменьшения нелинейных продуктов многокаскадных усилителей СВЧ диапазона / Л.И. Аверина, Ю.П. Сбитнев, **В.Д. Шутов** // 8-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: тр. симп., 16-19 июня 2009г. — СПб., 2009.— С. 274-277.
2. Аверина Л.И. Линеаризация усилителей СВЧ диапазона / Л.И. Аверина, Ю.П. Сбитнев, **В.Д. Шутов** // Радиолокация, навигация, связь: XV Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 14-16 апр. 2009г. — Воронеж, 2009.— Т. 1. - С. 591-596.
3. Аверина Л.И. Влияние параметров цифрового корректора на увеличение линейности передающего тракта / Л.И. Аверина, М.А. Корольков, **В.Д. Шутов** // Радиолокация, навигация, связь: XVI Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 14-16 апр. 2010г. — Воронеж, 2010.— Т. 1. - С. 512-517.
4. Аверина Л.И. Адаптивная цифровая линеаризация усилителя мощности / Л.И. Аверина, М.А. Корольков, **В.Д. Шутов** // Радиолокация, навигация, связь: XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2011г. — Воронеж, 2011.— Т. 1. - С. 571-576 .
5. Корольков М.А. Оценка нелинейных искажений сигналов с различными видами модуляции в передающем тракте / М.А. Корольков, А.С. Малев, **В.Д. Шутов**, и др. // Радиолокация, навигация, связь: XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2011г. — Воронеж, 2011.— Т. 1. - С. 765-771.
6. Аверина Л.И. Цифровая коррекция усилителей мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, **В.Д. Шутов**, и др. // 9-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: тр. симп., 13-16 сентября 2011г. – СПб., 2011. – С.215-219.
7. Аверина Л.И. Увеличение динамического диапазона передающего тракта цифровыми методами / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, **В.Д. Шутов**, и др. // Физика и технические приложения волновых процессов: X Междунар. науч.-техн. конф., 11-17 сент. 2011г. – Самара, 2011. – С.49-50.
8. **Шутов В.Д.** Подходы к оптимизации методов формирования сигналов / А.С. Малев, А.М. Соловьев, В.Д. Шутов // Теория и техника радиосвязи. - Воронеж. – 2012. – №2. – С. 36-42.
9. Аверина Л.И. Эффективность поведенческих динамических моделей усилителя мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, **В.Д. Шутов** // Физика и технические приложения волновых процессов: Тр. XI Междунар. науч.-техн. конф., 26-28 сент. 2012г. – Екатеринбург, 2012. – С.171-172.

10. Аверина Л.И. Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, **В.Д. Шутов** // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж, 2013. – №1. – С.82-88.
11. Устройство ввода адаптивных цифровых предсказаний сигнала с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: Патент РФ на полезную модель №125794 / Аверина Л.И., **Шутов В.Д.**, и др. // – бс. – (Заявл. 1.10.2012, №2012141854, опублик. 10.03.2013. Бюл.№7)
12. Аверина Л.И. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учётом инерционных свойств / Л.И. Аверина, **В.Д. Шутов**, Р.А. Рыбалкин // Известия вузов. Радиоэлектроника. – Т.56, 2013. - №1. - С. 50 - 57.
13. Аверина Л.И. Сравнительный анализ бесструктурных инерционных моделей усилителей мощности / Л.И. Аверина, **В.Д. Шутов**, Бугров О.В. // Радиолокация, навигация, связь: XIX Междунар. науч. – техн. конф., г. Воронеж, 16-18 апр. 2013г. – Воронеж, 2013.- Т.2.-С.1232-1238.
14. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предсказаний / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, **В.Д. Шутов** // Нелинейный мир. – 2013. - №10. - С.720-727.
15. **Шутов В.Д.** Повышение линейности передающего тракта современных систем связи методами цифровых предсказаний / В.Д. Шутов, А.С. Малев, Ж.В. Шапошникова // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» 25-27 ноября 2013г., Москва. Труды конф. – с.189-193.
16. **Шутов В.Д.** Цифровой корректор для систем связи с псевдослучайной перестройкой частоты / В.Д. Шутов, А.С. Малев, Ж.В. Шапошникова // I Всероссийская научно-техническая конференция «Расплетинские чтения» 29-31 янв. 2014г., Москва. Труды конф. – с.156-162.
17. Аверина Л.И. Компенсация квадратурного дисбаланса в аналоговых модуляторах систем связи / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский, **В.Д. Шутов**, и др. // Кибернетика и высокие технологии XXI века: XVI Международная научно-техническая конференция, 13-14 мая 2015г., Воронеж.— Воронеж, 2015.— С. 160-169 .
18. Аверина Л. И. Сравнительный анализ цифровых корректоров для линеаризации усилителей мощности в современных системах связи / 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 .

Работы № 8, 10, 12, 14 опубликованы в периодических изданиях, рекомендованных ВАК для публикации основных результатов диссертаций.