

На правах рукописи

**Смирнов Андрей Владимирович**

**ИССЛЕДОВАНИЕ И КОМПЕНСАЦИЯ  
НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В  
УСИЛИТЕЛЕ МОЩНОСТИ**

Специальность 2.2.13 —  
«Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

**Автореферат**  
диссертации на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Москва — 2022

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ).

Научный руководитель: **Горгадзе Светлана Феликсовна** – д.т.н., проф., Московский технический университет связи и информатики, профессор кафедры «Радиооборудование и схемотехника».

Официальные оппоненты: **Хвалин Александр Львович** – д.т.н., доц., Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского, профессор кафедры общей, теоретической и компьютерной физики;

**Белов Леонид Алексеевич** – к.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «МЭИ», профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов института радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова.

Ведущая организация: **АО «Российские космические системы».**

Защита состоится 15 декабря 2022 г. в 15.00 на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций 55.2.002.01 при МТУСИ по адресу: 111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8А, МТУСИ, ауд.А-211.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ <http://srd-mtuci.ru/images/Dis-Smirnov2/dis-Smirnov.pdf>

Отзывы на автореферат, в двух экземплярах, просьба направлять по адресу: 111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8А, МТУСИ, Диссертационный совет.

Автореферат разослан «\_\_» \_\_\_\_\_ 2022 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета 55.2.002.01  
доктор технических наук, доцент

М.В. Терешонок

# Общая характеристика работы

**Актуальность темы исследования.** Учёт нелинейных искажений (НИ) сигнала в усилителе мощности (УМ) необходим при проектировании современных систем радиосвязи (СРС). Это обусловлено жёсткими требованиями к внеполосному излучению (ВПИ) на выходе передатчика, которое, в основном, определяется именно характером НИ в УМ.

Выполнение требований ВПИ зачастую осложняется стремлением максимизировать другие целевые показатели СРС: энергетическую эффективность работы радиооборудования и скорость передачи информации по радиоканалу. Задача одновременной максимизации трёх указанных показателей включает в себе противоречия [5]. Так, схемотехнические решения, направленные на повышение КПД УМ, такие как формирование выходных колебаний усилителя по критерию наименьшей рассеиваемой тепловой мощности, введение адаптации параметров УМ под изменения амплитудной огибающей входного сигнала и др., необходимо снижают степень линейности радиотракта. С другой стороны, использование широкополосных групповых сигналов на основе OFDM-модуляции, позволяющее в системах 5G достигать скорости передачи данных свыше 5 Мбит/с на 1 МГц полосы радиоканала, ужесточает требования к линейности УМ в связи со значительным диапазоном изменения амплитудной огибающей данных сигналов [10].

Указанными противоречиями обусловлен пристальный интерес индустрии к средствам моделирования НИ в УМ и их компенсации.

Моделирование НИ в УМ позволяет выполнять предварительную оценку уровня ВПИ передатчика при заданном входном сигнале на раннем этапе проектирования СРС. Простейшая модель НИ в УМ представляется в виде оператора  $V$ , связывающего мгновенные значения видеочастотных эквивалентов входного и выходного сигналов УМ:

$$V : a_t \cos(2\pi f_0 t + \varphi_t) \mapsto A(a_t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_t + \Phi(a_t)), \quad (1)$$

где  $A : \mathbb{R}_+ \mapsto \mathbb{R}_+$  и  $\Phi : \mathbb{R}_+ \mapsto [0, 2\pi)$  – соответственно функции АМ-АМ и АМ-ФМ, отражающие эффекты паразитных амплитудной и фазовой модуляции сигнала при усилении.

Модель (1) учитывает зависимость НИ только от мгновенного значения входной амплитуды. Это ограничивает достоверность модели, поскольку на характер НИ, в общем случае, влияет предыстория сигнала на некотором ограниченном

интервале памяти [10]. Первые работы по моделированию НИ в УМ с учётом эффекта памяти НИ относятся 1970-ым годам применительно к разработке имитационной модели спутникового канала связи. В то же время, работы по теоретическому анализу эффекта памяти НИ при транзисторном усилении сигнала известны с 1960-ых, где в качестве математической модели НИ в УМ вместо (1) рассматривался оператор Вольтерры, а пример практического построения модели, отражающей действие произвольного инерционного нелинейного устройства на электрический сигнал, был дан Винером в 1958-ом году.

На сегодняшний день типичным подходом к учёту УМ в общесистемной модели СРС является применение упрощённых видеоэквивалентных моделей или коммерческих программ схемотехнического моделирования для непосредственной симуляции электрической схемы заданного образца УМ. Альтернативным вариантом второго подхода является обучение нейросетевой модели по тестовой выборке сигнала, полученной с выхода УМ. Достоинством первого подхода является удобство проведения ручных расчётов, прозрачность и наглядность выводов, тогда как второго – максимальная достоверность модели. Второй подход характеризуется меньшими гибкостью и прозрачностью получаемых результатов; кроме того, он требует наличие спецификации радиооборудования и привлечение сторонних коммерческих симуляторов. С другой стороны, ограниченная достоверность моделирования первого подхода отражается на обоснованности полученных на его основе результатов, в том числе касающихся обоснования эффективности средств линеаризации УМ. Компромиссным вариантом между использованием упрощённых и узкоспециализированных моделей УМ является доработка первых с целью учёта в них физических факторов, отвечающих за специфику НИ в УМ, таких как тепловая зависимость характеристик УМ [11].

Примечательно, что появление в 1934-ом году работы Блэка о компенсации НИ в УМ методом обратной связи (ОС) значительно опередило указанные выше работы по моделированию НИ в УМ. Важный толчок к совершенствованию средств линеаризации дала упомянутая работа Винера, содержащая решение задачи *идентификации* нелинейного оператора НИ  $V$ . Процедура идентификации впоследствии легла в основу метода предсказания (ПИ), который заключается в синтезе оператора  $S$ , линеаризующего тандем  $S \circ V$ . В зависимости от того, применяется ли ПИ к видеоэквиваленту сигнала в цифровом тракте или к модулированному сигналу в РЧ-тракте, различают *цифровое предсказание* (ЦПИ) и аналоговое ПИ.

Преимуществами метода ЦПИ, делающими его наиболее популярным на сегодняшний день методом линейаризации, являются гибкость его имплементации, отладки и оптимизации, свойственные решениям на основе цифровой обработки сигналов (ЦОС). Устройство ПИ может рассматриваться как внешняя надстройка для СРС, в большей или меньшей степени связанная с имеющейся структурой СРС: от автономного блока с офлайн-идентификацией до глубоко интегрированного решения, включающего в себя снижение пик-фактора сигнала и адаптивную подстройку параметров предсказания с использованием петли ОС с выхода УМ. Начало распространения метода ЦПИ относится к 1980-ым годам и обязано возросшим к тому времени возможностям платформ ЦОС. Ключевыми задачами, решаемыми в процессе проектирования ЦПИ, являются выбор параметризованной модели  $S$  и численного алгоритма идентификации её параметров. Первые реализации ЦПИ в системах спутниковой связи опирались на простейшую модель НИ без памяти (1) с табличной идентификацией функций АМ-АМ и АМ-ФМ. При этом была достигнута значительная эффективность линейаризации, позволившая перейти от ФМ-сигналов к более спектрально-эффективным АФМ-сигналам при выполнении требований к ВПИ.

В настоящее время ценность потенциального выигрыша линейаризации за счёт усложнения модели ПИ и учёта эффекта памяти НИ неуклонно возрастает вследствие перехода к более широкополосным сигналам и освоения новых частотных диапазонов функционирования современных СРС. Обратной стороной усложнения ПИ является большая аппаратная сложность линейаризатора, а также снижение точности идентификации параметров модели [1]. Фактор вычислительной нагрузки усугубляется работой линейаризатора на повышенной частоте дискретизации  $F_d$  относительно символьной скорости цифрового сигнала для избежания эффектов спектрального наложения в результате нелинейного преобразования. В связи с этим при значительных интенсивности и инерционности НИ максимально достоверная модель ЦПИ в виде оператора Вольтерры оказывается практически нереализуемой ввиду своей избыточной сложности. Необходимость значительного упрощения модели Вольтерры для практической применимости ЦПИ подчёркивалась ещё в первых работах по компенсации НИ с памятью в начале 2000-ых.

Таким образом, практически достижимая эффективность ЦПИ во многом определяется соотношением между потенциальной достоверностью оператора ЦПИ и совокупной сложностью линейаризатора с учётом процедуры идентификации [2]. В течение последних 20-ти лет проблема уравнивания сложности

и достоверности ЦПИ остаётся актуальной, а для её решения постоянно вырабатываются новые предложения [3]. Среди наиболее укоренившихся выделяются:

- использование архитектуры *непрямого обучения*, в которой оператор ЦПИ  $S$  идентифицируется из условия линейаризации тандема  $S \circ V$  (пост-обращение для  $V$ ), а применяется с целью линейаризовать  $V \circ S$  (пред-обращение), при этом в общем случае пред- и постобращение не совпадают;

- выбор  $F_d$  для идентификации заведомо ниже требуемой из условия Найквиста для оцифровки выходного сигнала УМ;

- использование линейно-параметрических моделей оператора ЦПИ, позволяющее использовать для идентификации математический аппарат линейной оптимизации;

- использование в качестве функции потерь при идентификации минимума среднеквадратичной ошибки (СКО), в то время как целевой функцией потерь линейаризатора является ВПИ [1].

Эвристический характер данных рекомендаций указывает на то, что их нельзя рассматривать как универсальное средство повышения эффективности линейаризации, гарантирующее выигрыш в любом конкретном приложении. Существенная восприимчивость к особенностям приложения вообще является характерной чертой задачи максимизации эффективности линейаризатора, что подтверждается отсутствием в современной литературе описания универсального подхода к её решению. В связи с этим сохраняется **актуальность** поиска такого подхода. Типовое практическое решение, как правило, состоит в объединении различных предложений в единое целое с последующей совокупной оптимизацией множества параметров. Большая роль в данном процессе отводится эвристическому и экспериментальному методам, тогда как его эффективность во многом определяет конечный выигрыш от линейаризации [2].

**Цель работы:** повысить эффективность метода ЦПИ для компенсации нелинейных искажений АФМ-сигнала в УМ при использовании архитектуры непрямого обучения линейно-параметрической модели оператора предьсказания.

**Научная задача:** выработать универсальный подход к повышению эффективности метода ЦПИ и научно обосновать возможность получения с его помощью выигрыша в любом практическом приложении.

В сформулированной общей задаче можно выделить круг **частных задач**, решение которых составляет содержание диссертации:

1. разработать математическую модель для оценки эффективности метода ЦПИ при произвольной модели НИ в УМ;

2. выработать универсальный подход к повышению точности идентификации оператора предсказания;

3. подтвердить эффективность предложенного решения на стандартной модели НИ в УМ в виде оператора Винера-Хаммерштейна; получить оценку сверху потенциала ЦПИ для данной модели НИ и сопоставить её с полученными результатами;

4. повысить достоверность модели НИ в УМ по сравнению со стандартным оператором Винера-Хаммерштейна за счёт учёта таких физических особенностей РЧ УМ, как эффект ОС в транзисторе и тепловая зависимость его характеристик; валидировать на данной модели эффективность предложенного решения;

5. обосновать, что предложенная имитационная модель НИ в УМ отражает характерные особенности НИ, типичные для любого УМ, и тем самым подтвердить универсальность предложенного решения.

**Методы исследования.** Исследования применительно к задачам 3 – 5 полагаются на методы математического и компьютерного моделирования. Аналитический метод с привлечением математического аппарата теории решения некорректных задач используется при выработке математических моделей в задачах 1 и 4, научного обоснования предложенного подхода к повышению точности идентификации оператора ЦПИ в задаче 2 и получения оценки сверху эффективности ЦПИ в задаче 3. Построение математических моделей при решении задач 4 – 5 опирается на теорию электрических цепей и метод переменных состояния.

**Предмет исследования:** методы анализа нелинейных искажений сигнала в усилителе мощности, методы компенсации нелинейных искажений, алгоритмы идентификации нелинейного оператора.

**Объект исследования:** выходной усилитель мощности передатчика и устройство предсказания сигнала перед подачей на вход усилителя.

**Степень разработанности.** Поворотной точкой в исследованиях по математическому моделированию НИ в УМ можно считать появление биполярного транзистора на рубеже 1950-ых годов и выявление сложности физических процессов в полупроводнике, вызывающих нелинейность усиления транзистора. Более абстрактные исследования проблемы нелинейного преобразования сигнала в предтранзисторную эпоху опирались в основном на методы теории вероятности, а их библиография приведена в монографиях Тихонова В. И. и Дёча Р. Связь между видеозэквивалентом оператора НИ и электрической схемой замещения транзистора, в том числе условия применимости упрощённой модели (1), исследовались в лабораториях Белла. Различные варианты аналитических функций

$A(a)$  и  $\Phi(a)$  в (1) названы именами таких специалистов как Салех А., Горбани К. и др. В последние годы заметный вклад в разработку проблемы моделирования НИ с эффектом памяти вносят такие школы Авейру под руководством Педро Х. и Оулу под руководством Вуолеви Й. Первые опыты линеаризации УМ методом ЦПИ связаны с проектом спутниковой связи Интелсат. Эффективные модели ЦПИ для компенсации НИ с памятью были предложены на рубеже 1990-ых и 2000-ых годов Филикори Ф. и Константиноу К. Значимый вклад в исследование по наилучшему уравниванию достоверности и сложности модели ЦПИ внесли исследовательские центры Дублина (Жу Андинг) и Атланты (Кенней Дж.), а среди новых научных школ, занимающихся проблемой идентификации ЦПИ, заметное место занимают университеты Ханчжоу (Кай Жиалинь) и Севильи (Бесерра Х.).

**Практическая значимость** диссертации состоит в том, что предложенный подход к повышению эффективности метода линеаризации ЦПИ позволил

1. снизить уровень спектральной плотности мощности сигнала в соседнем канале на выходе нелинейности Винера-Хаммерштейна на 5-10 дБ относительно стандартной идентификации линейно-параметрической модели ЦПИ, обладающей свойством максимальной достоверности при минимально-допустимой сложности;

2. увеличить полезную выходную мощность УМ более чем на 3 дБ при выполнении требований к ВПИ при усилении сигнала OFDM с полосой 20 МГц и пик-фактором 7 дБ по сравнению с базовым методом линеаризации на основе подбора ослабления входного сигнала УМ; соответствующий выигрыш в среднем КПД усиления составил более 8 %;

3. минимизировать потери линеаризации при 5-кратном снижении частоты дискретизации тестовых сигналов, используемых при идентификации ЦПИ, до 1.2 дБ в терминах осреднённого уровня избыточного ВПИ, рассчитанного для заданной спектральной маски, при сокращении числа базисных функционалов модели ЦПИ на 84 %.

**Теоретическая значимость** работы обоснована следующими результатами:

1. Разработана имитационная модель УМ на основе численного интегрирования системы дифференциальных уравнений, учитывающая эквивалентную схему замещения транзистора. Учёт в модели эффектов тепловой и электрической ОС, типичных для произвольного УМ, позволил повысить достоверность моделирования НИ в УМ по сравнению со стандартной моделью оператора Винера-Хаммерштейна, в которой данные эффекты не учитываются.



2. Выявлены факторы, ограничивающие точность идентификации оператора ЦПИ при использовании архитектуры непрямого обучения и критерия СКО пост-обращения оператора НИ в УМ, учёт позволяет повысить эффективность линейаризации метода ЦПИ.

3. Разработан универсальный подход к повышению эффективности ЦПИ, позволяющий рассматривать общую задачу выбора оптимального оператора ЦПИ как обобщённую регуляризацию задачи идентификации оператора Вольтерры, параметрами которой являются степень усечения базовой модели Вольтерры, частота дискретизации тестовых сигналов на входе процедуры идентификации, а также параметр регуляризации А. Н. Тихонова.

#### **Основные положения, выносимые на защиту.**

1. Предложенный в работе метод обобщённой регуляризации для повышения эффективности ЦПИ в рамках архитектуры непрямого обучения позволяет получить выигрыш более 5 дБ в уровне СПМ в соседнем канале по сравнению со стандартным подходом идентификации максимально достоверной модели ЦПИ.

2. Построение имитационной модели РЧ УМ на основании метода переменных состояния позволяет повысить достоверность моделирования НИ в УМ относительно модели Винера-Хаммерштейна за счёт учёта эффектов тепловой и электрической ОС, имеющих место в произвольном УМ; чувствительность мощности помехи НИ к параметру расстройки двухтонового тестового сигнала, являющаяся индикатором эффекта памяти НИ, составляет до 4 дБ за счёт эффекта тепловой ОС и до 2 дБ за счёт эффекта электрической ОС.

3. Интеграция модели РЧ УМ в общесистемную модель СРС позволяет сопоставить оценку интенсивности НИ в УМ с энергетическими показателями УМ и обосновать общесистемный выигрыш от линейаризации, выраженный увеличением КПД на 8% и полезной выходной мощности на 3 дБ, за счёт возможности смещения рабочей точки УМ ближе к области насыщения его амплитудной характеристики при выполнении требований к ВПИ.

#### **Научная новизна.**

1. Научно-обоснованное применение к задаче идентификации нелинейного оператора ЦПИ метода регуляризации, известного в первую очередь по приложениям к линейным некорректным задачам, и его обобщение путём включения в набор параметров регуляризации частоты дискретизации и степени усечения базовой модели Вольтерры для построения оператора ЦПИ.

2. Вывод линейно-параметрической модели ЦПИ для оператора Винера-Хаммерштейна, обладающей свойством максимальной достоверности при минимально-допустимой сложности и аналитическая идентификация её параметров.

3. Выявление особенностей эффекта НИ в УМ, не учитываемых упрощённой моделью НИ Винера-Хаммерштейна, таких как зависимость НИ сигнала от формы выходных колебаний транзистора и рассеиваемой на нём тепловой мощности, и отражение их на структуре видеозэквивалента оператора НИ в УМ.

4. Вывод видеозэквивалента оператора НИ в УМ для упрощённой модели НИ в УМ в виде проходной амплитудной характеристики, определённой для мгновенных значений РЧ-сигнала, и выражений для некоррелированных составляющих сигнала на её выходе при условии справедливости модели гауссовского случайного процесса для описания входного сигнала.

**Достоверность полученных результатов** подтверждается:

– апробацией основных результатов работы на Международных научных конференциях и публикацией в рецензируемых научных изданиях, относящихся к списку ВАК и индексируемых в базе Web of Science;

– соотносением экспериментально полученных оценок эффективности средств повышения эффективности ЦПИ при линеаризации оператора Винера-Хаммерштейна с теоретическим пределом, рассчитанным аналитически;

– верификацией разработанной имитационной модели НИ в УМ по критерию воспроизводимости отклика стандартного схемотехнического симулятора SPICE при заданном тестовом воздействии и различных конфигурациях модели;

– актом внедрения результатов диссертационной работы в эксплуатирующую организацию.

**Апробация результатов.** Основные результаты работы были представлены автором на МНТК Intermatic, г. Москва, 2013 г.; «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», посвященной Дню Радио, г. Москва, 2015 г.; Синхроинфо-2015, г. Санкт-Петербург; Синхроинфо-2017, г. Казань; Синхроинфо-2018, г. Минск; 10-ой (г. Владимир, 2013 г.), 11-ой (г. Суздаль, 2015 г.) и 13-ой (г. Владимир, 2019 г.) МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации» ПТСПИ; 7 – 11-ой и 16-ой МНТК «Технологии информационного общества», г. Москва, 2013-2017, 2022 гг.

**Публикации.** Основные результаты по теме диссертации изложены в 21-ом печатном издании, 5 из которых изданы в журналах, рекомендованных ВАК и 4 – в изданиях, индексируемых в базе Web of Science / Scopus.

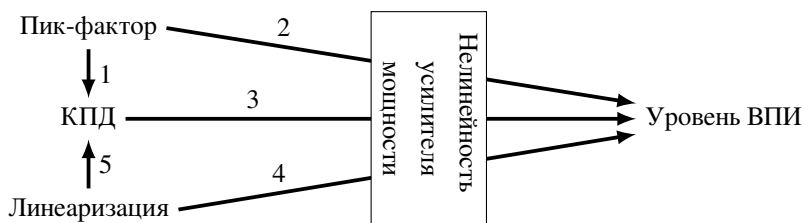
**Личный вклад** автора состоит в проведении теоретического исследования и в разработке программного кода для проведения компьютерного моделирования. Все приведённые в работе результаты получены автором лично.

**Объем и структура работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и двух приложений. Объем диссертации составляет **124** страницы текста с **64** рисунками, **11** таблицами и **108** наименованиями списка литературы.

## Краткое содержание работы

**Во введении** обоснована актуальность темы исследования, приведена историческая перспектива разработанности темы, сформулирована цель работы и связанная с ней общая научная задача; определён круг частных задач и методы их решения, указаны практическая и теоретическая значимость работы и её научная новизна; сформулированы положения, выносимые на защиту.

**Первый раздел** посвящён обзор взаимосвязей между такими ключевыми показателями СРС как пик-фактор амплитудной огибающей сигнала, КПД УМ, интенсивность НИ при усилении и уровень ВПИ на выходе усилителя. Содержание раздела резюмирует приведённая ниже схема, где нумерованными стрелками обозначены исследуемые попарные взаимосвязи.



В рамках исследования взаимосвязи 1 были исследованы вероятностные характеристики пик-фактора современных АФМ-сигналов с учётом средств искусственного снижения пик-фактора, а также получены зависимости среднего за период РЧ КПД УМ от уровня входной мощности сигнала. Данные зависимости были использованы в [8] для оценки среднего КПД усиления АФМ-сигнала с заданным пик-фактором. Расчёты выполнены на основе идеализированной модели УМ с резонансной нагрузкой, определённой для мгновенных амплитудных значений входного сигнала в виде функции

$$i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}}) = \begin{cases} \min(u_{\text{ВХ}}, 1) - T_{\theta}, & \text{если } u_{\text{ВХ}} \geq T_{\theta}, \\ 0, & \text{если } u_{\text{ВХ}} < T_{\theta}, \end{cases} \quad (2)$$

где  $T_\theta$  – порог, задающий интенсивность искажений нижних пиков РЧ-колебания за счёт явления отсечки выходного тока и определяющий класс усиления [12; 6].

Применительно к взаимосвязям 2-3 на основе (2) были выведены функции АМ-АМ, учитывающие класс усиления и интенсивность эффекта ограничения выходного тока УМ. Полученные функции АМ-АМ были использованы для исследования взаимосвязей 4-5 на примере линеаризации методом ЦПИ.

**Второй раздел** посвящен характеристике нелинейного оператора.

Метод косвенной характеристики НИ, при котором анализируется отклик системы на заданный тестовый сигнал, был применён для выявления свойства нелинейности памяти на примере стандартной модели Винера-Хаммерштейна (ВХ):  $V^{BX}z = \phi \circ Q \circ \psi z$ , где  $\psi$  и  $\phi$  – линейные системы с памятью, а  $Q$  – нелинейный оператор без памяти. Индикатором эффекта памяти НИ служило наличие чувствительности мощности помехи НИ  $P_{ни}$  на выходе  $V$  к параметру частотного разнеса  $\Delta_f$  двутонового тестового сигнала, а нелинейности памяти – влияние входной амплитуды на размах изменения  $P_{ни}$  [11].

В рамках исследований в части непосредственной характеристики нелинейного оператора, раздел содержит вывод линейно-параметрических моделей (ЛПМ), описывающих видеэквиваленты (ВЭ) сигналов на входе и выходе нелинейности. Представлен подход к аналитической идентификации параметров ЛПМ оператора ЦПИ при заданной модели  $V$  в виде оператора Винера-Хаммерштейна.

Вывод структур ЛПМ, применимых для построения оператора ЦПИ, основан упрощении стандартной ЛПМ Вольтерры, представляемой в виде:

$$Vz_t = \sum_p \sum_{\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p} V_p(\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p) h_p(z, \mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p), \quad (3)$$

где  $V_p(\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p)$  – параметры,  $\mathcal{M}_{p+1} = (m_0, \dots, m_p)$  и  $\mathcal{M}_p = (m_{p+1}, \dots, m_{2p})$  – кортежи допустимых задержек множителей  $z_t$  и  $z_t^*$  соответственно в функционалах кросс-произведений  $h_p(z, \mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p)$ :

$$h_p(z, \mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p) = \prod_{j=0}^p z_{t-m_j/F_d} \prod_{j=p+1}^{2p} z_{t-m_j/F_d}^*. \quad (4)$$

Ширина диапазона допустимых задержек, составляющих кортежи  $\mathcal{M}$  в (3)-(4), определяет глубину памяти ЛПМ,  $M$ . По умолчанию данный диапазон задаётся как  $\mathcal{U} = [0, \dots, M]$ . Однако при практической оптимизации достоверности ЛПМ с ограничениями на  $F_d$  и  $M$  часто оказывается целесообразным рассматри-

вать смещённый диапазон задержек вида  $\mathcal{U} = [-s, \dots, M - s]$ , где  $s$  – параметр сдвига, удовлетворяющий условию  $M - s \geq 0$  и подлежащий оптимизации. В дальнейшем для указания значений параметров  $M$  и  $s$  модели  $\mathcal{H}$  будет использоваться обозначение  $\mathcal{H}_M$  для случая  $s = 0$  и  $\mathcal{H}_{M,s}$  для  $s \neq 0$ .

Наименьшее число функционалов, требуемое для построения ВЭ оператора Вольтерры при фиксированной глубине памяти  $M$ , может быть получено, если для каждого  $p$  ограничиться рассмотрением только такого множества  $p$ -элементных кортежей  $\Omega_p^M$ , каждый элемент которого уникален по составу входящих в него задержек [1]. Полученный набор функционалов, обозначаемый  $\mathcal{H}_M^V$ , задаёт базовую ЛПМ Вольтерры с глубиной памяти  $M$ :

$$\mathcal{H}_M^V = \bigcup_p \mathcal{H}_M^V(p) = \bigcup_p \left\{ (h_p(z, \mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p))_{\mathcal{M}_{p+1} \in \Omega_{p+1}^M, \mathcal{M}_p \in \Omega_p^M} \right\}. \quad (5)$$

Усечение числа составляющих  $\mathcal{H}_M^V$  может быть достигнуто введением параметра  $\gamma$  для числа неповторяющихся индексов внутри кортежей  $\mathcal{M}_{p+1}$  и  $\mathcal{M}_p$ , характеризующих составляющие (4) базовой модели Вольтерры [2]. Полученная обобщённая полиномиальная модель с памятью при ограничении  $1 \leq \gamma \leq \Gamma \leq M$  выражается из  $\mathcal{H}_M^V$  как

$$\mathcal{H}_{M,s}^{\text{п},\Gamma} = \bigcup_p \left\{ \bigcup_{\gamma=1}^{\Gamma} \left\{ h_p \in \mathcal{H}_{M,s}^V(p) : \text{numel}(\text{unique}(\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p)) = \gamma \right\} \right\}, \quad (6)$$

где  $\text{unique}(\cdot)$  – неповторяющиеся элементы множества,  $\text{numel}(\cdot)$  – его размер.

Альтернативным вариантом является усечение по степени *динамической нелинейности*. Параметр  $\gamma$  в данном подходе имеет смысл разрешённого числа ненулевых индексов в кортеже  $\mathcal{M}_{2p+1} = (\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p)$ . Набор составляющих усечения выражается из  $\mathcal{H}_M^V$  как:

$$\mathcal{H}_{M,s}^{\text{дн},\Gamma} = \bigcup_p \left\{ \bigcup_{\gamma=0}^{\Gamma} \left\{ h_p \in \mathcal{H}_{M,s}^V(p) : \sum_{m \in (\mathcal{M}_{p+1}, \mathcal{M}_p)} 1_{\{m \neq 0\}} = \gamma \right\} \right\}. \quad (7)$$

В отличие от модели (6), допустимый диапазон изменения  $\Gamma$  определяется максимальной степенью нелинейности и составляет  $0 \leq \Gamma \leq 2P + 1$ . Для  $\Gamma = 0$  модель  $\mathcal{H}_M^{\text{дн},\Gamma}$  сводится к ЛПМ без памяти  $\mathcal{H}_0^V$ , а для максимального  $\Gamma$  – к  $\mathcal{H}_M^V$ . Наибольший практический интерес имеет конфигурация  $\Gamma \leq 2$ , где помимо статической учитываются первые 2 степени динамической нелинейности.

Путём комбинаторных манипуляций была выведена ЛПМ для обращения оператора Винера-Хаммерштейна, обладающая минимальным размером среди всех ЛПМ, удовлетворяющих  $\inf_c \left( \sum_{p=0}^P \sum_{h_{p,i} \in \mathcal{H}(p) \subset \mathcal{H}} c_{p,i} h_{p,i}(z) - Sz \right) \rightarrow 0$  при увеличении  $P$ . Полученный оператор  $S^{\text{ан}}$  характеризуется набором функционалов  $\mathcal{H}_{M_\phi, M_\psi}^{\text{вх}} \subset \mathcal{H}_{M_\phi + M_\psi}^{\text{в}}$  и параметрами, рассчитываемыми согласно

$$S_p^{\text{ан}} = \eta_p \sum_{l=0}^{M_\psi} \psi_l^{-1} \zeta(M_{p+1} - l) \zeta(M_p - l) \times \prod_{j=1}^{p+1} \phi_{M_{p+1}(j)-l}^{-1} \prod_{j=1}^p \phi_{M_p(j)-l}^{-1*} \quad (8)$$

где  $\eta_p$  – коэффициенты разложения  $Q^{-1}$  в базисе  $\mathcal{H}_0^{\text{в}}$ ,  $\zeta(M_p) = p! / (q_0! \cdots q_M!)$  – мультиномиальные коэффициенты, учитывающие число повторений каждого кортежа  $M_p$  при разложении  $(\phi^{-1}z)^p$  на слагаемые,  $q_l = \sum_{j=1}^p 1_{\{M_p(j)=l\}}$  – число вхождений индекса  $l$  в кортеж  $M_p$  [3].

Для возможности оптимизации точности идентификации в условиях сниженной  $F_d$  ЛПМ  $\mathcal{H}_{M_\phi, M_\psi}^{\text{вх}}$  была обобщена на случай ненулевого сдвига  $s_\psi > 0$  для вектора задержек, учитывающего память  $\psi^{-1}$ .

В заключительной части раздела выявлены особенности оператора НИ в УМ, не учитываемые моделью ВХ и связанные с наличием эффектов обратной связи (ОС) в УМ. Последняя может быть вызвана влиянием ЧХ выходного сопротивления УМ  $\widehat{Z}_f$  на выходной ток усилительного элемента (УЭ), что отвечает за эффект *электрической ОС* за счёт цепной зависимости  $i_{\text{вх}} \rightarrow u_{\text{вх}} \rightarrow i_{\text{вх}}$ , либо влиянием температуры на характеристики УЭ, что отвечает за эффект *тепловой ОС* за счёт цепной зависимости  $u_{\text{вх}} \rightarrow P_{\text{расс}} \rightarrow T \rightarrow u_{\text{вх}}$  [11].

**Третий раздел** посвящён разработке метода обобщённой регуляризации для повышения точности идентификации оператора ЦПИ.

С целью упрощения идентификации ЦПИ в качестве функционала потерь вместо показателя ВПИ широко применяется функционал СКО в сочетании с архитектурой непрямого обучения (метод НО/НК), где идентификация сводится к классической задаче ортогонального проектирования с решением

$$\mathbf{c} = R^{-1} H_{\mathbf{x}}^{\text{H}} \mathbf{z}, \quad (9)$$

где  $\mathbf{z}$ ,  $\mathbf{x}$  – векторы отсчётов тестовых сигналов на входе и выходе нелинейности,  $H_{\mathbf{x}} = [h_1(\mathbf{x}), \dots, h_N(\mathbf{x})]$  – матрица откликов компонентов  $\mathcal{H}$ ,  $R = H_{\mathbf{x}}^{\text{H}} H_{\mathbf{x}}$ .

Точность метода НО/НК ограничена несоответствием между минимизируемым и фактическим функционалами потерь линеаризации, которое объясняется

как нелинейной взаимосвязью СКО и ВПИ, так и фактором непрямого обучения, поскольку в общем случае  $V \circ S \neq S \circ V$  [1]. Кроме того, метрика СКО учитывает как нелинейную, так и линейную составляющую сигнала ошибки. Последняя часто является несущественной для задачи линеаризации УМ, но влияет на точность идентификации упрощённых ЛПМ.

Другим фактором, ограничивающим точность НО/НК-идентификации, является чувствительность выходной ошибки НК-решения  $\delta_{\text{нк}}$  к величине входной ошибки  $\delta_d = \mathbf{z} - H_{\mathbf{x}} \mathbf{c}_{\text{опт}}$  относительно некоего оптимального  $\mathbf{c}_{\text{опт}}$  в условиях плохой обусловленности  $R$ , что обыкновенно имеет место при большом  $N$ .

На повышение устойчивости решения НО/НК к  $\delta_d$  нацелен *метод регуляризации*, предполагающий видоизменение исходного нормального уравнения (9) с целью улучшения его обусловленности. Его простейшими вариантами являются диагональная предобработка  $H_{\mathbf{x}}$ , а также осреднение  $R$  и  $H_{\mathbf{x}}^H \mathbf{z}$ , а классический метод А. Н. Тихонова состоит в замещении  $R^{-1}$  в (9) *регуляризирующим оператором*  $\mathcal{R}_{\lambda} = (R + \lambda_r I)^{-1}$ . Регуляризация вызывает смещение НК-решения на величину  $\delta_{\text{рег}}$ , которая растёт пропорционально  $N$  и  $\lambda_r$ .

По аналогии с регуляризацией Тихонова действие усечения  $\mathcal{H}$  и снижения  $F_d$  для проведения идентификации можно также рассматривать как средство подавления нежелательных составляющих спектра  $R^{-1}$ . В связи с этим можно определить параметр обобщённой регуляризации  $\boldsymbol{\lambda} = \{\lambda_r, \lambda_y, \lambda_F\}$ , где  $\lambda_y = 1 - \text{numel}(\mathcal{H}^v) / \text{numel}(\mathcal{H})$ ,  $\lambda_F = 1 - F_d^u / F_d^{\text{макс}}$  – параметры регуляризации за счёт усечения базовой ЛПМ Вольтерры и снижения  $F_d^u$  соответственно.

Нелинейные взаимосвязи между вектором параметров  $\mathbf{c}$ , а также оптимизируемым и фактическим функционалами потерь приводят к тому, что разработанные в линейной теории подходы к определению оптимального  $\boldsymbol{\lambda}$  оказываются в строгом смысле неприменимы к НО/НК-идентификации оператора ЦПИ. Тем не менее, вектор  $\boldsymbol{\lambda}$  можно использовать в качестве параметра для косвенной подстройки  $\mathbf{c}$  относительно НК-решения (9), что составляет суть предлагаемого в работе метода обобщённой регуляризации для повышения эффективности ЦПИ.

Для исследования влияния точности идентификации на эффективность ЦПИ и эффекта от оптимизации ЦПИ был построен компьютерный эксперимент по компенсации НИ тестового сигнала с релейской огибающей и прямоугольной СПМ с полосой  $W$ . Модель НИ в УМ была задана в виде оператора ВХ. Параметры блока безынерционной нелинейности  $Q$  определены как

$$A(a) = \frac{5.7a^{1.5}}{1 + 1.9a^{1.5}} - 0.1a, \quad \Phi(a) = \frac{1.6a^5}{1 + 1.2a^5} + 0.1a, \quad (10)$$

а блоки  $\phi$  и  $\psi$  определены экспоненциальной моделью ИХ для  $F_d^{\max} = 16W$ :

$$\phi_k = \exp(-0.5k + j3k/16\pi); \quad \psi_k = \exp(-1.2k + jk/2\pi). \quad (11)$$

Вид моделей (11) обеспечивает существование обратных операторов  $\psi^{-1}$  и  $\phi^{-1}$ , ИХ которых состоит из двух отсчётов для  $F_d = F_d^{\max}$ . Это позволило определить идеальное обращение для  $V$  в виде оператора ВХ  $S^* = \psi^{-1}Q^{-1}\phi^{-1}$ , а также его разложение в  $\mathcal{H}_{M_\phi, M_\psi}^{\text{ВХ}}$  с аналитической идентификацией параметров согласно (8).

Тестовые сценарии эксперимента заданы для разных параметров целевого линейризованного усиления  $\kappa$ : **1.** базовый сценарий, где  $\kappa$  выбран исходя из нормировки пиков сигнала до и после ЦПИ; **2.** сценарий с избыточным  $\kappa$ , при котором на выходе ЦПИ происходит жёсткое ограничение амплитудных пиков сигнала. Характеристики АМ-АФМ тандема  $V \circ S^*$  для заданных сценариев показаны на рисунке 1.

В потерях эффективности линейризации, вызванных неточностью идентификации, имеется вклад  $\varepsilon_d$  неполной достоверности ЛПМ относительно  $S^*$ , а также совокупный вклад неоптимальности минимизируемого функционала потерь, чувствительности численного алгоритма минимизации к величине  $\delta_d$  и смещения регуляризации,  $\varepsilon_i$ . Поскольку  $\mathcal{H}_{M_\phi, M_\psi}^{\text{ВХ}}$  обеспечивает максимальную достоверность представления оператора  $S^*$ , эффективность ЦПИ для  $S = S^{\text{ан}}$  ограничена только потерями  $\varepsilon_d$  за счёт  $P < \infty$  и погрешностью определения коэффициентов  $\eta$  в (8), соответствующих разложению  $Q^{-1}$  в базисе ЛПМ  $\mathcal{H}_0^V$ . Величина  $\varepsilon_i$  отражена на рисунке 2 сопоставлением показателя ВПИ  $\{f_i\} = \frac{1}{\text{numel}(\{f_i\})} \sum_i 10 \lg \frac{G_{f_i}}{\max G}$  при идентификации базовой модели методом НО/НК и опорного результата для  $S^{\text{ан}}$ , где  $\{f_i\} = \{\pm 0.6W, \pm W, \pm 2W\}$  – набор контрольных отстроек относительно центральной частоты СПМ.

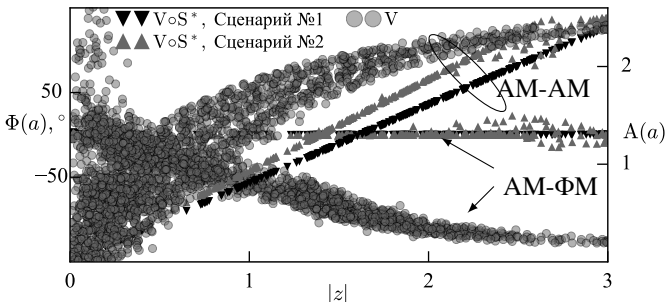


Рис. 1 — Иллюстрация АМ-АМ и АМ-ФМ искажений операторов  $V$  и  $V \circ S^*$



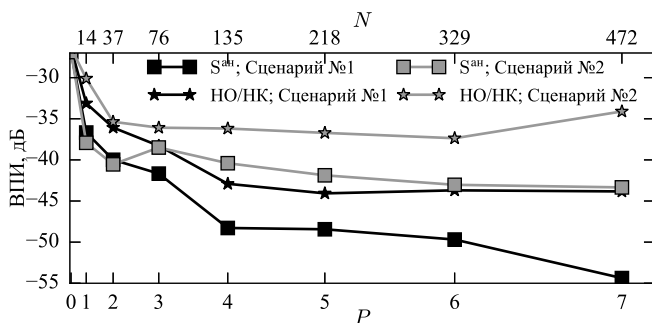
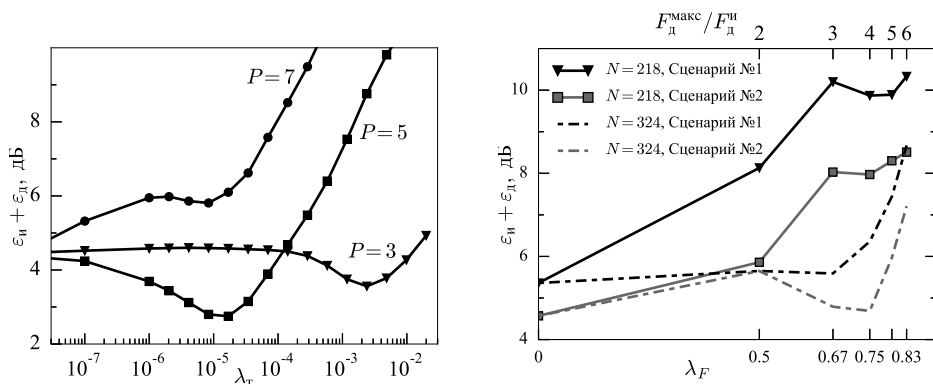


Рис. 2 — Оценка потерь за счёт неточности идентификации

Величина потерь ВПИ максимальна при большом  $N$ , а её всплеск для  $P = 7$  в обоих сценариях иллюстрирует проявление чувствительности (9) к  $\delta_d$  в условиях плохой обусловленности  $R$ . Было установлено, что величина СКО постобращения оказывается меньше в случае HO/НК идентификации по сравнению с  $S^{\text{ан}}$ , что подтвердило неоптимальность минимизируемого функционала потерь.

Оптимизация параметров обобщённой регуляризации проводилась на основе базовой конфигурации ( $\mathcal{H}_{M_\phi, M_\psi}^{\text{BK}}, \lambda = 0$ ). Вначале было исследовано влияние каждого из  $\{\lambda_r, \lambda_y, \lambda_F\}$  по-отдельности, а затем выполнена их совместная оптимизация. За величину совокупных потерь  $\varepsilon_n + \varepsilon_d$  была принята разность между показателями ВПИ $_{\{f_i\}}$  для HO/НК и аналитической идентификации ЦПИ.

Эффект от регуляризации Тихонова иллюстрируют графики на рисунке 3а.



а) Регуляризация Тихонова

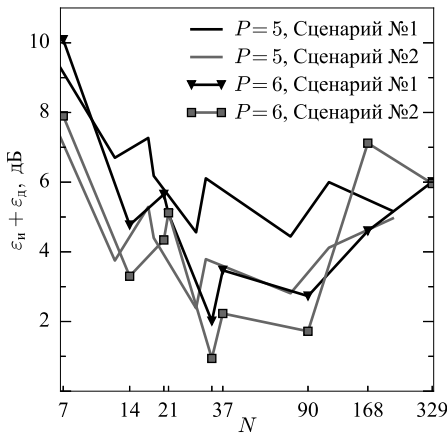
б) Снижение  $F_d^{\text{и}}$  для  $P = 5$

Рис. 3 — Эффект от регуляризации Тихонова и от снижения  $F_d^{\text{и}}$

Баланс сложности и достоверности модели, смещаемый при изменении  $P$  или модели усечения  $\mathcal{H}$ , значительно влияет на характер выраженности минимума функции  $\varepsilon_{\text{и}}(\lambda_{\text{т}})$ . Общая тенденция состоит в снижении оптимального  $\lambda_{\text{т}}$  при увеличении  $N$ , однако сопутствующий этому рост потерь за счёт  $\delta_{\text{рег}}$  может приводить к появлению дополнительного минимума  $\varepsilon_{\text{и}}(\lambda_{\text{т}})$  в  $\lambda_{\text{т}} = 0$ , как видно на рисунке 3а для кривой ( $P = 7, N = 472$ ): локальный минимум имеет место при  $\lambda_{\text{т}} \approx 10^{-5}$ , в то время как абсолютный минимум приходится на  $\lambda_{\text{т}} = 0$ , что иллюстрирует преобладание потерь за счёт  $\delta_{\text{рег}}$ .

Короткая память целевого оператора ЦПИ  $S^*$  для заданной тестовой нелинейности  $V$  затрудняет получение выигрыша за счёт снижения  $F_{\text{д}}^{\text{и}}$ . Рост совокупных потерь при снижении  $F_{\text{д}}^{\text{и}}$ , отражённый на рисунке 3б, показывает, что в рассматриваемых сценариях потери достоверности не компенсируются эффектом регуляризации. При  $F_{\text{д}}^{\text{ин}}/F_{\text{д}}^{\text{и}} > 3$  проявляются также потери за счёт спектральных наложений тестового сигнала  $x$ . Выигрыш в величине совокупных потерь удалось получить при расширении диапазона задержек ЛПМ. По результатам оптимизации параметров ( $M_{\psi}, s_{\psi}$ ) наилучшие результаты были получены для ЛПМ  $\mathcal{H}_{1,(2,1)}^{\text{вх}}$ ; они отмечены на рисунке 3б пунктиром. Сложность ЛПМ с учётом данной модификации составила  $N = 324$  при  $P = 5$ .

Результаты оптимизации усечения ЛПМ отражены на рисунке 4 графиками зависимостей  $\varepsilon_{\text{и}} + \varepsilon_{\text{д}}$  от  $N$  и от  $\lambda_{\text{у}}$  для  $P = 6$  (сплошные линии) и  $P = 5$  (пунктир). Метки на верхней горизонтальной оси рисунка указывают усечённую сложность  $N$ , соответствующую заданному  $\lambda_{\text{у}}$  при  $P = 6$ .



Тип ЛПМ	$N (P = 6)$	$\lambda_{\text{у}}$
1. $\mathcal{H}_{M_{\phi}, M_{\psi}}^{\text{вх}}$	329	0
2. $\mathcal{H}_1^{\text{и}}, \Gamma = 2$	168	0.49
3. $\mathcal{H}_M^{\text{дн}, \Gamma}, \Gamma = 2$	90 ( $M = 2$ ) 37 ( $M = 1$ )	0.73 0.89
4. $\mathcal{H}_M^{\text{дн}, \Gamma}, \Gamma = 1$	33 ( $M = 2$ ) 20 ( $M = 1$ )	0.9 0.94
5. $\mathcal{H}_M^{\text{и}}$	21 ( $M = 2$ ) 14 ( $M = 1$ )	0.94 0.96
6. $\mathcal{H}_0^{\text{в}}$	7	0.98

Рис. 4 — Эффект от регуляризации Тихонова и от снижения  $F_{\text{д}}^{\text{и}}$

Наилучшие результаты были получены для усечения  $\mathcal{H}_M^{\text{дн}, \Gamma}$  с ( $\Gamma = 1, M = 2$ ). Хотя ЛПМ  $\mathcal{H}_M^u$  соответствует минимальному разложению оператора Хаммерштейна  $S^x = \psi^{-1} \circ Q^{-1}$ , позволяющему линеаризовать  $V^{\text{вх}}$  при использовании в качестве ЦПИ, она не минимизирует ВПИ ни в одном из сценариев за счёт факторов несоответствия минимизируемого функционала потерь метода НО/НК и недостаточной характеристика  $\psi^{-1}$  при использовании тестового сигнала с полосой  $W$ . В качестве средства устранения первого фактора в [1] была предложена предобработка  $x$  с помощью линейного оператора  $\Upsilon = \phi^{-1}$ . Для снижения влияния второго фактора в [2] был предложен выбор полосы тестового сигнала при идентификации  $W^u$  из условия  $W^u > W$ .

В дальнейшем была проведена совместная оптимизация параметров регуляризации, в результате которой установлено, что при оптимизации  $\mathcal{H}$  и  $\lambda_i$  достижимая эффективность ЦПИ при идентификации методом НО/НК лежит в пределах 5 дБ относительно ВПИ ( $S^{\text{ан}}$ ) при  $5 \leq P \leq 6$ . Итоговый выигрыш от оптимизации отражён графиками СПМ линеаризованного сигнала на рисунке 5.

Высота заштрихованной области показывает разницу между результатом аналитической и НО/НК-идентификациями базовой ЛПМ  $\mathcal{H}_{M\phi, M\psi}^{\text{вх}}$  при  $P = 7$ . Выигрыш в уровне СПМ за счёт оптимизации относительно базового метода составляет не менее 5 дБ и лежит в пределах 3 дБ от  $S^{\text{ан}}$ ; оптимизированные параметры ЦПИ определены как  $\{\lambda_\Gamma = 10^{-7}, \lambda_\gamma = 5.6 \times 10^{-5} (\mathcal{H}_M^{\text{дн}, \Gamma}, \Gamma = 1, M = 2, N_\gamma = 38), \lambda_P = 0\}$ .

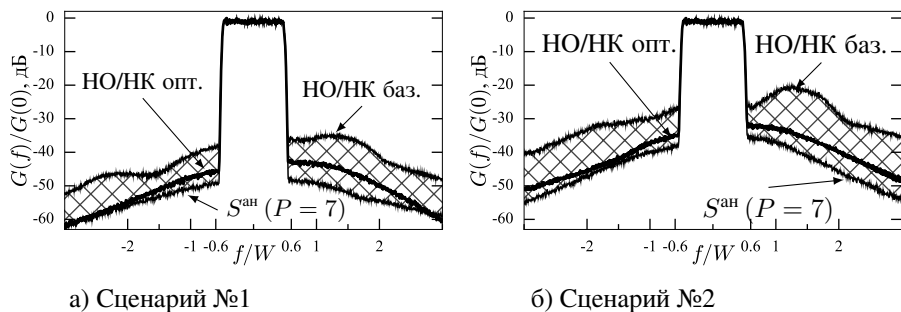


Рис. 5 — Иллюстрация итогового выигрыша линеаризации на графиках СПМ

**Четвёртый раздел** посвящён разработке имитационной модели УМ в виде системы ОДУ, учитывающей параметры электрической схемы УМ и схемы замещения (СЗ) УЭ, с целью повысить достоверность моделирования НИ в УМ по сравнению с упрощённой моделью ВХ. На основе разработанной модели была вы-

полнена валидация выигрыша в эффективности ЦПИ, обеспечиваемого методом обобщённой регуляризации.

Система состояния модели УМ, соответствующая электрической схеме на рисунке 6 и учитывающая возможность работы УМ в классах АВ и F, имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u'_\pi = \frac{1}{C_\pi} \left( -\frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{1}{r_3} u_{\mu 1} - \frac{1}{r_3} u_{\mu 2} + \frac{1}{r_3} u_{\text{ВХ}} - i_\pi (u_\pi) - i_{\text{кЭ}} \right), \\
 u'_{\mu 1} = \frac{1}{C_{\mu 1}} \left( \frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{r_3+r_6}{r_3 r_6} (u_{\mu 2} - u_{\mu 1}) - \frac{1}{r_3} u_{\text{ВХ}} - i_\mu (u_\mu) + i_{\text{кЭ}} \right), \\
 u'_{\mu 2} = \frac{1}{C_{\mu 2}} \left( -\frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{r_3+r_6}{r_3 r_6} (u_{\mu 1} - \frac{1}{r_k} u_{\mu 2}) + \frac{r_3+r_f}{r_k r_3} u_{\text{ВХ}} - \frac{1}{r_k} u_{\text{ВЫХ. УЭ}} \right), \\
 u'_1 = \frac{1}{C_1} i_1, \\
 u'_2 = \frac{1}{C_2} \left( -\frac{1}{r_k} u_{\mu 2} - \frac{1}{r_k} u_2 + \frac{1}{r_k} u_3 - i_1 + i_2 \right), \\
 \left[ \begin{array}{l}
 i'_2 = \frac{1}{L_2} (-u_2 + u_\pi), \\
 u'_\pi = \frac{1}{C_\pi} (-i_2 + i_\pi), \\
 i'_\pi = \frac{1}{L_\pi} (-u_\pi - i_\pi r_\pi + E_\pi),
 \end{array} \right] \text{ (учёт неидеальной цепи} \\
 \left[ \begin{array}{l}
 u'_3 = \frac{1}{C_3} \left( \frac{1}{r_k} u_{\mu 2} + \frac{1}{r_k} u_2 - \frac{1}{r_k} u_3 - i_3 \right), \\
 i'_3 = \frac{1}{L_3} u_3,
 \end{array} \right] \text{ (сценарий F)} \\
 \left[ \begin{array}{l}
 u_3 = 0, \\
 i_3 = 0,
 \end{array} \right] \text{ (сценарий АВ)} \\
 \left[ \Delta T' = \frac{1}{C_T} \left( -\frac{1}{R_T} \Delta T + P_{\text{расс}} \right) \right] \text{ (учёт тепловой цепи)} \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 u'_\pi = \frac{1}{C_\pi} \left( -\frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{1}{r_3} u_{\mu 1} - \frac{1}{r_3} u_{\mu 2} + \frac{1}{r_3} u_{\text{ВХ}} - i_\pi (u_\pi) - i_{\text{кЭ}} \right), \\
 u'_{\mu 1} = \frac{1}{C_{\mu 1}} \left( \frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{r_3+r_6}{r_3 r_6} (u_{\mu 2} - u_{\mu 1}) - \frac{1}{r_3} u_{\text{ВХ}} - i_\mu (u_\mu) + i_{\text{кЭ}} \right), \\
 u'_{\mu 2} = \frac{1}{C_{\mu 2}} \left( -\frac{1}{r_3} u_\pi + \frac{r_3+r_6}{r_3 r_6} (u_{\mu 1} - \frac{1}{r_k} u_{\mu 2}) + \frac{r_3+r_f}{r_k r_3} u_{\text{ВХ}} - \frac{1}{r_k} u_{\text{ВЫХ}} \right),
 \end{array} \right. \quad (13)
 \end{array} \right.$$

где вторая система ОДУ определяет состояние СЗ УЭ, заданной стандартной моделью Гуммеля-Пуна для *nprn*-БТ; набор параметров СЗ соответствует прототипу *nprn*-БТ onsemi 2sc5551a и имеется в открытом доступе.

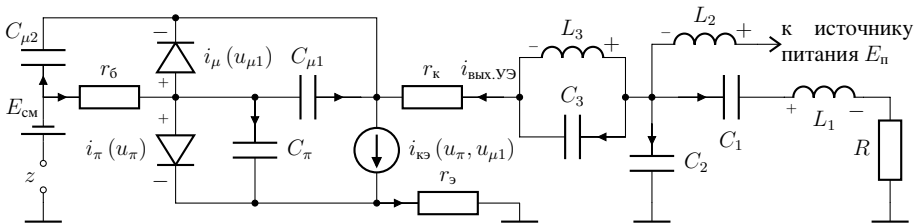


Рис. 6 — Электрическая схема УМ в сценарии F с учётом схемы замещения УЭ

Значения параметров схемы УМ и эквивалентной тепловой цепи, служащей для моделирования зависимости  $T(P_{\text{расc}})$ , приведены в таблице 1.

Таблица 1 — Параметры схемы УМ и эквивалентной тепловой цепи

Общие параметры	$C_2 = 20$ пФ, $C_3 = 4$ пФ, $R_T = 17$ К/Вт, $L_2 = 2$ нГн, $L_3 = 1.1$ нГн, $C_T = 7$ нФ, $R = 65$ Ом, $E_{\text{п}} = 14$ В, $E_{\text{см}} = 0.8$ В, $L_{\text{п}} = 70$ нГн, $C_{\text{п}} = 70$ нФ. $r_{\text{п}} = 0.05$ Ом
Параметры контура $L_1 C_1$	Сценарий АВ: $L_1 = 18$ нГн, $C_1 = 1.7$ пФ Сценарий F: $L_1 = 19.8$ нГн, $C_1 = 2$ пФ

Влияние неравномерности ЧХ выходного сопротивления УМ в основной полосе,  $\widehat{Z}_f^{(1)}$ , отражается подстройкой параметров  $L_1$  и  $C_1$ . Неравномерность ЧХ диапазона видеочастот,  $\widehat{Z}_f^{(0)}$ , вносится с помощью учёта стандартной модели тепловой цепи в виде  $RC$ -контура, а также неидеальной цепи питания, включающей монтажную индуктивность источника питания ( $L_{\text{п}}$ ), блокировочный конденсатор ( $C_{\text{п}}$ ), и внутреннее сопротивление ( $r_{\text{п}}$ ). Измеренный с помощью малосигнального однотонового теста характер ЧХ  $\widehat{Z}_f^{(1)}$  и  $\widehat{Z}_f^{(0)}$  отражён на рисунке 7.

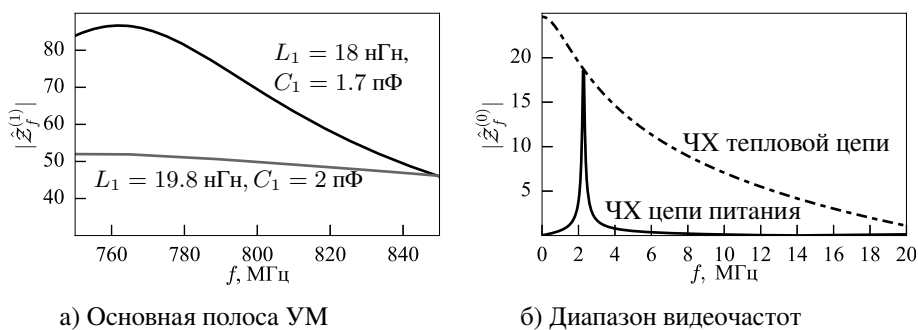


Рис. 7 — Учёт влияния параметров выходной цепи УМ и эквивалентной тепловой цепи на модуль ЧХ выходного сопротивления УМ

Верификация модели УМ проводилась путём проверки точности воспроизведения отклика эталонного схемотехнического симулятора SPICE на однотоновый входной сигнал с частотой  $f_0 = 800$  МГц. Контрольными точками верификации являлись эпюры выходных колебаний УЭ и вольт-фарадные характеристики емкостей  $C_{\text{п}}$  и  $C_{\mu 1}$ . Причинами незначительного расхождения откликов разрабо-

танной модели и симулятора SPICE являются в основном различия в машинном алгоритме интегрирования ОДУ. Данный фактор проявляется наиболее ощутимо в условиях максимальной жёсткости фазовой траектории ОДУ, характерной для режима большого сигнала.

Схема эксперимента по анализу и компенсации НИ АФМ-сигнала с использованием разработанной имитационной модели УМ приведена на рисунке 8, где обозначено:  $\Pi_{\max} = 7$  дБ – максимальная величина пика в алгоритме ограничения пик-фактора сигнала перед подачей на УМ;  $R = 30.72$  МГц;  $F_d^{\text{ашп}} = 153.6$  МГц;  $F_d^{\text{рч}} = 2457.6$  МГц;  $F_d^{\text{ум}} = 39321.6$  МГц;  $F_d^{\text{и}} = (1 - \lambda_F) F_d^{\text{ашп}}$ .

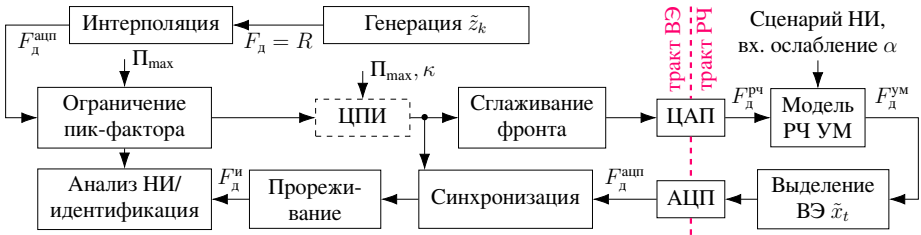


Рис. 8 — Схема эксперимента по анализу искажений сигнала на выходе УМ

Характеризация оператора НИ в УМ выполнялась с помощью анализа АМ–АФМ зависимостей при тестовом сигнале OFDM-модуляции и с помощью анализа зависимости  $P_{\text{ни}}(\Delta_f)$  при двухтоновом тестовом сигнале. Первый подход, применённый к анализу преобразования  $u_{\text{вх}} \mapsto u_{\text{п}}$ , позволил валидировать присутствие помехи НИ на входе УЭ, а второй – влияние тепловой и электрической ОС на характер НИ путём выявления увеличения  $P_{\text{ни}}$  в области малых  $\Delta_f$ , где проявляется ФНЧ-характер эквивалентной тепловой цепи УЭ, и вблизи частоты 2.2 МГц, соответствующей паразитному резонансу в цепи выходного питания. Размах изменения  $P_{\text{ни}}(\Delta_f)$  составил до 4 дБ. Влияние входной амплитуды на поведение графиков  $P_{\text{ни}}(\Delta_f)$  позволило установить нелинейность эффекта памяти.

Общесистемная эффективность ЦПИ оценивалась сопоставлением средней выходной мощности УМ с учётом линейаризации,  $\langle P_{\text{вых.1}} \rangle$ , среднего КПД усиления, а также величины избыточного ВПИ, рассчитываемой как разница между фактической мощностью ВПИ на выходе УМ и её предельно-допустимым уровнем, измеренным в полосе  $W_{\text{изм}}$  на наборе контрольных отстроек  $\Delta f_i$ :  $\Delta \text{впи}(\Delta f_i) = P_{\text{вых.1}}(W_{\text{изм}}, \Delta f_i) - P'_{\text{вых.1}}(W_{\text{изм}}, \Delta f_i)$ , где выходная мощность в полосе  $W_{\text{изм}}$  рассчитывается на основе оценки СПМ сигнала на выходе УМ с учётом линейаризации, а её предельно-допустимые значения,  $P'_{\text{вых.1}}$ , заданы кон-

трольной спектральной маской, сформированной на основе спецификации 3gpp LTE для режима 20 МГц. Условием выполнения требований к ВПИ является  $\max \Delta_{\text{впи}} (\Delta f_i) < 0$ .

Полученные зависимости  $\langle P_{\text{вых.1}} \rangle$  от  $\max \Delta_{\text{впи}}$  показаны на рисунке 9а. Круглыми маркерами на графиках отмечены искомые предельные значения  $\langle P_{\text{вых.1}} \rangle$ . Аналогичные результаты для КПД показаны на рисунке 9б.

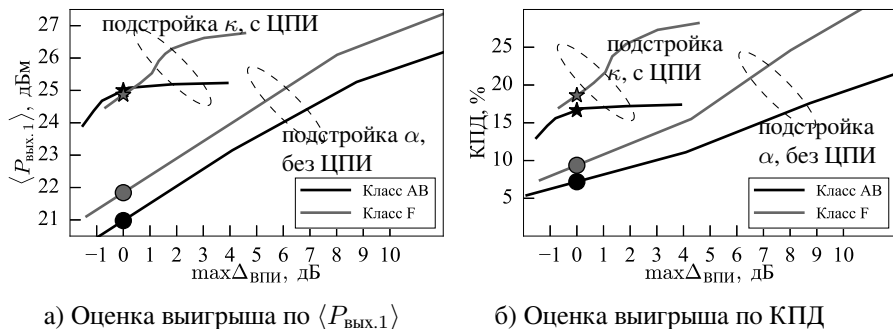


Рис. 9 — Оценка общесистемного выигрыша за счёт ЦПИ

При использовании ЦПИ параметр входного ослабления УМ  $\alpha$  был фиксирован, а подстройка уровня входного сигнала УМ осуществлялась за счёт подбора параметра линеаризованного усиления  $\kappa$ . Помимо  $\kappa$ , на уровень сигнала на входе УМ также влияет эффект декомпрессии сигнала вследствие ЦПИ. Чтобы обеспечить целевой уровень ВПИ в обоих сценариях НИ оказалось необходимым снизить  $\kappa$  относительно номинального уровня. В сценарии F потребовалось большее снижение  $\kappa$ , что свидетельствует о большей интенсивности НИ по сравнению со сценарием АВ. Предельные значения  $\langle P_{\text{вых.1}} \rangle$  и КПД при использовании ЦПИ отмечены на рисунке 9 пятиконечными маркерами. Несмотря на декомпрессию сигнала и снижение  $\kappa$ , в обоих сценариях применение ЦПИ позволило обеспечить системный выигрыш за счёт увеличения допустимого уровня сигнала на входе УМ. Выигрыш в  $\langle P_{\text{вых.1}} \rangle$  составил не менее 3 дБ, а в КПД – не менее 8%.

На рисунке 10 полученные результаты проиллюстрированы оценками СПМ сигнала на выходе УМ. Здесь сопоставлены графики, полученные для УМ без линеаризации при номинальном  $\alpha$ , а также после линеаризации УМ: в одном случае за счёт ЦПИ, а в другом – за счёт подбора  $\alpha$ . Результаты показывают, что величина системного выигрыша ЦПИ примерно соответствует разнице в величине полезной мощности между нелинеаризованным УМ и УМ с ЦПИ.

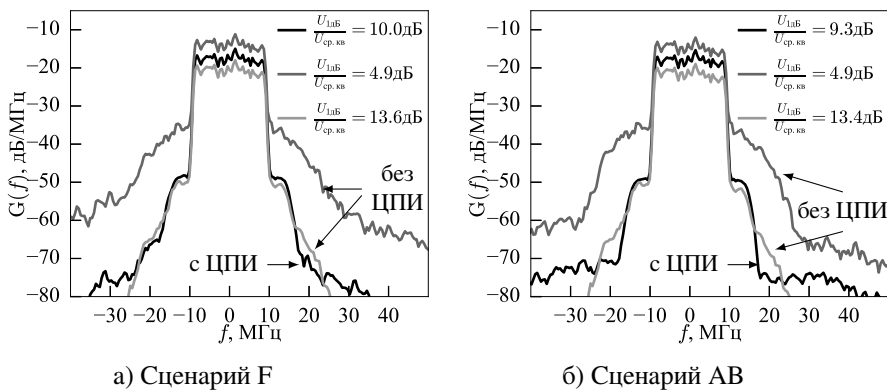


Рис. 10 — Оценки СПМ сигнала на выходе УМ с учётом линейаризации

В **заключении** диссертации перечислены основные полученные результаты:

1. Выработан подход к повышению эффективности линейаризации методом ЦПИ при использовании архитектуры непрямого обучения и критерия минимума СКО пост-обращения при идентификации. Суть предложенного подхода заключается в подстройке базового НК-решения идентификации за счёт совместной оптимизации степени усечения базовой модели Вольтерры, частоты дискретизации для проведения идентификации, а также параметра регуляризации А. Н. Тихонова. Выявленная аналогия действия данных трёх факторов на базовое решение идентификации, позволяет рассматривать предложенный подход как обобщённую регуляризацию задачи НО/НК-идентификации ЦПИ.

2. Разработана компьютерная модель канала связи между источником сигнала и приёмником, содержащего устройства ограничения пик-фактора, предвысказателя и УМ. В разделе 3 для моделирования НИ в УМ был использован стандартный оператор Винера-Хаммерштейна, для которого был синтезирован идеальный оператор ЦПИ в виде ЛПМ, позволивший получить верхнюю оценку эффективности линейаризации и использовать её для измерения величины потерь за счёт неточности НО/НК-идентификации. Показано, что предложенное решение проблемы повышения эффективности ЦПИ отстоит от верхней границы в пределах 5 дБ в терминах уровня СПМ в соседнем канале, а выигрыш относительно базового варианта идентификации составляет до 10 дБ.

3. В разделе 4 для моделирования НИ в УМ была применена разработанная в ходе работы модель РЧ УМ в виде системы дифференциальных уравнений, составленных на основе электрической схемы УМ и схемы замещения транзистора.



Для обеспечения достоверности получаемых на основе модели результатов она была верифицирована путём сопоставления её отклика на заданный тестовый сигнал со стандартным схемотехническим симулятором SPICE. Для разработанной модели РЧ УМ проведена валидация проявления эффектов тепловой и электрической ОС на характер НИ, определяющих специфику характера НИ в типичном УМ, что позволило обосновать более высокий уровень достоверности модели по сравнению с упрощенной моделью Винера-Хаммерштейна.

## **Публикации автора по теме диссертации**

### **В изданиях, индексируемых в Scopus и WoS**

1. Smirnov, A. V. Use of regularization in indirect learning identification of predistorter / A. V. Smirnov // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. — Svetlogorsk, Kaliningrad region, Russia : IEEE, 07/2020.
2. Smirnov, A. V. Optimization of digital predistortion with memory / A. V. Smirnov // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*. — Minsk, Belarus : IEEE, 07/2018.
3. Smirnov, A. V. Cascaded Model of Nonlinear Operator for Digital Predistortion with Memory / A. V. Smirnov // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. — Jaroslavl, Russia : IEEE, 07/2019. — P. 1—5.
4. Smirnov, A. V. Application of Wiener polynomial decomposition to power amplifier linearization problem / A. V. Smirnov // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*. — Kazan, Russia : IEEE, 07/2017.

### **В ведущих рецензируемых изданиях, рекомендованных ВАК**

5. Смирнов, А. В. Принципы повышения эффективности усиления сигнала с большим пик-фактором / А. В. Смирнов, С. Ф. Горгадзе // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. — 2013. — Т. 7, № 9. — С. 132—134.
6. Smirnov, A. V. The novel applications of nonlinear power amplifier model / A. V. Smirnov // *T-Comm*. — 2015. — Vol. 9, no. 9. — P. 76—84.

7. Смирнов, А. В. Исследование эффекта АМ-РМ искажений при высокоэффективном усилении мощности / А. В. Смирнов // Электросвязь. — 2016. — № 4. — С. 61—64.
8. Смирнов, А. В. Потенциальный КПД усилителей сложных композитных сигналов / А. В. Смирнов, С. Ф. Горгадзе // Электросвязь. — 2016. — № 2. — С. 68—74.
9. Смирнов, А. В. Модель безынерционного нелинейного устройства в виде разложения по ортогональным функциям / А. В. Смирнов // Радиотехника. — 2017. — № 3. — С. 32—39.

### **В сборниках трудов международных конференций**

10. Смирнов, А. В. К влиянию частоты несущего колебания и полосы частот на нелинейные искажения при усилении АФМ сигнала / А. В. Смирнов // Перспективные технологии в средствах передачи информации. Т. 2. — Владимир: ВлГУ, 2015. — С. 139—142.
11. Смирнов, А. В. Анализ факторов, отвечающих за эффект памяти нелинейных искажений в усилителе мощности / А. В. Смирнов // Технологии информационного общества: Материалы XVI Международной отраслевой научно-технической конференции. — 2022. — С. 101—102.
12. Смирнов, А. В. АМ-АМ искажения OFDM сигнала при заданной проходной характеристике усилителя мощности / А. В. Смирнов // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС 2015. — РНТОРЭС им. А.С. Попова., 2015. — С. 84—87.
13. Смирнов, А. В. Спектр сигнала после цифрового предвыскажения / А. В. Смирнов // Перспективные технологии в средствах передачи информации. Т. 2. — Владимир: ВлГУ, 2019. — С. 190—193.
14. Смирнов, А. В. Энергетическая эффективность линейного усилителя мощности при работе с сигналами OFDM и SC-FDM / А. В. Смирнов // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. Т. 4. — Москва: МИРЭА, 2013. — С. 215—220.

15. Смирнов, А. В. Об энергетическом выигрыше при использовании схемы усиления с квантованной автоматической регулировкой режима по питанию / А. В. Смирнов, С. Ф. Горгадзе // Перспективные технологии в средствах передачи информации. Т. 2. — Владимир: ВлГУ, 2013. — С. 139—141.

*Смирнов Андрей Владимирович*

**ИССЛЕДОВАНИЕ И КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В  
УСИЛИТЕЛЕ МОЩНОСТИ**

Автореф. дис. на соискание ученой степени кандидата технических наук

Подписано в печать \_\_\_\_\_.\_\_\_\_\_.\_\_\_\_\_. Заказ № \_\_\_\_\_

Формат 60×90/16. Усл. печ. л. 1. Тираж \_\_\_\_ экз.

Типография \_\_\_\_\_