

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
«ИНСТИТУТ СИЛЬНОТОЧНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ СИБИРСКОГО
ОТДЕЛЕНИЯ РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК»

На правах рукописи



Полторыхин Кирилл Михайлович

**ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ
ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ С ОСЦИЛЛИРУЮЩИМИ
ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

Специальность 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д-р техн. наук, доцент
Семенов Эдуард Валерьевич

Томск – 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1 СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ХАРАКТЕРИЗАЦИИ УСТРОЙСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ПОВЕДЕНЧЕСКОМ УРОВНЕ	15
1.1 Обзор нелинейных динамических моделей при разных тестовых воздействиях	16
1.1.1 Нелинейные поведенческие модели на основе большесигнальных S-параметров.....	16
1.1.2 Модели на основе полигармонических искажений радиочастотных устройств	17
1.1.3 Поведенческие модели на основе рядов Вольтерра	19
1.1.4 Поведенческие модели на основе теории расщепления сигналов .	21
1.1.5 Нелинейно-инерционные модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров разных порядков	22
1.2 Обзор методов измерений характеристических функций цепей и устройств	26
1.2.1 Методы измерения большесигнальных характеристик радиочастотных устройств с помощью X-параметров	26
1.2.2 Импульсный метод для измерения вольт-амперных характеристик	29
1.2.3 Квазистатические методы измерения вольт-фарадных характеристик	31
1.2.4 Сверхкороткоимпульсный метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик	33
1.2.5 Измерение нелинейных характеристик цепей по нелинейно- инерционным моделям в виде нелинейных рекурсивных фильтров	36
1.3 Постановка цели и задач исследования	39

2 МЕТОД КОСВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ С ОСЦИЛЛИРУЮЩИМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ.....	41
2.1 О взаимозависимости динамических характеристик при измерении устройств основной полосы частот с осциллирующими переходными характеристиками	41
2.2 Косвенное измерение кулон-вольтовой характеристики путем установления точки стробирования на фронте переходной характеристики	49
2.3 Косвенное измерение вебер-амперной характеристики эквивалентной индуктивности.....	52
2.4 Иллюстрация работы метода для объекта с сильной нелинейностью ...	55
2.5 Выводы по разделу	62
3 ОЦЕНИВАНИЕ И УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ С УЧЕТОМ НЕПОЛНОГО СООТВЕТСТВИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ МОДЕЛИ ВТОРОГО ПОРЯДКА	64
3.1 Оценка влияния начального значения эквивалентной индуктивности на погрешность определения кулон-вольтовой характеристики	64
3.2 Уменьшение погрешности моделирования переходных характеристик высших порядков за счет добавления линейного фильтра Гаусса к нелинейной модели второго порядка	69
3.3 Выводы по разделу	79
4 ПРИЛОЖЕНИЯ К ИЗМЕРЕНИЮ И МОДЕЛИРОВАНИЮ УСТРОЙСТВ ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ С ОСЦИЛЛИРУЮЩИМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ.....	81
4.1 Оценка методической и инструментальной погрешности измерения с помощью меры осциллирующих переходных характеристик.....	81
4.2 Измерение нелинейных характеристик устройства оцифровки	90
4.3 Измерение нелинейных характеристик малошумящего усилителя	97

4.4 Программа для автоматизированного измерения характеристических функций устройств основной полосы частот	103
4.5 Основанные на рассмотренных измерениях модели устройств: имплементация моделей в САПР и симуляция передачи сигналов устройствами	107
4.6 Выводы по разделу	112
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	114
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	116
ПРИЛОЖЕНИЕ А Результат интеллектуальной деятельности	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Акты внедрения результатов диссертационной работы ..	129
ПРИЛОЖЕНИЕ В Прочее	134

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования. Для моделирования устройств можно использовать известные уровни проектирования: схемотехнический уровень, 3D-электромагнитный анализ или поведенческий уровень. Схемотехнический уровень подразумевает использование SPICE-моделей отдельных элементов схемы, которые получили обширное признание в инженерной среде. 3D-электромагнитный анализ позволяет учесть все эффекты, протекающие в устройстве, что дает полное представление о работе устройства. Но использование таких моделей приводит к сложности их измерения, например, использование схемотехнического уровня приводит к тому, что рассматривается отдельный электронный компонент, что не всегда удобно, если устройство содержит несколько активных каскадов. Поэтому для сложных радиотехнических систем, особенно на начальных этапах разработки, можно использовать поведенческий уровень, так как первоначальные технические требования к радиотехнической системе предъявляются именно на нем.

Для описания устройств на уровне высокой абстракции используются поведенческие модели [1–6] (модели «черный ящик»), которые не требуют знания устройства моделируемого объекта. В этом случае формально описывается связь выходного сигнала со входным. В качестве поведенческих моделей широко известны радиочастотные модели полигармонических искажений (X-параметры) [3–6]. Данные модели могут работать исключительно при гармонических или полигармонических воздействиях, спектр которых узкополосный. Но с усложнением формы сигналов и расширением полосы частот [7–8], такие модели перестают быть адекватными, особенно в тракте основной полосы частот (в зарубежной литературе встречается как термин *baseband*). К такому тракту относиться часть радиотехнических систем либо до модулятора, либо после демодулятора, в которых передаются цифровые последовательности и прочие импульсные сигналы со сплошным спектром.

С шестидесятых годов прошлого века [9–10] начались исследования применения сверхширокополосных и видеоимпульсных сигналов для различных задач: нелинейной локации [11–13], разработки новых видов широкополосных систем связи [14], дефектоскопии [15–16]. Для моделирования таких систем необходимы математические модели узлов, адекватные при широкополосном и видеоимпульсном режиме работы. Такие модели нужны также для устройств основной полосы частот, которые находятся в тракте до модулятора и после демодулятора радиотехнической системы. Нелинейно-инерционные модели для описания устройств основной полосы частот известны [1–2], но они не стали широко используемыми в инженерной практике из-за сложностей в отыскании системы характеристических функций, количество которых может достигать девяти и более. Еще одним минусом описываемых моделей можно назвать сложность интерпретации характеристических функций, что затрудняет их понимание и способ измерения. Известны также модели [17–19] на основе теории расщепления сигналов в виде нелинейных трансверсальных фильтров. Но трансверсальная структура таких фильтров не соответствует устройствам с рециркуляцией энергии, в том числе с экспоненциальными и колебательными переходными характеристиками.

Ранее были представлены нелинейные динамические модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров [20–23], с помощью которых можно достаточно просто смоделировать поведение устройств основной полосы частот. За счет применения интеграторов в обратных связях, такие фильтры позволяют моделировать экспоненциальные и колебательные процессы в переходных характеристиках. Для характеристики устройств без выброса на плоской вершине был разработан метод измерения переходных характеристик устройств основной полосы частот на основе нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка [20]. Характеризация устройства сводится к прямым измерениям переходных характеристик устройства, из которых косвенными расчетами определяются нелинейные характеристические функции элементов

эквивалентной схемы в виде параллельной RC -цепи: вольт-амперная (ВАХ) и кулон-вольтовая (КВХ). При этом измеренные характеристики являются не характеристиками отдельного активного электронного компонента, а характеристиками устройства в целом для описания по нелинейно-инерционной модели первого порядка.

Повышение порядка фильтра позволяет расширить класс объектов измерения, к которому могут относиться и устройства с выбросом на плоской вершине переходной характеристики (ПХ). В настоящее время характеристические функции нелинейного фильтра второго порядка определяются с помощью вариационного метода [22]. Использование такого метода усложняет расчет погрешностей измерения, поскольку не заданы расчетные формулы для определения характеристических функций по результатам прямых измерений ПХ. Поэтому разработка метода измерения устройств основной полосы частот с осциллирующими переходными характеристиками по принципам косвенных измерений позволит, как и в случае с моделью первого порядка, метрологически правильно и прозрачно оценить погрешность измерения. Это позволит расширить класс описываемых устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики, которые наиболее часто встречаются в инженерной практике.

Степень разработанности темы. Повышению качества моделирования сверхширокополосных радиоэлектронных устройств посвящено множество исследований и работ. Проблемам качества моделирования с использованием поведенческих моделей уделяется большое внимание в трудах международных конференций и симпозиумов IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Annual Design Automation Conference, журналах IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Circuits and Systems и других.

Вклад в развитие поведенческих моделей в радиочастотной области внесли такие зарубежные авторы как J. Verspecht, D.E. Root, D. Sharrit, J. Wood,

A. Cognata. На основе разработанной ими теории представления моделей в виде X-параметров разработаны методы измерения и приборы. Свой вклад внесла и «кардиффская школа» в лице J. Benedikt, P.J. Tasker, S. Woodington, T. Williams, L. Pattison, A. Patterson, J. Lees, которые расширили применение радиочастотных моделей на основе X-параметров для моделирования радиочастотных СВЧ устройств с эффектом памяти. Но данные радиочастотные модели не подходят для моделирования и измерения устройств в основной полосе частот.

S. Dikmese, L. Anttila, P.P. Campo, M. Valkama, M. Renfors, X. Hu, M. Hong, J. Peng, T. Chen, M.I. Sobhy, J.C. Pedro являются разработчиками фундаментальной теории классического поведенческого моделирования устройств с учетом эффектов памяти. GMP-модели (Generalized Memory Polynomial) имеют сложную структуру, а также не имеют ясной интерпретации вводимого большого количества характеристических функций (которое может достигать девяти и более), которые необходимо измерить. Модели на основе рядов Вольтерра позволяют относительно легко применять их для сигналов, содержащих одну или несколько гармонических составляющих. В случае сигналов с непрерывным спектром, необходимо предъявлять строгие требования к корреляционным свойствам тестовых сигналов, которые невозможно обеспечить для сверхширокополосных систем.

Развитию поведенческих моделей для радиочастотной области и в основной полосе частот в отечественной школе посвящены работы А.А. Ланнэ, С.А. Лабутина, Л.И. Бабака, В.С. Ижуткина, О.А. Адоньева, А.Г. Жаркого, Н.И. Базенкова, Э.В. Семенова, М.А. Назарова. Для решения задачи моделирования нелинейно-инерционных процессов подходят модели А.А. Ланнэ и С.А. Лабутина на основе расщепления сигналов в виде трансверсальных фильтров, но их структура не соответствует устройствам с рециркуляцией энергии, в том числе с экспоненциальными и колебательными переходными характеристиками. Предложенные поведенческие модели Э.В. Семенова в виде нелинейных рекурсивных фильтров разных порядков

позволяют достаточно просто описать работу устройств основной полосы частот при сверхширокополосном воздействии. При этом структура таких фильтров позволяет наглядно представить динамику их работы в виде эквивалентных схем (двухполюсников), у которых на вход подается ток, на выходе снимается напряжение. М.А. Назаровым был разработан метод измерений характеристических функций для нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка, который позволяет описывать устройства основной полосы частот без выброса на плоской вершине. Путем прямых измерений семейства переходных характеристик без выброса на плоской вершине, последующего косвенного расчета характеристик и установления точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики можно измерить характеристические функции устройства: вольт-амперную и кулон-вольттовую.

Однако для измерения устройств основной полосы частот с осциллирующими переходными характеристиками уже необходимо использовать нелинейно-инерционную модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. Для данной модели помимо ВАХ и KBX добавляется также вебер-амперная характеристика (ВБАХ). Для модели был разработан вариационный метод измерения характеристических функций, но это не позволяет метрологически корректно оценить погрешность. Ранее разработанный метод измерения характеристических функций на основе нелинейно-инерционной модели первого порядка также не подходит для измерения KBX, в виду того, что установление точки стробирования на плоской вершине приводит к взаимной частичной компенсации инерционности емкости индуктивностью. Поэтому необходим метод измерения характеристических функций на основе нелинейно-инерционной модели второго порядка на тех же принципах, что и для первого порядка, но который позволит разделить вклад KBX и ВБАХ друг в друга.

Целью диссертационной работы является разработка метода измерения нелинейных характеристик устройств основной полосы частот с

выбросом на плоской вершине переходной характеристики путем безытерационных (прямых) вычислений по нелинейно-инерционной поведенческой модели второго порядка.

Из вышесказанного были сформулированы следующие **основные задачи исследования**.

1. Исследовать вопросы моделирования устройств и способы измерения их нелинейных характеристических функций для описания работы на поведенческом уровне.

2. Разработать безытерационный способ определения характеристических функций нелинейно-инерционной модели второго порядка по результатам измерения семейства переходных характеристик.

3. Рассмотреть способы уменьшения систематической погрешности измерения характеристических функций, которая возникает из-за отличия реальных переходных характеристик устройства от их идеализации второго порядка.

4. Оценить разработанный метод характеристики устройств основной полосы частот на нескольких практических примерах.

Научная новизна

1. Установлено, что на фронт переходной характеристики в большей степени влияет емкость в эквивалентной схеме объекта, что позволяет выполнить независимое измерение кулон-вольтовой характеристики устройства.

2. Показано, что реальные переходные характеристики устройств отличаются от модели второго порядка главным образом на начальном участке перехода к крутой части фронта, что можно дополнительно учесть в модели с помощью линейного фильтра Гаусса.

3. Обнаружено, что для обеспечения приемлемой погрешности измерения характеристик устройств при ограничении на допустимую амплитуду входных воздействий необходимо учитывать начальное приближение тока RL-цепи эквивалентной схемы.

Теоретическая значимость

1. Разработанный метод измерения характеристических функций устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики позволяет решить обратную задачу синтеза инверсной модели для коррекции нелинейных искажений в таких устройствах.
2. Рассмотренный метод измерения применим и для характеристики отраженных от устройства сигналов для создания полной модели устройства с осциллирующими переходными характеристиками.

Практическая значимость

1. Предложенный метод безытерационного измерения характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики позволяет создавать измерительные приборы нового класса.
2. Разработанный метод измерения нелинейных характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики позволяет расширить класс используемых поведенческих моделей устройств в САПР для адекватного моделирования радиотехнических систем при сверхширокополосном воздействии.

Методы исследования

Измерения проводятся по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. Для инженерного представления модели используется метод эквивалентных схем. Для измерения характеристических функций нелинейно-инерционной модели используются общеизвестные законы Кирхгофа, закон Ома, численные математические методы нахождения интегралов и т.д.

Достоверность основных результатов работы подтверждается публикациями в рецензируемых журналах. Достоверность экспериментальных результатов подтверждается их совпадением с теоретическими расчетами.

Область исследования диссертационной работы соответствует указанным в паспорте специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»:

п. 14 «Разработка и исследование методов моделирования радиотехнических устройств и систем»;

п. 15 «Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радиотехнических устройств и систем»;

Положения, выносимые на защиту

1. Перенос точки стробирования во времени на фронт переходной характеристики с одновременным увеличением амплитуды тестового воздействия позволяет независимо измерить характеристику нелинейной емкости и индуктивности в эквивалентной схеме объекта.

2. Добавление линейного фильтра нижних частот Гаусса на входе нелинейно-инерционной модели второго порядка позволяет уменьшить погрешность измерения характеристических функций устройства более высокого порядка, чем второй, при установлении точки стробирования на фронте переходной характеристики.

3. Нелинейные характеристики, измеренные по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, позволяют обеспечить погрешность моделирования семейства переходных характеристик в динамическом диапазоне работы устройства основной полосы частот не более 3%.

Личный вклад

Результаты, изложенные в диссертации, получены лично автором или при его непосредственном участии. Автор использовал методики проведения измерений, предложенные научным руководителем Э.В. Семеновым. Автором проведены: анализ состояния научно-технических решений, расчеты и экспериментальные исследования, разработка программного обеспечения для автоматизированного измерения нелинейных характеристик объекта по модели второго порядка. Среда автоматизированного проектирования на

уровне структурной схемы Behavioural SimLab, в которой используются нелинейно-инерционные модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров, разработана под руководством автора совместно с коллегами по лаборатории нелинейной видеоимпульсной локации Института сильноточной электроники Сибирского отделения Российской академии наук и студентами кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Использование результатов исследования

Результаты исследования использованы при выполнении следующих работ:

- 1) государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации «Увеличение дальности и проникающей способности нелинейных локаторов для селективного обнаружения электронных приборов и естественных сред с нелинейными свойствами в сложной фоно-целевой обстановке за счет применения сверхкоротких сверхширокополосных зондирующих сигналов», проект № FWRM-2024-0001;
- 2) проекта №2 «Разработка контрольно-измерительной аппаратуры СВЧ-диапазона для анализа параметров материалов, монолитных интегральных схем и устройств на их основе» в рамках программы развития передовой инженерной школы «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева;
- 3) хозяйственного договора №177055963392230002040/1386-2024 на выполнение работ по проведению математического моделирования для радиочастотных модулей (по заказу АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», НИИПП).

Основные положения диссертационной работы апробировались на:

- 1) 11 научной конференции «ЭКБ и микроэлектронные модули» российского форума «Микроэлектроника 2025»;
- 2) Всероссийской научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2025»;

3) 81 научно-технической конференции Санкт-Петербургского научно-технического общества радиоэлектронных систем им. А.С. Попова, посвященная Дню радио;

Публикации

По результатам исследований опубликованы 9 работ: 2 статьи из перечня ВАК по специальности, 2 статьи из перечня ВАК по смежной специальности, 1 статья, индексируемая реферативными базами Web of Science и Scopus, 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, 3 доклада опубликованы в сборниках всероссийских научных конференций.

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список используемых источников из 86 наименований, приложение из 7 с. Объем диссертации с приложением – 134 с., в т.ч. 88 рис.

1 СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ХАРАКТЕРИЗАЦИИ УСТРОЙСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ПОВЕДЕНЧЕСКОМ УРОВНЕ

Для характеристики нелинейных устройств можно использовать три вида моделей: модели в виде принципиальных схем, физические или поведенческие модели. Первый вариант основан на представлении устройств в виде эквивалентных схем, которые в общей форме описывают физические процессы [24–28]. Физические модели основаны на физике работы компонента, то есть описывать с помощью уравнений, описывающих, например, движение носителей зарядов из одной области в другую [29–32]. В результате для описания прибора необходима подробная информация (десятки параметров), что не всегда удобно, в том числе в части измерения этих параметров.

Упрощенным подходом к характеристике объектов является использование поведенческих моделей [1–6,17–24]. Такая модель представляет собой «черный ящик». Она не учитывает внутреннюю физику работы устройства и лишь связывает выходной сигнал со входным. Такие модели, как будет рассмотрено далее, обладают меньшим количеством характеристических функций для их описания, что позволяет быстрее и эффективнее проводить моделирование радиотехнических систем.

При этом стоит отметить, что поведенческие модели, как и SPICE-модели, могут быть линейными или нелинейными. Линейные модели достаточно исследованы и представляют собой однозначное определение выходного сигнала линейного прибора при малосигнальном воздействии. Если же тестовое воздействие переводит устройства в нелинейный режим, это приводит к появлению нелинейных искажений. Для учета таких искажений существуют модели и методы характеристики нелинейных устройств при разных тестовых воздействиях.

1.1 Обзор нелинейных динамических моделей при разных тестовых воздействиях

1.1.1 Нелинейные поведенческие модели на основе большесигнальных S-параметров

Для характеристики усилителей мощности и малошумящих усилителей используется известная модель на основе большесигнальных S-параметров [33-34]. Модель представляет собой «черный ящик», что позволяет характеризовать либо устройство, либо систему в целом. При этом синтез модели происходит с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ), с помощью которого измеряются малосигнальные S-параметры. По результатам измерения с помощью ВАЦ формируется математическая модель из вычисления отраженных волн по известным падающим:

$$B_{ij} = K_{ij} + \sum_{\substack{k=2..N \\ l=1,2}} L_{ijkl} A_{kl}^{Re} + \sum_{\substack{k=2..N \\ l=1,2}} M_{ijkl} A_{kl}^{Im}, \quad (1.1)$$

где B_{ij} – отраженная волна; A_{kl}^{Re} и A_{kl}^{Im} – реальная и мнимая части падающих волн; K , L , M – большесигнальные коэффициенты, которые вычисляются с помощью подбора для сопоставления с результатами измерения объекта по методу наименьших квадратов, j и i – индексы входного и выходного порта, для моделирования отраженной волны B_{ij} , k и l – индекс входного порта и частоты для падающей волны A_{kl} .

Модель основана на измерениях в частотной области, и при использовании метода гармонического баланса дает хорошую сходимость с результатами эксперимента. Но недостатком данного метода является подбор большесигнальных коэффициентов K , L , M , что сказывается на точности параметров. Также модель не подходит для широкополосных измерений, так как большесигнальные параметры измеряются на отдельных частотах, а потом сшиваются в единую систему параметров, образуя многочастотную поведенческую модель. Таким образом можно моделировать спектр сигнала на отдельной частоте, а не сигналы со сплошным спектром.

1.1.2 Модели на основе полигармонических искажений радиочастотных устройств

Модель полигармонических искажений (PHD) [4, 35] является поведенческой моделью в частотной области, которая, как и большесигнальная модель, основывается на измерениях с помощью ВАЦ. Характеризация основана на измерениях при большой амплитуде сигнала, где гармонические возмущения применяются в фазе и квадратуре к компоненту, возбуждаемому на входе тоном большой амплитуды. Под действием большого входного тона устройство переходит в устойчивое периодическое состояние, или установившийся режим при новой рабочей точке при большосигнальном воздействии. Теория модели предполагает, что модель будет вести себя нелинейно при воздействии сигналом большой амплитуды, но при этом также будет вести себя линейно при воздействии дополнительными сигналами на гармонических частотах, которые рассматриваются как «малые» возмущения в изменяющемся во времени состоянии системы. Авторы назвали это принципом «гармонической суперпозиции». Модель является широкополосной, это нужно для моделирования микроволновых интегральных компонентов, которые являются частотно-зависимыми. Недостатком данной модели можно считать то, что она действительна только вокруг эталонного импеданса 50 Ом, отклонение от эталона приводит к ограничению точности и моделированию устройств с отличным от 50 Ом импедансом. При этом модель PHD демонстрирует быстрое и точное моделирование вокруг точек измерения, имеет хорошую сходимость для набора характеристик. Но данную модель можно применить только для гармонических и многочастотных систем, что ограничивает ее применение для видеоимпульсных и сверхширокополосных устройств.

Модель на основе X-параметров является модифицированной версией модели PHD [5, 36–38]. Данное решение было предложено компанией Agilent Technologies (в настоящее время Keysight Technologies), и реализовано в их

измерительных и программных продуктах. Представление X-параметров имеет следующий вид:

$$B_{ef} = X_{ef}^{(F)}(|A_{11}|)P^f + \sum_{g,h \neq 1,1} X_{ef,gh}^{(S)}(|A_{11}|)P^{f-h}A_{gh} + \sum_{g,h \neq 1,1} X_{ef,gh}^{(T)}(|A_{11}|)P^{f+h}A_{gh}^*, \quad (1.2)$$

где B_{ef} – комплексная амплитуда гармоники с номером f на выходном порту e ; A_{11} – входной сигнал на порту 1; A_{gh} – дополнительный искажающий сигнал, подаваемый на порт g вблизи гармоники h основного сигнала; P – начальная фаза входного сигнала основной гармоники на порту 1; $X_{ef}^{(F)}, X_{ef,gh}^{(S)}, X_{ef,gh}^{(T)}$ – элементы матриц X-параметров.

Выражение (1.2) имеет три составляющие. Первая составляющая $X^{(F)}$ является матрицей комплексных коэффициентов, позволяющих получить отклик идеально нагруженной нелинейной системы, возбужденной одним тоном гармонического сигнала большой амплитуды на порту 1. Составляющая $X^{(S)}$ является матрицей комплексных составляющих, которая характеризует появляющиеся на выходных портах интермодуляционные составляющие при подаче искажающего сигнала на один из входных портов. Третья составляющая $X^{(T)}$ описывает комплексные коэффициенты введенного искажающего сигнала. Возникновение сопряженной составляющей связано с наличием зеркальных составляющих при смешивании тонов высокого уровня (A_{11}) и низкого уровня (A_{gh}), одновременно падающих на тестируемое устройство. Суммирование трех составляющих определяет вклад в B_{ef} на каждой гармонике с индексом f каждой гармонической компоненты падающей волны на каждый порт.

В настоящее время модели на основе X-параметров используются во всех современных зарубежных системах автоматизированного проектирования (САПР). Но при этом недостатком модели на основе X-параметров можно считать сложность их формирования, так как необходимы достаточно дорогостоящие нелинейные векторные анализаторы цепей. Также

как и в случае с моделью PND, недостатком модели на основе X-параметров является отсутствие возможности синтеза модели при воздействии видеоимпульсными или сверхширокополосными сигналами.

Модель Кардиффа [39–40] является частным решением, которое можно встретить в современных САПР наряду с моделью на основе X-параметров. Название модели устоялось в честь названия места, где она была создана – университета Кардиффа, Великобритания. Как и модель на основе X-параметров, модель Кардиффа основывается на PND модели. Данная модель описывается следующим выражением:

$$B_{p,h} = [\arg(A_{1,1})]^h \cdot \sum_{r=0}^1 \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} \dots K_{p,h,m,n} \cdot |A_{2,1}|^m \cdot [\arg(\frac{A_{2,1}}{A_{1,1}})]^n, \quad (1.3)$$

где $B_{p,h}$ – выходной отраженный сигнал, в котором p – индекс выходного порта, h – индекс гармоники относительно основной частоты f ; $A_{p,h}$ – падающая волна на порт 1, $K_{p,h,m,n}$ – коэффициенты ядра модели Кардиффа, где m и n – степень возведения по амплитуде и по относительной фазе, соответственно.

Модель основывается на большесигнальном load-pull измерении характеристик устройств, которые в дальнейшем загружаются в САПР и интерполируются для остальных воздействий. На вход может подаваться как однотональный, так и многотональный сигнал, что позволяет учитывать интермодуляционные искажения разных порядков. Недостатком модели также, как и для остальных моделей на основе PND модели, является невозможность использования данного метода для видеоимпульсных сигналов.

1.1.3 Поведенческие модели на основе рядов Вольтерра

Широко известными являются модели на основе рядов Вольтерра [41–45]. Поведенческие модели на основе рядов Вольтерра позволяют описывать большое количество нелинейных динамических устройств за счет учета «эффекта памяти». Ряд Вольтерра представляет собой бесконечный

многомерный интеграл свертки сигналов, но на практике используется нахождение конечного интеграла, который и задает порядок модели.

$$y(t) = h_0 + \int_0^{\infty} h_1(\tau_1)x(t-\tau_1)d\tau_1 + \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} h_p(\tau_1, \dots, \tau_p)x(t-\tau_1) \dots x(t-\tau_p)d\tau_1 \dots d\tau_p, \quad (1.4)$$

где h_p – ядра Вольтерра.

На практике ряды Вольтерра ограничиваются третьим порядком, реже всего используют пятый порядок. При этом достигается достаточная точность, чтобы описывать различные классы устройств при различных типах входных воздействий [44–45]. Но главный недостаток данной модели в том, что такая модель подходит только для слабонелинейных систем, у которых искажения не превышают десятых долей процента. Сама модель не физична и может быть интерпретирована только математически выражениями.

Частным случаем модели на основе рядов Вольтерра являются полиномиальные модели с эффектом памяти (GMP-модель) [46–48]. Модель подходит для описания сверхширокополосных устройств (например, усилителей мощности). Модель основана на инерционных свойствах устройства, то есть позволяет учитывать взаимодействие текущих и задержанных отчетов сигнала. Функциональная схема полиномиальной модели с равномерной выборкой элементов памяти (то есть входной сигнал дискретизирован с равным интервалом) представлена на рисунке 1.1. Выходной сигнал по этой функциональной схеме описывается по выражению (1.5).

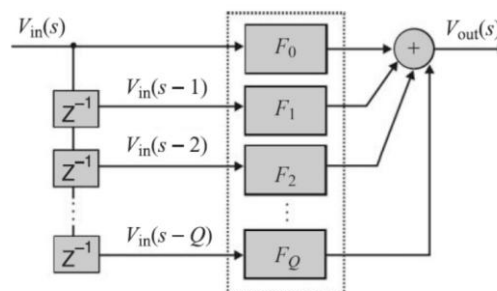


Рисунок 1.1 – Функциональная схема полиномиальной модели с равномерной выборкой элементов памяти [42]

$$V_{\text{out}}(s) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K a_{kq} F_{kq}(s-q), \quad (1.5)$$

где s – комплексная частота, q – сдвиг комплексной частоты, $V_{\text{out}}(s)$ – измеренные значения выходного сигнала, a_{kq} – комплексные коэффициенты полинома, K – порядок полинома, Q – количество элементов памяти, F_{kq} – базисная функция нелинейности.

Модель имеет хорошую сходимость с измерениями, но для ее достижения необходимы большие порядки полиномов (много элементов памяти). Еще одним недостатком можно назвать то, что модель не способна учитывать соседние отсчеты. То есть модель может учитывать достаточно сильную нелинейность устройства, но при этом обладать слабыми инерционными свойствами.

1.1.4 Поведенческие модели на основе теории расщепления сигналов

В отечественной литературе известны работы Лабутина С.А. и Ланнэ А.А. [17-19], модели которых основаны на методе расщепления (трансверсальный фильтр). Метод основан на том, что сигналы известной формы $z(\vec{\alpha}, t)$ на входе можно связать с сигналами $x(\vec{\alpha}, t)$ на выходе без искажений с помощью модели «черный ящик». Для учета нелинейных искажений, сигнал на входе нелинейного безынерционного стационарного многополюсника (НБСМ) представляется как сумма более мелких копий сигнала без искажений $x(\vec{\alpha}, t)$, которые были поделены с помощью расщепляющего многополюсника.

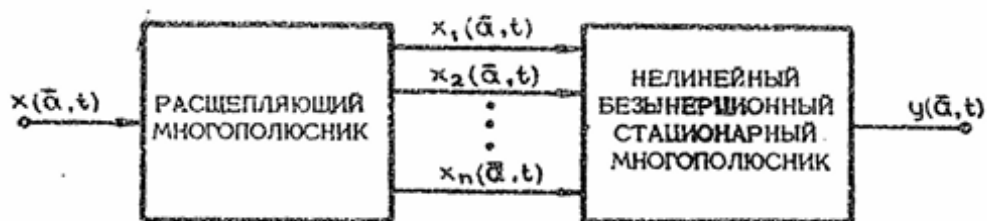


Рисунок 1.2 – Структурная схема модели на основе теории расщепления

Расщепляющий многополюсник реализуется на основе линий задержек, дифференциаторов и интеграторов. Математическая модель, описывающая нелинейные искажения на выходе НБСМ может быть описана как:

$$F \vec{x} = \sum_{j_1=0}^{m_1} \dots \sum_{j_n=0}^{m_n} C_{j_1 \dots j_n} x_1^{j_1} \dots x_n^{j_n} / \sum_{i_1=0}^{l_1} \dots \sum_{i_n=0}^{l_n} B_{i_1 \dots i_n} x_1^{i_1} \dots x_n^{i_n}. \quad (1.6)$$

Данная модель позволяет аппроксимировать выходной сигнал с прибавкой нелинейных динамических искажений с любой степенью точности при увеличении числа членов ряда и специальном подборе числовых коэффициентов $C_{j_1 \dots j_n}$ и $B_{i_1 \dots i_n}$. Метод подходит при воздействии импульсными и квазигармоническими сигналами для описания стробоскопических смесителей, усилителей АЦП и т.д. За счет своей трансверсальной структуры такая модель не соответствует устройствам с рециркуляцией энергии, в том числе с экспоненциальными и колебательными переходными процессами.

1.1.5 Нелинейно-инерционные модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров разных порядков

Известны методы характеристики нелинейных цепей с помощью нелинейно-инерционной модели в виде рекурсивных фильтров разных порядков (рисунок 1.3) [20–23]. В зависимости от порядка рекурсивного фильтра количество характеристических функций может варьироваться от двух до пяти.

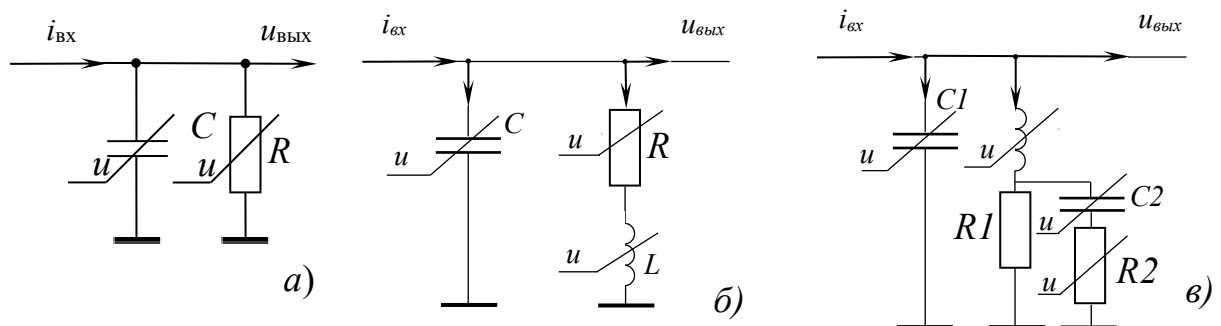


Рисунок 1.3 – Эквивалентные схемы нелинейных рекурсивных фильтров первого (а), второго (б) и третьего (в) порядков

Модель первого порядка позволяет учесть статическую нелинейность на плоской вершине переходной характеристики и динамическую нелинейность на фронте импульса. К модели второго порядка добавляется динамическая нелинейность в виде выброса на плоской вершине, который зависит от амплитуды входного сигнала. В третьем порядке, в дополнение к предыдущим нелинейностям, добавляется провал после выброса, который сопоставим или больше выброса на плоской вершине.

Алгоритмы расчета выходных сигналов по эквивалентным схемам на рисунке 1.3 можно представить в виде функциональных схем (рисунок 1.4).

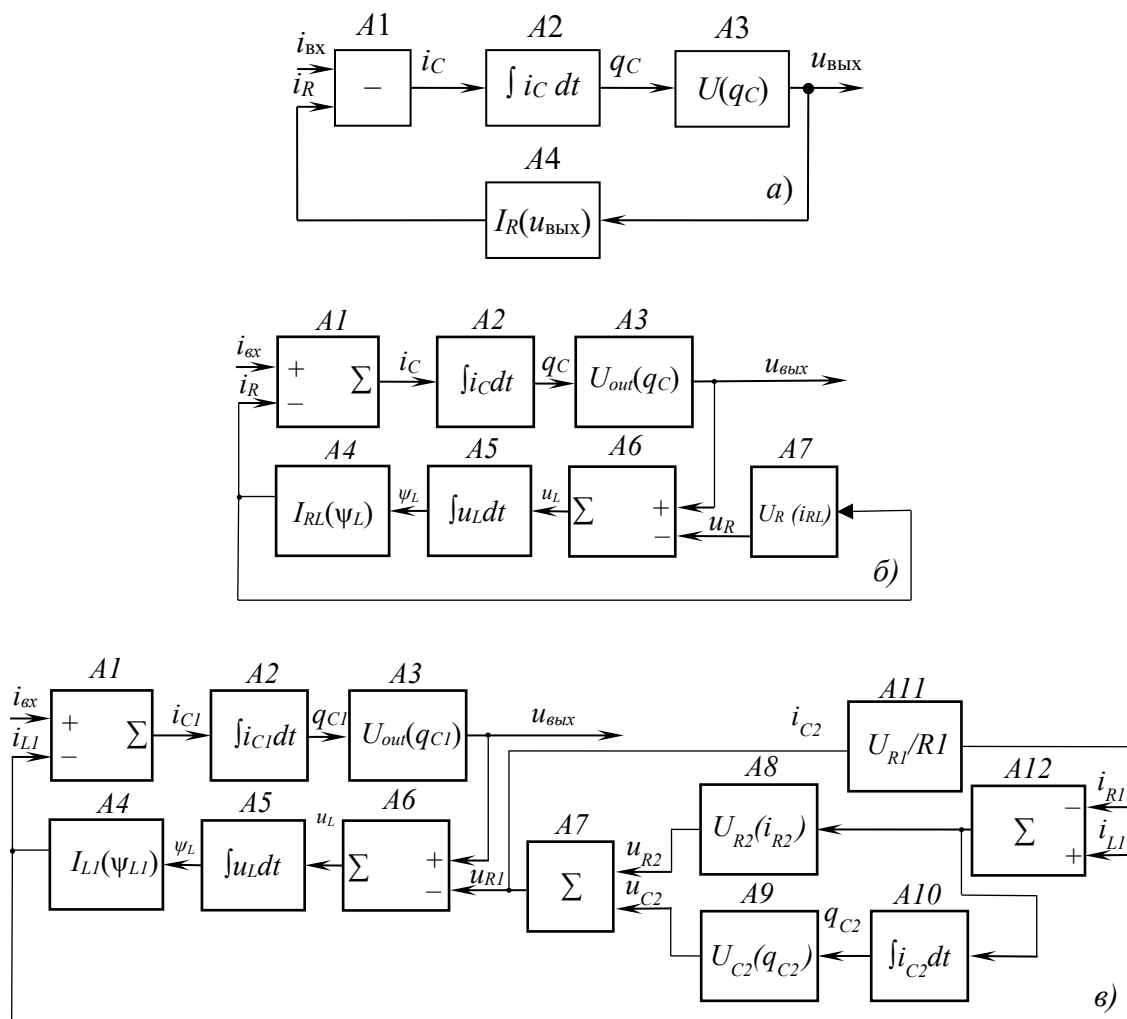


Рисунок 1.4 – Структурные схема нелинейных рекурсивных фильтров для расчета эквивалентных схем на рисунке 1.3

Алгоритм расчета по структурным схемам можно описать следующим образом. Задача сводится к нахождению выходного напряжения фильтра по известному входному воздействию, который представляется в виде тока. С помощью эквивалентной схемы описывается прохождение входного и других токов (например, резистивного или индуктивного), по которому вычисляется емкостной заряд для определения выходного напряжения. Далее по найденным параметрам находятся остальные, для полного описания цепи. Так как фильтр рекурсивный, то для расчета применяются итерационный алгоритм. Для определения выходного напряжения также используются характеристические функции: вольт-амперная характеристика (ВАХ), кулон-вольтовая характеристика (КВХ) и вебер-амперная характеристика (ВБАХ). Использование характеристических функций ограничивается порядком фильтра (например, для первого порядка это ВАХ и КВХ).

Математически расчет отклика цепи на произвольное воздействие можно рассчитать с помощью выражений (1.7-1.10) для первого порядка,

$$i_C(j) = i_{BX}(j) - i_R(j - 1) \quad (1.7)$$

$$q_C(j) = q_C(j - 1) + \Delta t[i_C(j) + i_C(j - 1)]/2, \quad (1.8)$$

$$u_{ВЫХ}(j) = U_{ВЫХ}[q_C(j)], \quad (1.9)$$

$$i_R(j) = I_R[u_{ВЫХ}(j)], \quad (1.10)$$

где i_C – ток через емкость, i_{BX} – ток падающей волны; i_R – ток через резистор; q_C – заряд емкости; $u_{ВЫХ}$ – выходное напряжение; j – номер отсчета; Δt – интервал дискретизации; $U_{ВЫХ}[q_C(j)]$ – кулон-вольтовая характеристика; $I_R[u_{ВЫХ}(j)]$ – вольт-амперная характеристика.

Расчет отклика цепи для второго порядка (1.11-1.16),

$$i_C(j) = i_{BX}(j) - i_{RL}(j - 1) \quad (1.11)$$

$$q_C(j) = q_C(j - 1) + \Delta t[i_C(j) + i_C(j - 1)]/2, \quad (1.12)$$

$$u_{ВЫХ}(j) = U_{ВЫХ}[q_C(j)], \quad (1.13)$$

$$u_L(j) = u_{ВЫХ}(j) - U_R[i_{RL}(j - 1)], \quad (1.14)$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2, \quad (1.15)$$

$$i_{RL}(j) = I_{RL}[\psi_L(j)], \quad (1.16)$$

где i_{RL} – ток RL-цепи; $u_L(j)$ – напряжение на индуктивности; $U_R[i_{RL}]$ – ампер-вольтовая характеристика; ψ_L – магнитный поток; $I_{RL}[\psi_L]$ – вебер-амперная характеристика.

Расчет отклика цепи для третьего порядка (1.17-1.28).

$$i_{C1}(j) = i_{BX}(j) - i_{L1}(j-1), \quad (1.17)$$

$$q_{C1}(j) = q_{C1}(j-1) + \Delta t[i_{C1}(j) + i_{C1}(j-1)]/2, \quad (1.18)$$

$$u_{ВЫХ}(j) = U_{C1}[q_{C1}(j)], \quad (1.19)$$

$$i_{C2}(j) = i_{L1}(j-1) - i_{R1}(j-1), \quad (1.20)$$

$$q_{C2}(j) = q_{C2}(j-1) + \Delta t[i_{C2}(j) + i_{C2}(j-1)]/2, \quad (1.21)$$

$$u_{C2}(j) = U_{C2}[q_{C2}(j)], \quad (1.22)$$

$$u_{R2}(j) = U_{R2}[i_{C2}(j)], \quad (1.23)$$

$$u_{R1}(j) = u_{R2}(j) + u_{C2}, \quad (1.24)$$

$$u_{L1}(j) = u_{ВЫХ}(j) - u_{R1}(j), \quad (1.25)$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_{L1}(j) + u_{L1}(j-1)]/2, \quad (1.26)$$

$$i_{L1}(j) = I_{L1}[\psi_L(j)], \quad (1.27)$$

$$i_{R1}(j) = u_{R1}/R, \quad (1.28)$$

где $U_{C1}[q_{C1}(j)]$, $U_{C2}[q_{C2}(j)]$, $U_{R2}[i_{C2}(j)]$, $I_{L1}[\psi_L(j)]$ – характеристические функции модели.

Преимуществом таких моделей является то, что по эквивалентным схемам рекурсивных фильтров можно достаточно точно отобразить основные инерционные свойства устройств. Например, эквивалентная схема первого порядка схожа с эквивалентной схемой диода и способна достаточно точно отобразить его свойства проводимости и заряда емкости р-п перехода. При этом расчет эквивалентных схем происходит по общеизвестным законам Кирхгофа, Ома и т.д., что делает их понятными для инженеров.

Главным недостатком при этом является вариационный принцип измерения для нелинейно-инерционных моделей второго и третьего порядков.

Наличие взаимозависимых динамических характеристических функций у моделей второго и третьего порядка, не позволяющих адекватно и метрологически прозрачно оценить погрешность измерения косвенных характеристик устройств. Поэтому измерение характеристических функций происходит итерационным способом, то есть для каждой измеренной переходной характеристики по рекурсивному алгоритму подбирается свое значение линейных параметров эквивалентных схем для достижения минимальной невязки между измеренной и модельной кривой. Полученные значения формируют таблицу для ВАХ, КВХ и ВБАХ.

В рамках диссертационной работы выбирается нелинейно-инерционная модель второго порядка в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, для которой будет разрабатываться безытерационный метод измерения.

1.2 Обзор методов измерений характеристических функций и параметров цепей и устройств

1.2.1 Методы измерения частотных характеристик радиочастотных устройств с помощью X-параметров

Для разработанных моделей X-параметров компания Keysight Technologies разработала методы и приборы для измерения с помощью нелинейных векторных анализаторов цепей (Nonlinear Vector Network Analyzer, NVNA). Для этого используются приборы серии XN8 (рисунок 1.5) [49].



Рисунок 1.5 – Нелинейный векторный анализатор цепей Keysight NA5205A

В самом простом случае измерение X-параметров происходит следующим образом [38]. На тестовое устройство подается большесигнальный гармонический сигнал на несущей частоте; анализатором регистрируется как сигнал на входном порту тестового устройства, так и отклик на большесигнальное воздействие на выходе. При этом регистрируются отклики на кратных гармониках при отсутствии малосигнальных воздействий, что позволяет фиксировать искажения тестового устройства в нелинейном режиме.

После большесигнального возбуждения тестового объекта подаются малосигнальные гармонические сигналы, для регистрации отклика на них. Для воздействия малосигнальными сигналами различают два метода измерения X-параметров: метод частотного (рисунок 1.6) и фазового смещения входного сигнала (рисунок 1.7).

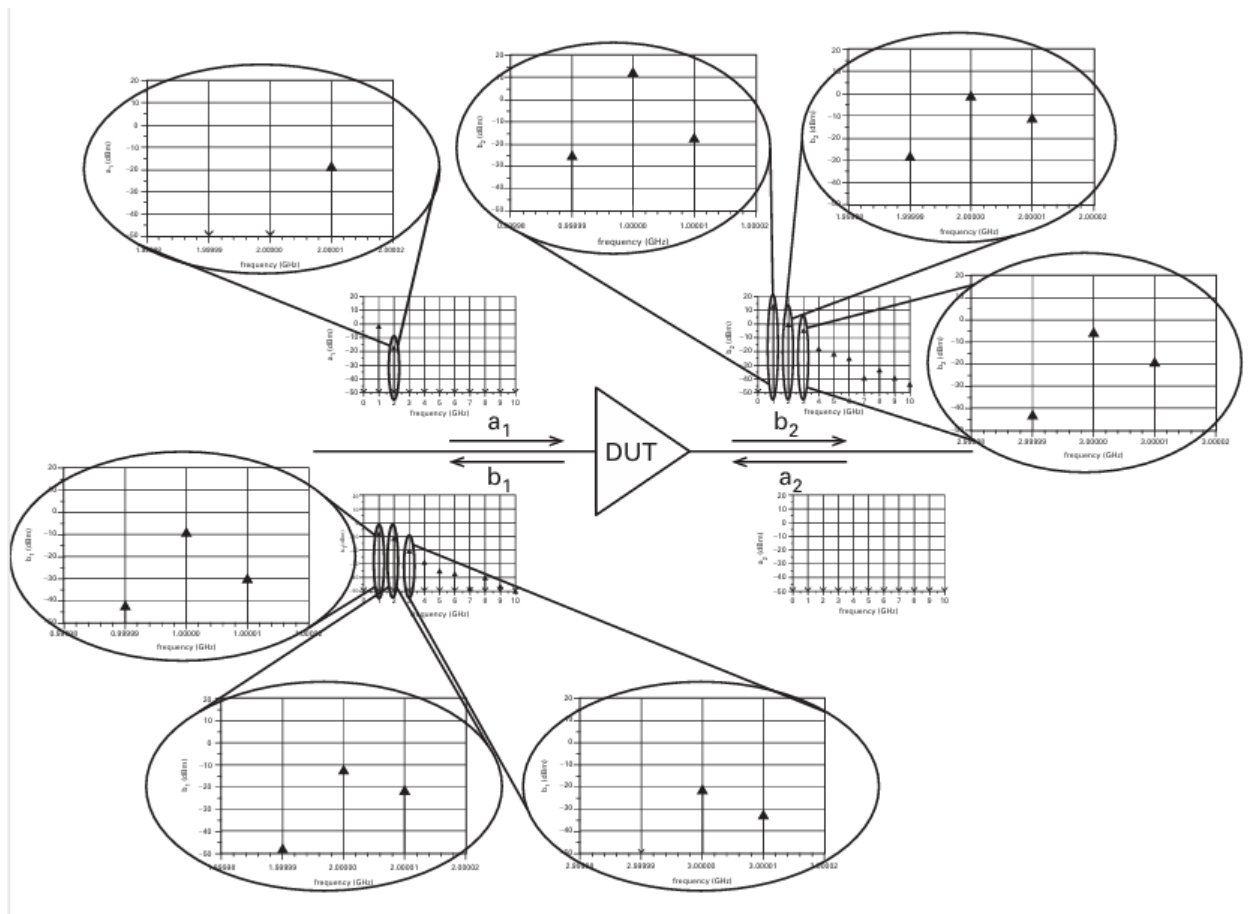


Рисунок 1.6 – Метод частотного смещения для экстракции X-параметров

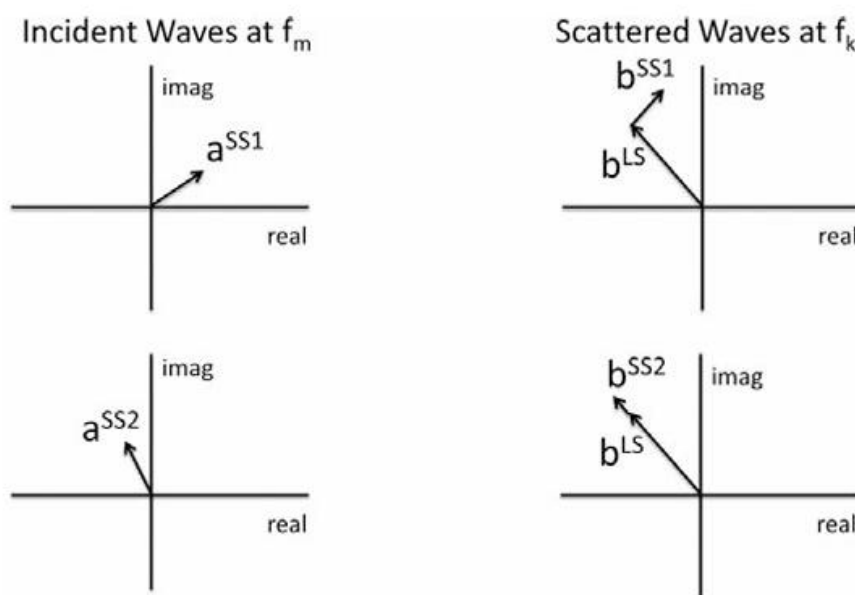


Рисунок 1.7 – Метод фазового смещения для экстракции X-параметров

Метод частотного смещения основан на том, что малосигнальные составляющие на рабочей частоте совпадают с пределом малосигнальных составляющих при смещенной частоте, когда $\Delta f \rightarrow 0$. При условии, что выбранное смещение по частоте достаточно мало, обеспечивается хорошая сходимость результатов. Однако критерий «достаточно малого» смещения носит зависящий от конкретного устройства характер, поэтому при отсутствии априорной информации об исследуемом устройстве всегда существует риск выбора чрезмерно большого значения смещения.

В отличие от метода частотного смещения, метод фазового смещения малосигнального воздействия всегда применяется точно на тех же частотах, на которых располагается большой сигнал и его гармоники или продукты смешивания. Поскольку отклик на малосигнальное воздействие возникает на тех же частотах, что и отклик на большесигнальное воздействие, разделение малосигнальной и большесигнальной составляющих должно осуществляться не средствами фильтрации в измерительной системе, а на этапе постобработки данных. Получаемые при этом компоненты на различные малосигнальные воздействия идентифицируются отдельно на этапе экстракции параметров. Это достигается путем вычитания отклика на большесигнальное воздействие

из суммарного отклика, а также выполнением измерений при двух различных условиях малосигнального воздействия, во втором из которых вводится фазовый сдвиг.

Таким образом можно констатировать, что X-параметры будут больше подходить для тестового гармонического или полигармонического воздействия, в которых явно можно идентифицировать нелинейность устройства на определенных частотах. Данный метод не подойдет и не рассчитан для импульсных тестовых воздействий.

1.2.2 Импульсный метод для измерения вольт-амперных характеристик

Традиционные методы экстракции параметров на основе S-параметров для измерения статических характеристик имеют ограничения: захват электронами ловушек, термоиндуцированные изменения выходного тока из-за самонагрева устройства и невозможность проведения измерений при уровнях постоянного тока, превышающих динамический диапазон работы устройства. Для определения значений параметров эквивалентных схем полупроводниковых приборов используют импульсный метод измерения (PIV-метод) [50–54], который позволяет обойти эти ограничения.

Идея PIV-метода состоит в том, что длительность тестового импульса, составляющая порядка микросекунд или меньше, выбирается намного меньше времени, необходимого для изменения либо состояния ловушки, либо теплового состояния устройства. Фактически устройства характеризуются максимальным значением рассеиваемой мощности, при превышении которого устройство может выйти из строя. На рисунке 1.8 представлен пример измерения ВАХ полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом, а также сравнение с моделью Ангелова [51].

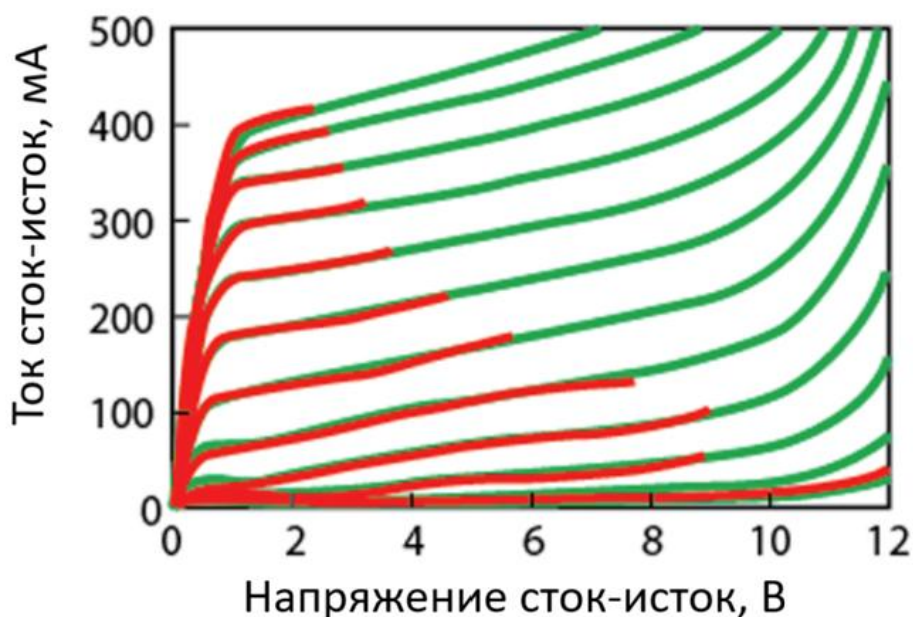


Рисунок 1.8 – Сравнение результатов измерения ВАХ PIV-методом (красные кривые) с изотермическими по модели Ангелова (зеленые кривые)

Для измерения импульсных ВАХ чаще всего собирают установки (рисунок 1.9), которые представлены в основном компаниями Maugé Microwave [55], Keysight Technologies [56], Auriga Microwave [57] и AMCAD Engineering [58]. Вместе постоянного напряжения на вход устройств подаются короткие импульсы, длительность которых выбирается так, чтобы исключить тепловые эффекты. Обычно измерители включают в себя три части: генератор, задающий точку покоя транзистора; непосредственно генератор импульсов, переключающий транзистор в рабочий режим; прибор для измерения переходных характеристик (в настоящее время высокоскоростные оцифровщики); систему синхронизации. При этом измеряется не вся переходная характеристика устройства, а конкретная ее точка, которая располагается во времени, когда заканчиваются переходные процессы (фактически стробируется плоская вершина переходной характеристики).



Рисунок 1.9 – Измерительные приборы для измерения импульсных ВАХ от разных производителей: Auriga Microwave AU4850 (слева сверху), Keysight Technologies E5260A (справа сверху) и Mauri Microwave Pulsed IV Supply (снизу)

Недостатками такого метода можно назвать невозможность в рамках измерений учесть динамику работы устройства. Для этого дополнительно используют другие методы измерений для измерения эффектов памяти устройства. Например, импульсные S-параметры [59], по которым в совокупности с PIV-характеристикой строится эквивалентная схема и производится расчет ВФХ для построения выходных характеристик устройств.

1.2.3 Квазистатические методы для измерения вольт-фарадных характеристик

В чистом виде PIV-метод не позволяет одновременно измерять ВАХ и ВФХ устройства, и, как было отмечено в прошлом подразделе, обходиться это применением отдельных методов измерения. Одним из таких методов для измерения ВФХ инерционных свойств устройства является квазистатический метод измерения.

Классический квазистатический метод измерения ВФХ заключается в подаче линейно нарастающего напряжения на объект измерения [60–61]. За счет линейного изменения напряжения, в структуре протекает маленький ток эквивалентной емкости. Фактически измеряется зависимость тока емкости от входного напряжения, которая преобразуется в ВФХ путем интегрирования и дифференцирования. Само измерение тока можно описать как:

$$I_C = C \, du/dt, \quad (1.28)$$

где I_C – ток емкости, C – емкость объекта измерения при заданном тестовом воздействии, du/dt – скорость изменения линейно нарастающего напряжения.

Точность измерения будет зависеть от скорости изменения напряжения dV/dt . Из этого вытекает главный недостаток метода измерения, заключающийся в трудности отделения тока емкости и тока утечки, который всегда присутствует в полупроводниковых структурах. При достаточно медленной скорости изменения, ток утечки может превышать ток емкости на порядок, что не позволяет точно измерить ВФХ.

Среди производителей измерительных приборов, которые реализованы для измерения ВФХ, можно выделить Keithley Instruments [64], Keysight Technologies [65].



Рисунок 1.10 – Keithley Instruments Model 595 Quasistatic CV Meter

Измерительный прибор Keithley Instruments хоть и измеряет ВФХ квазистатическим методом, но основан на другом принципе. В отличие от классического метода, который заключается в подаче линейно нарастающего напряжения, измеритель основан на подаче ступенчатого напряжения, которое изменяется с определенным шагом ΔV . При этом емкость измеряется в момент перехода из одного ступенчатого состояния напряжения в другое, таким образом получая переходной ток. После перехода из одной амплитуды в другую, измеритель выдерживает специальный временной интервал. Это необходимо для того, чтобы измеряемый объект пришел обратно к равновесному состоянию и исключить ток утечки. При этом сам ток утечки также компенсировался, путем измерения тока после режима ожидания в равновесном состоянии.

Резюмируя, данный метод позволяет измеряться ВФХ в конкретных точках подаваемого напряжения. Если же инженерам хочется измерить емкость при подаче скачкообразного напряжения, для измерения полного переходного процесса с учетом паразитных параметров структуры, то данный метод не будет подходить.

1.2.4 Сверхкороткоимпульсный метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик

Импульсные методы измерения полупроводниковых приборов имеют ограничения, связанные с предельной рассеиваемой мощностью на элементе. В таком случае, подать достаточно большие амплитуды напряжений и токов не представляется возможным. Второе обстоятельством является то, что нелинейные свойства объектов могут проявляться по-разному в зависимости от типа прикладываемого тестового воздействия. Поэтому для классического PIV-метода в качестве тестового сигнала применяются радиоимпульсы, длительность которых выбирается намного больше, чем длительность переходного процесса объекта измерения.

Сверхкороткоимпульсный метод [66-67] позволяет обойти эти ограничения, особенно в части раздельного измерения ВАХ и ВФХ путем

воздействия видеоимпульсным сигналом меньшей длительности, чем длительность переходных процессов объекта.

Метод основан на применении параллельной схемы замещения, состоящей из последовательно соединенных нелинейной проводимости и нелинейной емкости [68]. (рисунок 1.11). Суть метода заключается в том, что по измеренным токам и напряжением косвенно определяются ВАХ $i_{IV}(u)$ и ВФХ $C(u)$ объекта:

$$i_{IV}(u) = \frac{i_r(u)u'_f(u) - i_f(u)u'_r(u)}{u'_f(u) - u'_r(u)} \quad (1.27)$$

$$C(u) = \frac{i_r(u) - i_f(u)}{u'_r(u) - u'_f(u)} \quad (1.28)$$

где $i_r(u)$, $i_f(u)$ – измеренные прямым образом токи через элемент на фронте и спаде импульса $u(t)$, соответствующие определенному u ; $u'_r(u)$, $u'_f(u)$ – зависимость производной напряжения от измеренного прямым образом напряжения на фронте и спаде импульса.

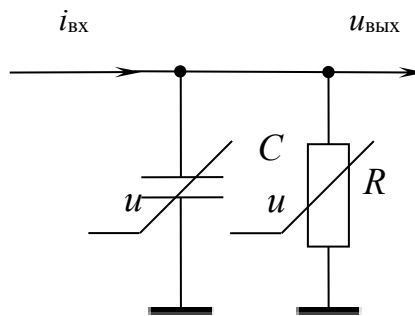


Рисунок 1.11 – Параллельная схема замещения для сверхкороткоимпульсного метода измерения вольтамперных и вольтфарадных характеристик

Данный метод имеет свои недостатки, заключающиеся в возникновении линейных искажений приемного устройства, возникающих из-за неравномерности передаточной характеристики, которые различаются в зависимости от формы прикладываемых импульсов. На примере импульса с гауссовской формой (рисунок 1.12) и трапецеидального импульса (рисунок

1.13) показано [69], что погрешность регистрации варьируется между 0,8-1,3%.

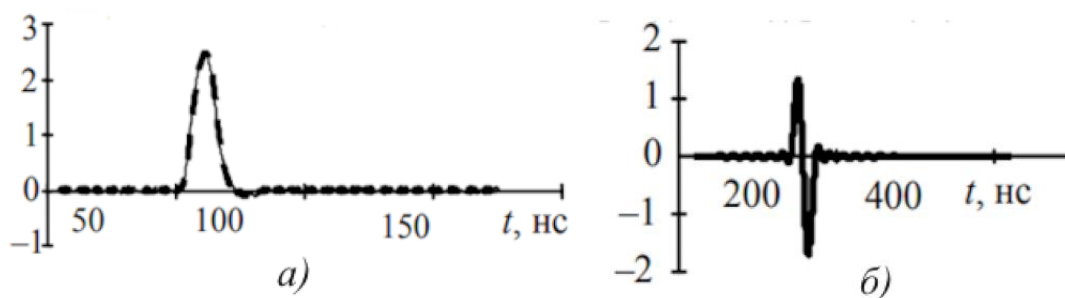


Рисунок 1.12 – Графики входного сигнала с гауссовской формой импульса (сплошная кривая) и зарегистрированного (штриховая кривая) (а) и абсолютная погрешность сигнала, нормированная относительно амплитуды сигнала без коррекции

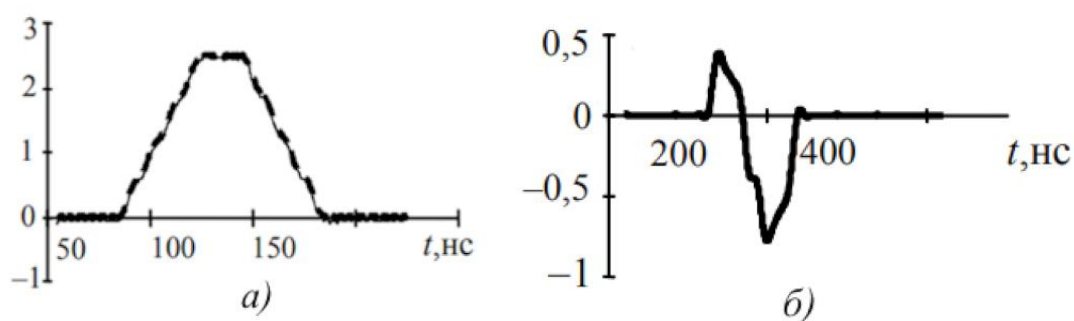


Рисунок 1.13 – Графики входного сигнала с трапециевидальной формой импульса (сплошная кривая) и зарегистрированного (штриховая кривая) (а) и абсолютная погрешность сигнала, нормированная относительно амплитуды сигнала без коррекции

Это ограничение обходится тем, что фронт тестового сигнала выбирается намного больше, чем длительность фронта регистрирующего устройства [70]. Также в измерительную установку добавляется программная коррекция регистрирующего канала, путем добавления цифрового фильтра на вход канала. Но это может приводить к затягиванию фронта тестового сигнала (если добавить фильтра Гаусса) или появлению выброса на плоской вершине (при добавлении фильтра типа «приподнятый» косинус), которые будут

влиять на результат измерения динамических характеристик нелинейных устройств.

1.2.5 Измерение нелинейных характеристик цепей по нелинейно-инерционным моделям в виде рекурсивных фильтров

Теория измерения нелинейных характеристик во временной области основывается на труде Генри Синглтона [71], в котором описано, что совокупность откликов нелинейно-инерционной системы на ступенчатые функции является исчерпывающей для характеристики устройства. На основе этого вывода были разработаны нелинейно-инерционные модели в виде нелинейных рекурсивных порядков, которые были представлены в предыдущем разделе (рисунки 1.2 и 1.3).

Измерение устройств основной полосы частот сводится к прямому измерению семейства переходных характеристик, а после косвенному измерению нелинейных характеристик для определенной модели (до 5 характеристических функций для модели третьего порядка). При этом сами характеристики измеряются путем установления точки стробирования в определенные моменты времени на семействе переходных характеристик. Так для устройств без выброса на плоской вершине был разработан метод измерения по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка, который подразумевает установлении точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики для измерения ВАХ и KBX [20].

По разработанному методу измерения в [72] также рассматривалась возможность характеристики устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине, которые встречаются намного чаще, чем без него. На примере маломощного усилителя, который имеет переходную характеристику с выбросом, были измерены его характеристические функции (кроме ВбАХ, так как модель первого порядка не подразумевает ее измерение) по разработанному методу на основе нелинейно-инерционной модели первого порядка и вариационным методом по модели второго порядка [72]. В

независимости от порядка модели погрешность измерения ВАХ минимальна (рисунок 1.14), так как измерение происходит на плоской вершине переходной характеристики объекта. Измерение КВХ по модели первого порядка, путем установления точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики, явно отличается от полученных вариационным способом характеристики по модели второго порядка (рисунок 1.15). Погрешность измерения КВХ по модели второго порядка относительно первого составила 35% для самого большесигнального значения, что для поведенческих моделей является достаточно много.

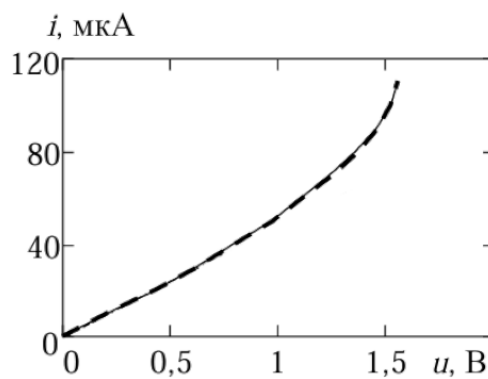


Рисунок 1.14 – ВАХ усилителя, измеренная вариационным методом по модели второго порядка (сплошная кривая), измеренная по модели первого порядка (штриховая кривая)

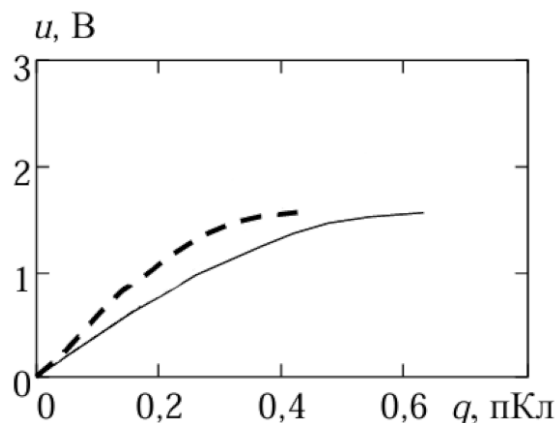


Рисунок 1.15 – КВХ усилителя, измеренная вариационным методом по модели второго порядка (сплошная кривая), измеренная по модели первого порядка (штриховая кривая)

Получаемая погрешность обусловлена влиянием инерционности индуктивности, то есть переходные процессы RC-цепи заканчиваются намного раньше, а на плоской вершине уже будут заканчиваться переходные процессы RL-цепи, которые будут влиять на результат измерения KBX. Но при этом, если представить динамическую нелинейность как относительную нелинейность KBX, то для устройств с переходными характеристиками второго порядка можно применять модель первого порядка (рисунок 1.16). То есть по модели первого порядка можно оценить статическую и динамическую нелинейность, но при этом метрологически точно измерить характеристические функции для модели второго порядка не представляется возможным (даже с учетом того, что в модель первого порядка не входит ВБАХ, от которой зависит выброс на плоской вершине переходной характеристики).

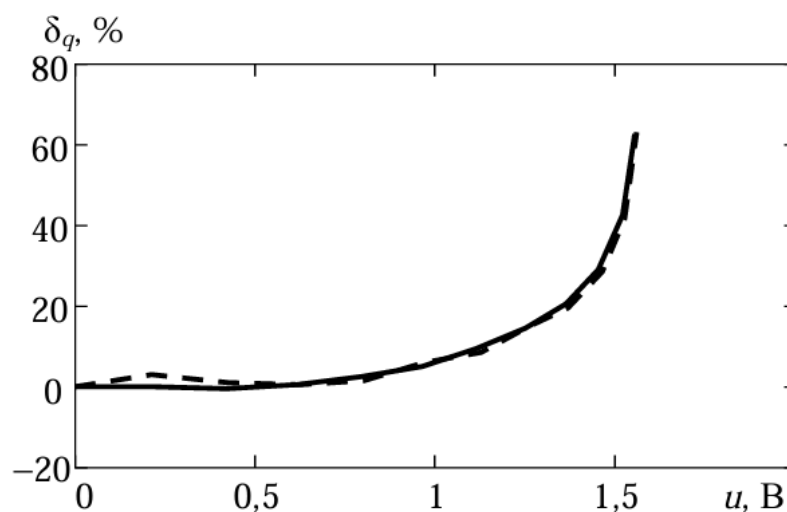


Рисунок 1.16 – Относительная нелинейность заряда для модели первого порядка (штриховая кривая) и для модели второго порядка (сплошная кривая)

В работе [73] был рассмотрен вариационный метод измерения характеристических функций устройств основной полосы частот по нелинейно-инерционной модели второго порядка. Для каждой измеренной кривой подбирается собственное значение параметров эквивалентной схемы

для минимизации невязки модельных кривых с измеренными, что приводит к сложности оценки погрешности измерения.

Рассмотренные два выше метода не позволяют адекватно и метрологически прозрачно измерить характеристические функции устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. Поэтому необходимо разработать новый метод измерения, который бы позволил безытерационно и независимо измерять динамические характеристики устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики.

1.3 Постановка задач исследования

После изучения состояния исследований в области нелинейно-инерционных моделей при импульсном воздействии были сформулированы следующие выводы.

1. Большинство описываемых в литературе моделей используют X -параметры, которые рассчитаны на гармоническое или полигармоническое воздействие.

2. Модели для устройств основной полосы частот, которые находятся до модулятора и после демодулятора, известны, но методы измерения характеристик для них никак не обусловлены, либо заключаются в вариационном подборе параметров.

3. Методы измерения устройств при импульсном воздействии известны преимущественно для определения вольт-амперной и вольт-кулонной характеристик (PIV-метод, сверхкороткоимпульсный метод измерения ВАХ и ВФХ), которые являются характеристиками элементов эквивалентных схем. Если же необходимо измерять сложные устройства, структура которого неизвестна, данные методы не подходят.

4. Ранее разработанный метод измерения устройств основной полосы частот, заключающийся в стробировании ВАХ и КВХ на плоской вершине переходной характеристики, не подходит для измерения устройств

основной полосы частот по модели второго порядка, в виду взаимозависимости динамических характеристик КВХ и ВБАХ.

Для достижения поставленной цели, были определены следующие **задачи исследования**.

1. Разработать безытерационный метод определения нелинейных характеристических функций нелинейно-инерционной модели второго порядка по результатам измерения семейства переходных характеристик.

2. Разработать способы, позволяющие снизить погрешность определения характеристических функций устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине путем добавления начальных условий.

3. Проверить разработанный метод измерения характеристических функций нескольких радиотехнических устройств с выбросом на плоской вершине для проверки метода.

2 МЕТОД КОСВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ УСТРОЙСТВ ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ С ОСЦИЛЛИРУЮЩИМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В рамках данного раздела будут рассмотрены методы измерения по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого [23] и второго порядка. Показано, что по модели первого порядка не удастся точно измерить КВХ устройств второго порядка ввиду компенсации инерционности емкости эквивалентной схемы индуктивностью. Предложен метод измерения по нелинейно-инерционной модели второго порядка, заключающийся в переносе точки стробирования КВХ на фронт переходной характеристики для минимизации влияния индуктивности эквивалентной схемы на ее измерение [74].

2.1 О взаимозависимости динамических характеристик при измерении устройств основной полосы частот с осциллирующими переходными характеристиками

Для начала рассмотрим метод измерения линейных характеристик по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка. В качестве объекта измерения примем его эквивалентную линейную схему (рисунок 2.1, а) с параметрами $R = 50$ Ом и $C = 70$ пФ.

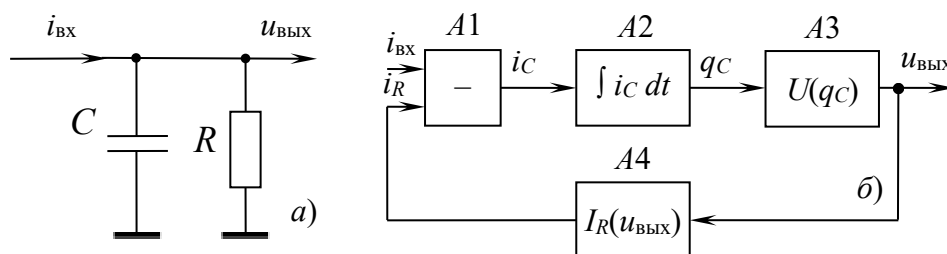


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема рекурсивного фильтра первого порядка (а) и функциональная схема для ее расчета (б)

Разработанный метод измерения предполагает, что точка стробирования ВАХ и КВХ устанавливается на плоской вершине семейства переходных характеристик (рисунок 2.2), когда все процессы уже завершены [20]. Выберем точку стробирования в момент времени 24 нс. ВАХ измеряется по семейству измеренных выходных напряжений (рисунок 2.2, а) и входных токов (рисунок 2.2, б). Семейство зарядов емкости (рисунок 2.2, в) вычисляется путем интегрирования тока емкости, который в свою очередь находится как разница входного тока (рисунок 2.2, б) и тока резистора, полученного путем интерполирования ВАХ (рисунок 2.3, а) по измеренному напряжению (рисунок 2.2, а). Измеренные ВАХ и КВХ представлены на рисунке 2.3.

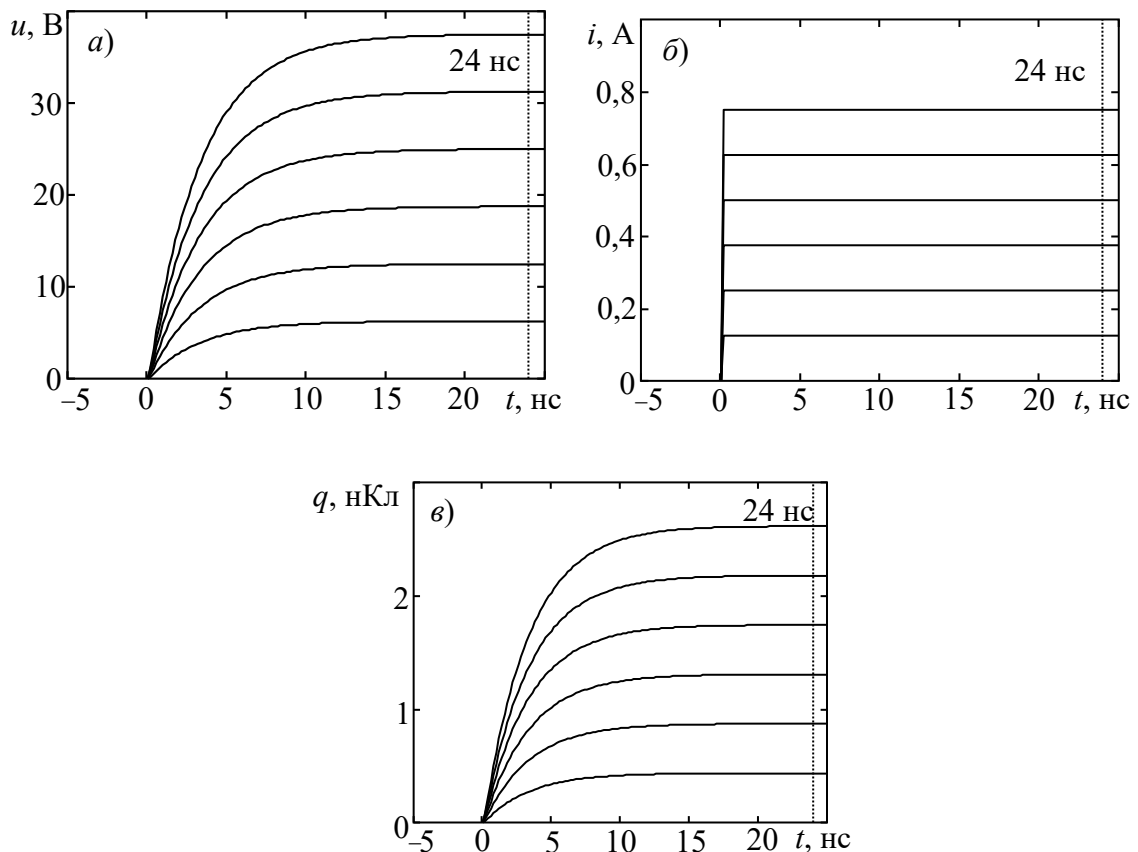


Рисунок 2.2 – Семейство переходных характеристик на выходе линейной схемы (а), токов на входе (б) и зарядов конденсатора (в). Пунктирные линии – точки стробирования для получения характеристических функций

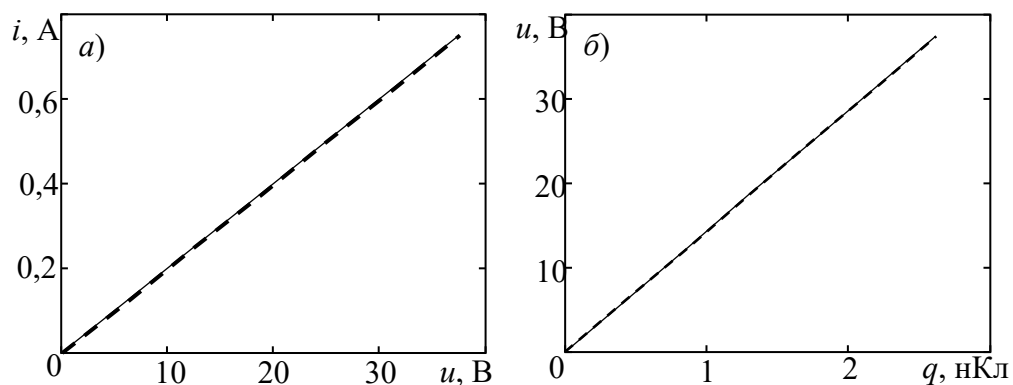


Рисунок 2.3 – ВАХ (а) и КВХ (б), измеренные по семейству переходных характеристик на рисунке 2.2. Штриховые прямые – действительные значения характеристик линейного фильтра

Измеренные характеристические функции получаются линейными, а их наклон обусловлен линейными параметрами эквивалентной схемы фильтра первого порядка (рисунок 2.1, а). В этом можно убедиться, если построить также действительные значения характеристик (рисунок 2.3, штриховые прямые). Погрешность измерения АВХ составила не более 0,07%, а КВХ не более 0,4%, что говорит о малой методической погрешности. Подставив АВХ и КВХ в структурную схему (рисунок 2.1, б), сравним исходные переходные характеристики с модельными (рисунок 2.4). Возьмем первые пять кривых для сравнения, так как модель линейна и для каждой кривой мы будем получать одинаковые результаты. Также посчитаем зависимость относительной погрешности от времени для модельных кривых относительно измеренных (рисунок 2.5). Погрешность не превышает 0,3%, что для поведенческих моделей является весьма хорошим результатом.

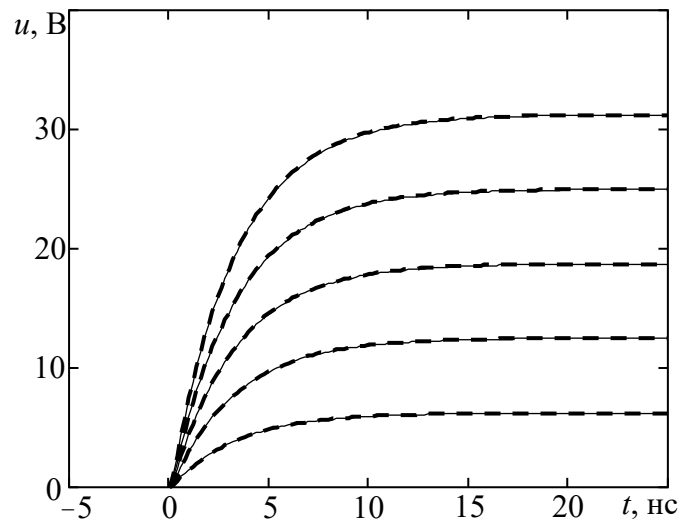


Рисунок 2.4 – Сравнение исходных переходных характеристик первого порядка (сплошные кривые) с модельными по измеренным характеристическим функциям (штриховые кривые)

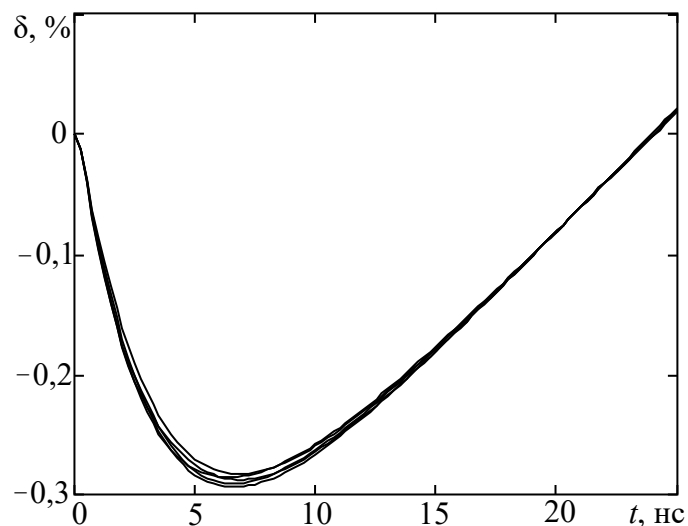


Рисунок 2.5 – Зависимость относительной погрешности от времени для модели первого порядка

Рассмотрим возможность измерения характеристических функций по рассмотренному методу, если к исходной линейной схеме (рисунок 2.1, *a*) добавим индуктивность последовательно с резистором, таким образом повысив порядок фильтра до второго (рисунок 2.6, *a*). В таком случае поменяется и функциональная схема, по которой будут моделироваться и

измеряться характеристические функции (рисунок 2.6, б), к которым также добавится ВБАХ.

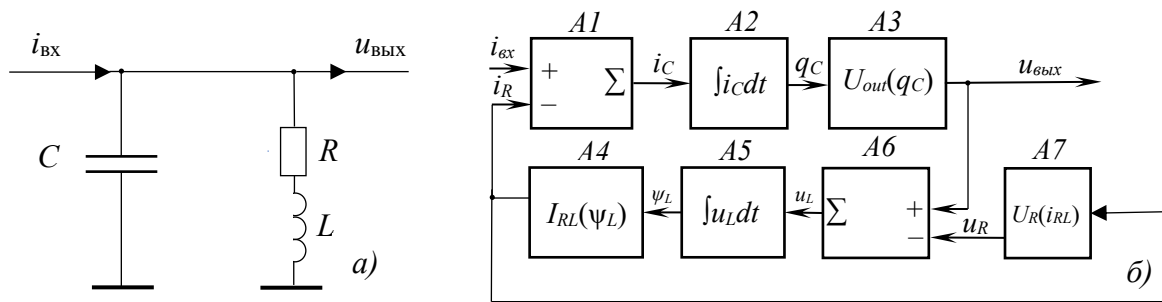


Рисунок 2.6 – Линейная эквивалентная схема второго порядка (а) и функциональная схема (б) для ее расчета

Параметры конденсатора C и резистора R фильтра второго порядка при этом оставим такими же, что и были в схеме первого порядка. Значение индуктивности L выбираем 90 нГн, чтобы наблюдать заметный выброс на плоской вершине переходной характеристики (рисунок 2.7). Семейство входных токов также остается без изменений (рисунок 2.2, б).

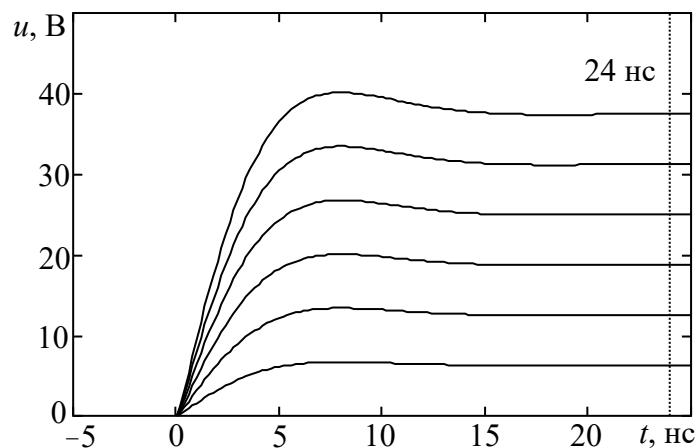


Рисунок 2.7 – Семейство выходных напряжений линейного фильтра второго порядка. Штриховая прямая – точка стробирования для получения характеристических функций модели второго порядка

Имея переходные характеристики второго порядка, можно измерить характеристические функции модели второго порядка. При этом метод измерения будем использовать такой же, что и для первого порядка. Однозначно в переходных характеристиках, независимо от порядка

используемого фильтра, можно измерить АВХ на плоской вершине, так как она не будет зависеть от реактивных элементов. Измеренная АВХ представлена на рисунке 2.8, на этом же рисунке отложено действительное значение.

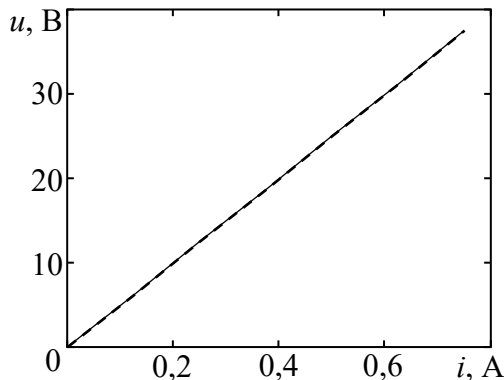


Рисунок 2.8 – Измеренная АВХ модели второго порядка (сплошная линия) и действительное значение линейного фильтра второго порядка (штриховая линия)

Точку стробирования КВХ также, как и для первого порядка, установим в момент времени 24 нс. При измерении КВХ по модели первого порядка, заряд конденсатора находился как разница между входным током и током резистора. При этом стоит отметить, что сопротивление индуктивности в данном расчете считается нулевым и не влияет на измерение семейства зарядов. В таком случае заряд будет находиться также, как и для первого порядка (рисунок 2.9).

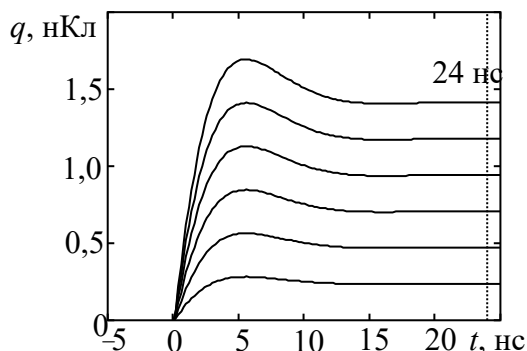


Рисунок 2.9 – Семейство зарядов конденсатора, найденное при обнулении индуктивности. Пунктирная линия – момент стробирования зарядов для нахождения кулон-вольтной характеристики

Измеренная КВХ представлена на рисунке 2.10 (сплошная линия). На этом рисунке также отложено действительное значение КВХ линейной схемы (рисунок 2.10, штриховая линия), наклон которой обусловлен действительным значением емкости конденсатора линейного фильтра $C = 70$ пФ. Можно заметить весьма большую погрешность измерения относительно действительного значения линейного фильтра, которая составила 45%. Для поведенческих моделей и измерительных задач такая погрешность является совершенно неприемлемой.

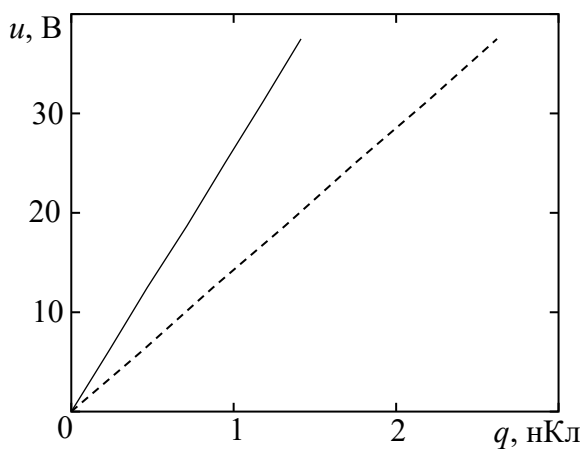


Рисунок 2.10 – Измеренная кулон-вольтовая характеристика при установке точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики (сплошная кривая) и действительное значение этой характеристики (штриховая кривая)

Получаемую погрешность измерения КВХ (рисунок 2.10) можно связать со следующим обстоятельством. В переходных характеристиках второго порядка напряжение возрастает быстрее, чем в характеристиках первого порядка и до большей величины. Поэтому вычисляемый по АВХ (без учета индуктивности, которая пока неизвестна) ток резистора также возрастает быстрее. В результате ток емкости (рисунок 2.11, а, штриховая кривая) спадает быстрее, чем для ПХ первого порядка (сплошная линия), и у него даже появляется отрицательный лепесток. Интегрируя этот ток, мы получим меньшее значение заряда по окончании переходного процесса (рисунок 2.11, б, штриховая линия), чем для ПХ первого порядка. Это соответствует

появлению методической погрешности измерения емкости, поскольку действительное значение емкости в вычислительных экспериментах с ПХ первого и второго порядка остается одинаковым.

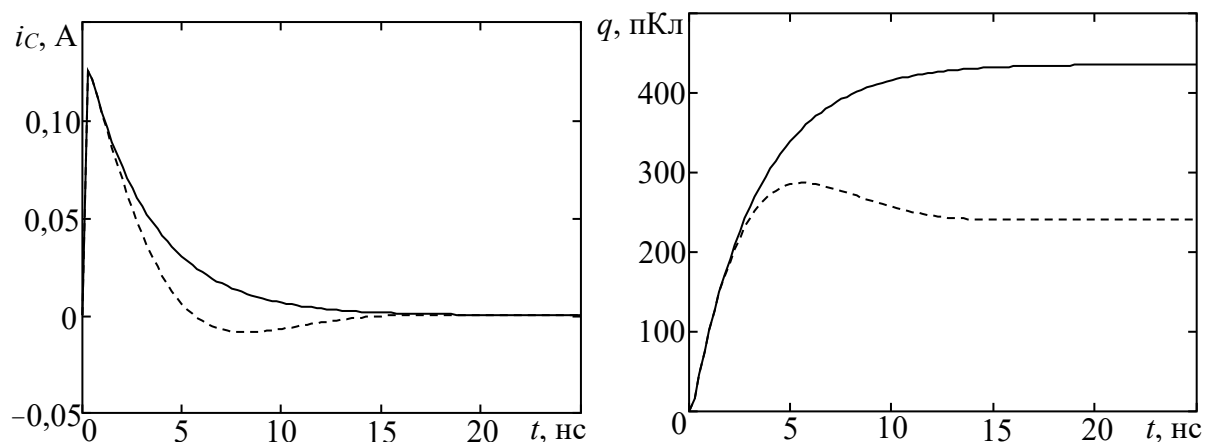


Рисунок 2.11 – Сравнение токов конденсатора (а) и зарядов (б) модели первого (сплошная кривая) и второго порядка (штриховая кривая)

При этом на рисунке 2.11, б можно заметить, что на начальном участке фронта переходной характеристики (примерно до 2 нс) вне зависимости от порядка модели заряды совпадают. Это говорит о том, что в начале фронта переходной характеристики влияние индуктивности минимально, поэтому заряд определяется преимущественно полным входным током, а значит можно перенести точку стробирования для измерения КВХ в начало, чтобы исключить это влияние.

Исходя из рассуждений, приведенных выше, можно сделать вывод, что по методу измерений на плоской вершине переходной характеристики проблематично обеспечить независимое измерение характеристик емкости и индуктивности. Поэтому предлагается идея независимого измерения КВХ на фронте переходной характеристики. В таком случае можно принять, что весь входной ток протекает только через конденсатор, заряд конденсатора будет линейно нарастать до тех пор, пока не начнется явное влияние индуктивности. Выбрав точку в этой линейнорастающей части фронта,

можно будет независимо измерить КВХ объекта измерения. Разработке этой идеи будет посвящен следующий подраздел.

2.2 Косвенное измерение кулон-вольтовой характеристики путем установления точки стробирования на фронте переходной характеристики

В предыдущем подразделе было рассмотрено, что индуктивность в эквивалентной схеме не позволяет адекватно измерить КВХ на плоской вершине переходной характеристики. Но при этом было предположено, что весь входной ток в начале фронта переходного процесса протекает только через эквивалентную емкость. Поэтому для независимого измерения КВХ предлагается рассмотреть перенос точки стробирования в начало фронта переходной характеристики.

Выбор точки стробирования на фронте приведет к тому, что будет охватываться не весь динамический диапазон выходных напряжений [74]. В целом, КВХ можно и экстраполировать на большие напряжения, и в случае линейной функции это будет работать корректно. Но если КВХ будет нелинейной, то погрешность экстраполяции может быть непредсказуемой и давать неадекватный результат.

Для того, чтобы охватить весь динамический диапазон, можно значительно увеличить амплитуду тестового сигнала. При этом переходные характеристики будут выходить за диапазон измерения, но только в области плоской вершины. Часть ПХ в окрестности точки стробирования на фронте по-прежнему в диапазон измерения будет укладываться [74]. На рисунке 2.12 ограничение диапазона измерений составляет 40 В.

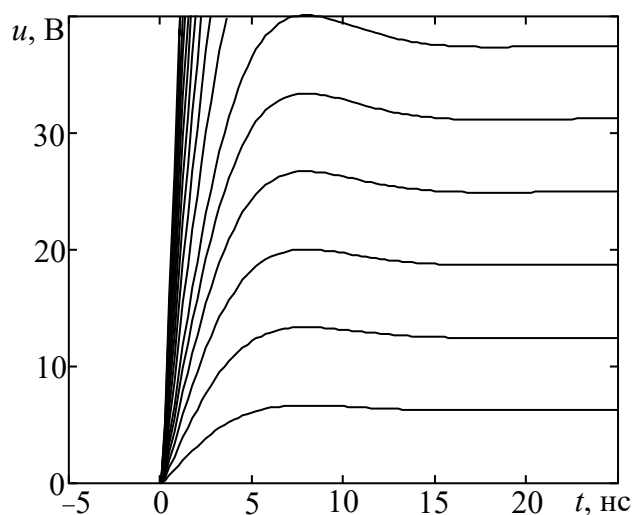


Рисунок 2.12 – Переходные характеристики с увеличенной амплитудой
ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Алгоритмически измерение KBX можно описать следующими шагами:

- 1) оператором выбирается точка стробирования KBX на фронте переходной характеристики;
- 2) после выбора точки стробирования, выбираются амплитуды тестового воздействия так, чтобы напряжение в точке стробирования охватывало весь диапазон измерений KBX (при этом стоит отметить, что выбор точки стробирования почти в самом начале фронта переходной характеристики будет приводить к многократному увеличению амплитуды – до 100 раз и более, что для некоторых устройств может быть критично);
- 3) находится ток конденсатора i_C путем приравнивания тока $i_{вх}$ на входе объекта измерения (так как предполагается, что в начале фронта переходной характеристики весь входной ток протекает только через конденсатор, то сопротивление индуктивности принимается равным бесконечности, то есть ток RL-цепи не протекает вообще);
- 4) ток конденсатора i_C интегрируется во времени для нахождения функции заряда конденсатора от времени, на которой устанавливается точка стробирования KBX.

Для примера в качестве объекта измерения используем линейный фильтр второго порядка с известными параметрами ($R = 50$ Ом, $C = 70$ пФ и

$L = 90$ нГн), который представлен на рисунке 2.6, а. Точка стробирования для измерения КВХ выбирается в момент времени 1 нс (рисунок 2.13). При этом амплитуда тестового воздействия выбрана так, чтобы ПХ с наибольшей амплитудой имела напряжение в момент времени 1 нс примерно равное верхней границе диапазона измерения (если пронаблюдать эту кривую при напряжениях более 40 В, то ее амплитуда составит около 160 В).

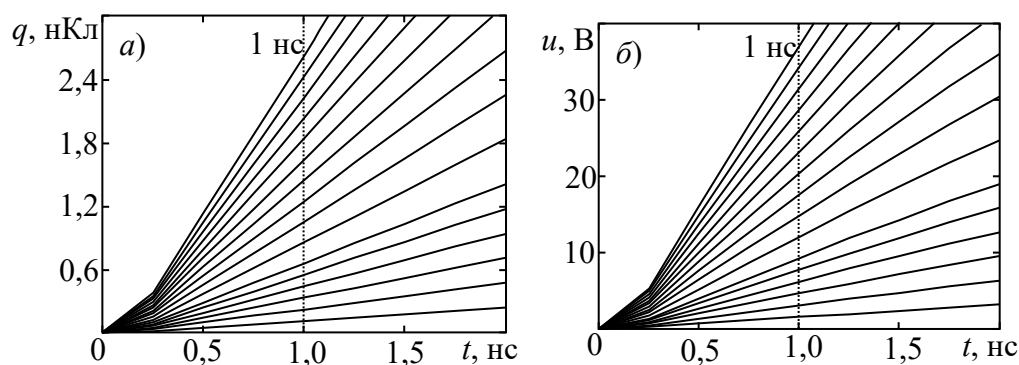


Рисунок 2.13 – Стробирование семейства зарядов конденсатора (а) и выходных напряжений (б) для нахождения кулон-вольтовой характеристики.

Штриховая линия – точка стробирования зарядов для измерения кулон-вольтовой характеристики

Измеренная КВХ представлена на рисунке 2.14. Для сравнения также отложена действительная характеристика, наклон которой обусловлен известным значением емкости конденсатора линейного фильтра 70 пФ.

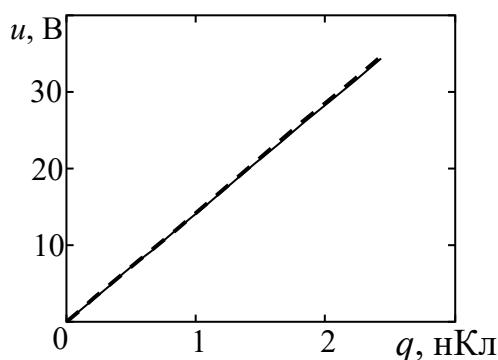


Рисунок 2.14 – Измеренная кулон-вольтовая характеристика (сплошная кривая) и действительная характеристика линейного фильтра второго порядка (штриховая кривая)

Погрешность измеренной по предложенному методу измерения КВХ относительно действительного значения линейной кривой на рисунке 2.14 не

превышает 0,87%. Из этого можно сделать вывод, что перенос точки стробирования на фронт переходной характеристики позволяет независимо от ВБАХ измерить КВХ с минимальной погрешностью.

2.3 Косвенное измерение вебер-амперной характеристики

Измерение ВБАХ происходит по остаточному принципу, так как АВХ и КВХ уже найдены [74]. Измерение основывается на обратном расчетном алгоритме по функциональной схеме нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. По измеренной КВХ находится заряд конденсатора q_C путем интерполирования функции заряда от выходного напряжения

$$q_C(j) = Q[u_{out}(j)], \quad (2.2)$$

где j – номер отсчета, $Q[u_{out}(j)]$ – интерполированная КВХ.

Далее, продифференцировав найденный заряд во времени, находится ток конденсатора i_C

$$i_C(j) = [q_C(j) - q_C(j - 1)] / \Delta t, \quad (2.3)$$

где Δt – интервал дискретизации.

Одной из функций, необходимой для измерения ВБАХ, является зависимость тока RL-цепи i_{RL} от времени, который можно найти как разницу входного тока $i_{вх}$ и тока конденсатора i_C :

$$i_{RL}(j) = i_{вх}(j) - i_C(j). \quad (2.4)$$

Второй функцией для измерения ВБАХ является магнитный поток ψ_L , протекающий через индуктивность. Для его нахождения необходимо определить напряжение на индуктивности u_L , которое будет находиться как разница выходного напряжения и напряжения на резисторе. Разница выходного напряжения u_{out} и напряжения на резисторе $U_R[i_{RL}(j)]$, которое находится интерполяцией измеренной АВХ для найденного тока RL-цепи i_{RL} , даст напряжение на индуктивности в RL-цепи

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j)]. \quad (2.5)$$

где $U_R[i_{RL}]$ – интерполированная АВХ.

Проинтегрировав напряжение на индуктивности во времени, найдем таким образом магнитный поток ψ_L

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2. \quad (2.6)$$

Рассчитанные по переходным характеристикам ток RL-цепи и магнитный поток представлены на рисунке 2.15. Точка стробирования выбирается на плоской вершине в тот же момент времени, что и для АВХ, то есть 24 нс.

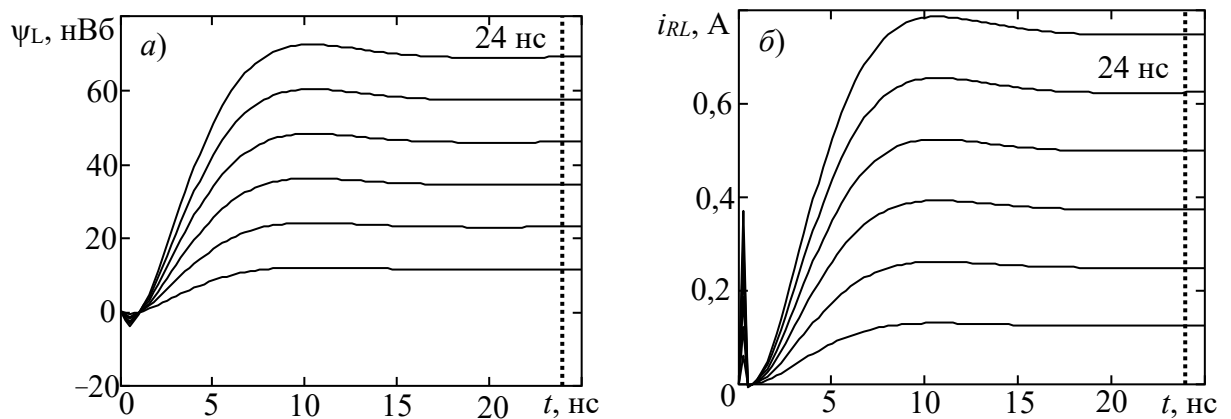


Рисунок 2.15 – Измеренные семейства магнитных потоков (а) и токов RL-цепи (б). Пунктирные линии – точка стробирования вебер-амперной характеристики

Резкий скачок при расчете тока RL-цепи, который появляется в начале фронта, является артефактом расчета и возникает в следствии того, что ПХ имеет резкий переход из нуля к фронту. За счет применения дифференцирования в формуле (2.3) появляются такие резкие скачки, которые не влияют на измерение ВбАХ, так как точка стробирования выбирается в момент времени на плоской вершине. Для стробирования выбираются переходные характеристики, укладывающийся в диапазон измерения на плоской вершине. В целом такого количества переходных характеристик хватает для исчерпывающей характеристики ВбАХ, так как самая большесигнальная ПХ охватывает весь диапазон измерения. Полученная

ВБАХ представлена на рисунке 2.15. На этом же рисунке отложена действительная характеристика ВБАХ эквивалентной индуктивности объекта измерения, который представляет собой линейный фильтр второго порядка, с параметрами ($R = 50$ Ом, $C = 70$ пФ и $L = 90$ нГн).

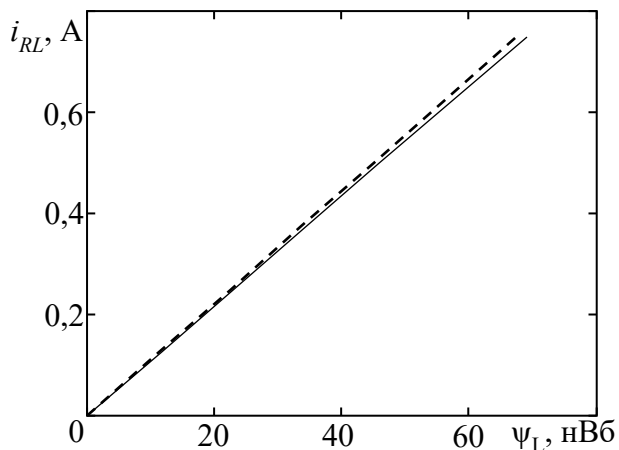


Рисунок 2.16 – Измеренная (сплошная кривая) и действительная (штриховая кривая) вебер-амперная характеристика эквивалентной индуктивности линейного фильтра второго порядка

Погрешность измерения ВБАХ на рисунке 2.16 не превышает 2% относительно действительной характеристики. При этом получаемая погрешность частично является переходящей из измерения КВХ (погрешность измерения которой не превышает 0,87%). Если расположить точку стробирования КВХ еще левее на фронте переходной характеристики, то можно снизить погрешность для обоих измеряемых характеристик. Но в таком случае, чем левее располагается точка стробирования на фронте, тем в еще большее количество раз необходимо увеличивать амплитуду тестового сигнала, что для измеряемого устройства может быть критично. Поэтому получаемая погрешность, особенно для поведенческих моделей, является удовлетворительной. Из этого можно сделать вывод, что все характеристические функции были измерены верно и с приемлемой погрешностью, а значит метод измерения с переносом точки стробирования на фронт переходной характеристики для измерения КВХ можно применять на практике.

Измеренные характеристические функции были подставлены в модель на рисунке 2.6, б и сравнены с исходными (рисунок 2.17).

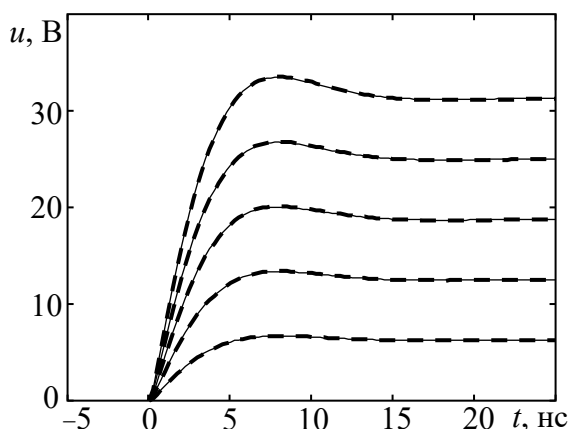


Рисунок 2.17 – Исходное семейство переходных характеристик (сплошные кривые) и полученные по модели (штриховые кривые)

Относительная погрешность на рисунке 2.17 не превышает 0,4%, что поведенческого моделирования очень хороший результат.

При этом стоит отметить существенный недостаток метода, который заключается в большой амплитуде тестового воздействия относительно реальных динамических диапазонов работы устройств. При используемом подходе к измерению, объект измерения переводится в глубокое насыщение, подача высокоамплитудных сигналов (в данном случае увеличение амплитуды происходило в 4 раза до 160 В) может привести к выводу устройства из строя. Воздействие является импульсным и в большинстве своем разрушительные свойства будут определяться скважностью, которую установит оператор. При установлении большой скважности лавинный пробой возможен, но тепловое повреждение устройства маловероятно.

2.4 Иллюстрация работы метода для объекта с сильной нелинейностью

В предыдущем разделе для простоты иллюстрации принципа рассмотрен линейный объект измерения. Однако метод предназначен для характеристики нелинейных устройств (например, усилителей). Поэтому далее представим иллюстративный вычислительный эксперимент для объекта с нелинейными свойствами. Для этого добавим к линейным

характеристическим функциям нелинейность, полученную с помощью полиномов второго порядка

$$U_R(i_{\text{вх}}) = R \cdot i_{\text{вх}} - R'' i_{\text{вх}}^2, \quad (2.7)$$

$$U_{\text{out}}(q_C) = q_C / C - U'' q_C^2, \quad (2.8)$$

$$I_{\text{RL}}(\psi_L) = \psi_L / L - I'' \psi_L^2, \quad (2.8)$$

где $U_{\text{out}}(i_{\text{вх}})$ – ампер-вольтовая характеристика, $i_{\text{вх}}$ – входной ток, $U_{\text{out}}(q_C)$ – кулон-вольтовая характеристика, R'' – коэффициент нелинейности ампер-вольтовой характеристики с размерностью Ом/А², q_C – заряд эквивалентного конденсатора, U'' – коэффициент нелинейности кулон-вольтовой характеристики с размерностью В/Кл², $I_{\text{RL}}(\psi_L)$ – вебер-амперная характеристика, ψ_L – магнитный поток эквивалентной индуктивности, I'' – коэффициент нелинейности вебер-амперной характеристики с размерностью А/Вб².

Коэффициент в линейном слагаемом полинома выбран исходя из параметров рассмотренной ранее линейной схемы ($R = 50$ Ом, $C = 70$ пФ и $L = 90$ нГн). Коэффициенты при квадратичной части подбираются так, чтобы получить отклонение от линейной характеристики примерно на 10% при максимальных значениях параметров. Этого достаточно, чтобы наблюдать нелинейность визуально.

Получаемые нелинейные характеристические функции представлены на рисунке 2.18, а семейство переходных характеристик изображено на рисунке 2.19, б. На переходных характеристиках можно видеть (рисунок 2.19, б), что на малосигнальной кривой выброс почти незаметен визуально, но с ростом амплитуды тестового сигнала он увеличивается, и в большесигнальном режиме даже появляется небольшой провал после выброса.

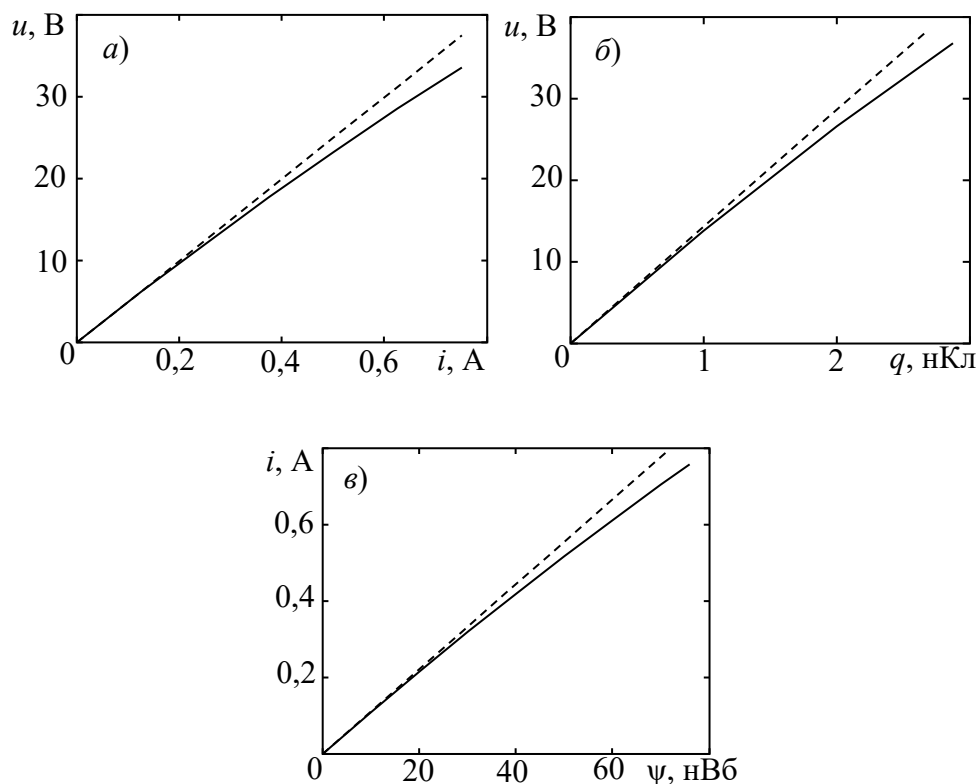


Рисунок 2.18 – Синтезированные полиномом второго порядка нелинейные характеристические функции: АВХ (а), КВХ (б) и ВбАХ (в). Штриховые линии – их линейаризации

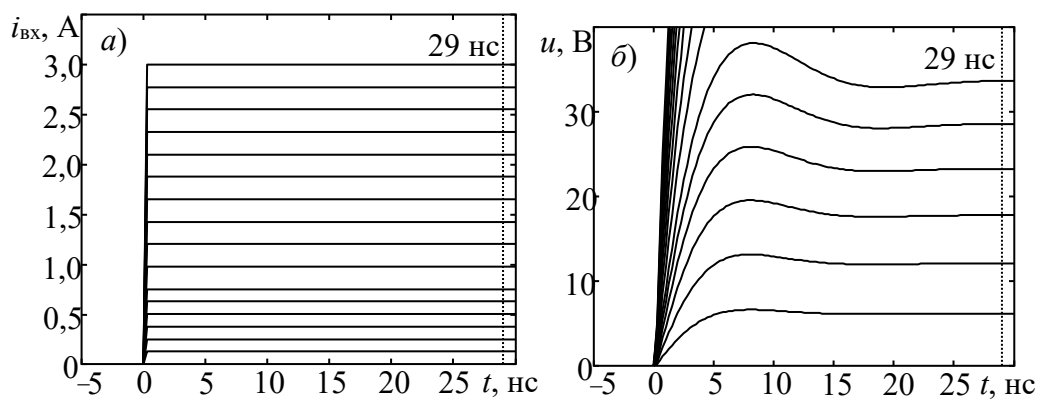


Рисунок 2.19 – Семейство входных токов (а) и переходных характеристик с добавленной нелинейностью (б). Пунктирная кривая – точка стробирования ампер-вольтовой характеристики

Для измерения АВХ точка стробирования выбирается в момент времени 29 нс, где плоская вершина имеет установившееся значение. Измеренная АВХ представлена на рисунке 2.20. Для сравнения на рисунке 2.20 также

представлена действительная АВХ, полученная с помощью полинома и их линеаризация. Погрешность измерения АВХ составила 0,1%.

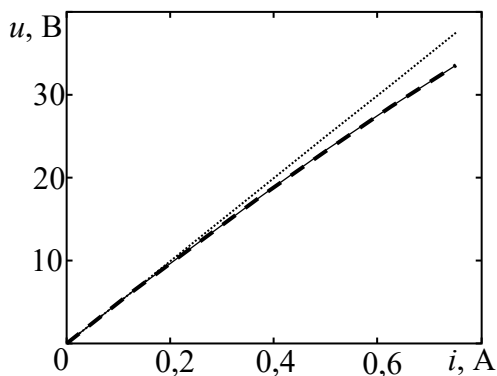


Рисунок 2.20 – Измеренная ампер-вольтовая характеристика (сплошная кривая), действительная характеристика (штриховая кривая) и их линеаризация (пунктирная кривая)

Измерив АВХ, по вышеописанному методу измерим КВХ. Выбор точки стробирования на фронте ПХ был обоснован в предыдущих разделах, а в этом попробуем систематизировать этот процесс. Для этого удобнее рассматривать зависимость емкости от времени, которая находится делением малосигнальной кривой заряда конденсатора на соответствующую кривую выходного напряжения (рисунок 2.21). Выбор малосигнальной кривой можно объяснить тем, что реакция объекта линейна и по ней удобно сравнивать отклонение емкости от действительного значения.

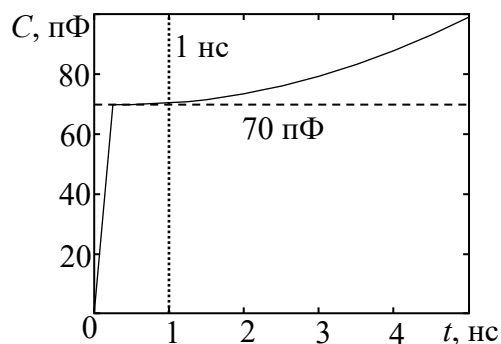


Рисунок 2.21 – Вычисленная характеристика емкости от времени по малосигнальной кривой. Пунктирная линия – точка стробирования по КВХ, штриховая кривая – действительное значение емкости на линейном участке КВХ

В зависимости от выбора точки стробирования, будет определяться дальнейшее измерение характеристик. Как уже было сказано ранее, выбор точки стробирования почти в начале фронта ПХ будет приводить к кратному увеличению амплитуды тестового сигнала, что для объекта измерения может быть критично. Если же наоборот, расположить точку стробирования правее, то будет возрастать относительная погрешность вплоть до начала влияния индуктивности эквивалентной схемы.

На рисунке 2.21 можно заметить, что наименьшая погрешность (0,15%) будет находиться в момент времени 0,25 нс, что соответствует самому началу фронта. Но в таком случае, для расположения точки стробирования в 0,25 нс необходимо увеличить амплитуду тестового сигнала в сотни раз, что может привести к еще большей перегрузке устройства. Если расположить точку правее, например, в момент времени 2 нс, то погрешность измерения относительно действительного значения составит 6,6%, что для поведенческих моделей будет еще приемлемо. В таком случае нет необходимости в многократном увеличении амплитуды тестового сигнала. Пунктирной линией на рисунке 2.21 обозначена точка стробирования в момент времени 1 нс. В выбранной точке стробирования погрешность измерения составляет 1,3%, что в целом является приемлемым. Из этого можно резюмировать, что выбирать точку стробирования можно на усмотрение оператора, который проводит измерение, а также с учетом возможной перегрузки объекта измерения и допустимой погрешности измерения.

Семейства зарядов конденсатора и выходных напряжений для измерения КВХ представлены на рисунке 2.22. Точка стробирования, исходя из рассуждений выше, была выбрана в момент времени 1 нс, в которой измеряется объект во всем наблюдаемом диапазоне выходных напряжений.

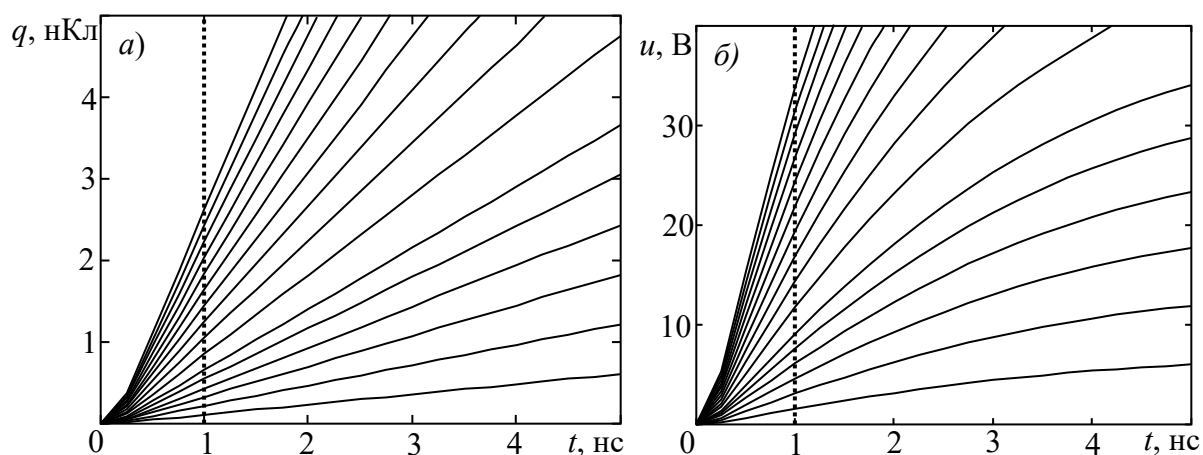


Рисунок 2.22 – Семейство зарядов конденсатора (а) и выходных напряжений (б). Пунктирные линии – точка стробирования кулон-вольтовой характеристики

Измеренная нелинейная КВХ представлена на рисунке 2.23 (сплошная кривая). На этом же рисунке 2.23 также для сравнения представлена действительная характеристика, полученная с помощью полинома (штриховая кривая).

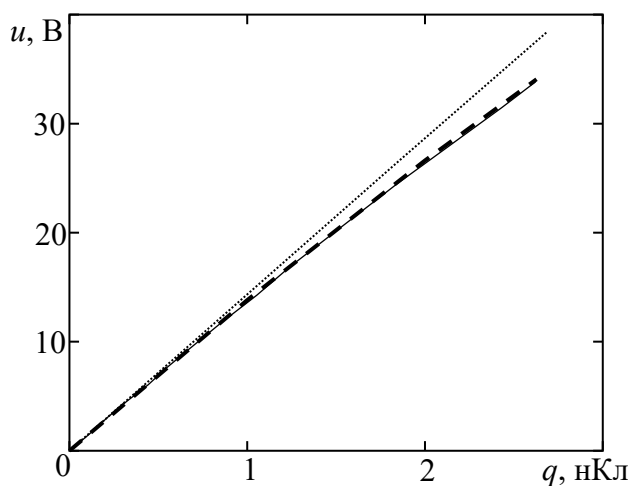


Рисунок 2.23 – Измеренная кулон-вольтовая характеристика (сплошная кривая), действительная характеристика (штриховая кривая) и их линеаризация (пунктирная линия)

По рисунку 2.23, можно заметить, что присутствует небольшая погрешность измерения относительно действительной характеристики, которая составляет 0,7%. В целом, такая погрешность приемлема для

поведенческих моделей. По остаточному принципу определяем ВБАХ по семейству магнитных потоков и токов RL-цепи (рисунок 2.24).

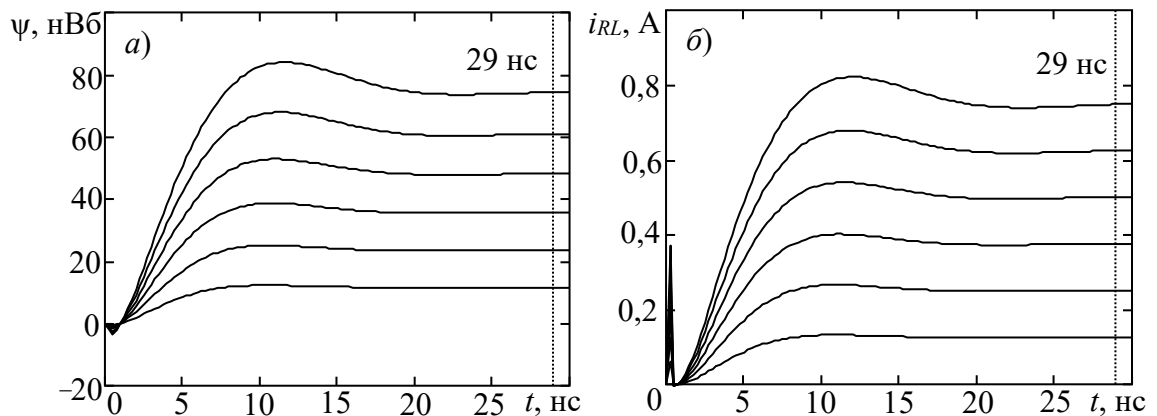


Рисунок 2.24 – Семейство магнитных потоков (а) и токов RL-цепи (б).

Пунктирные линии – точка стробирования вебер-амперной характеристики

Точка стробирования выбирается в момент времени 29 нс, в той же точке, где и измеряется АВХ. Измеренная ВБАХ представлена на рисунке 2.25.

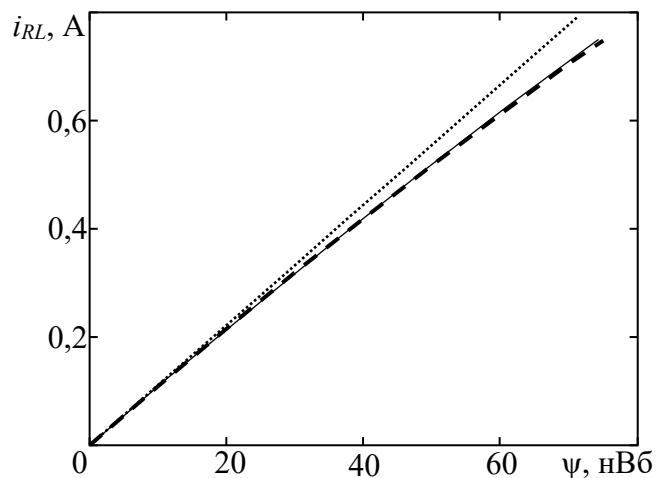


Рисунок 2.25 – Измеренная вебер-амперная характеристика (сплошная кривая), действительная характеристика (штриховая кривая) и их линеаризация (пунктирная линия)

Полученная относительная погрешность на рисунке 2.25 составляет 1,2%, и является приемлемой. Стоит отметить, что получаемые погрешности измерения нелинейных характеристик сопоставимы с ранее измеренными линейными. Это говорит о том, что методическая погрешность минимальна.

Подставим измеренные характеристические функции в модель второго порядка и сравним получаемые переходные характеристики с действительными (рисунок 2.26).

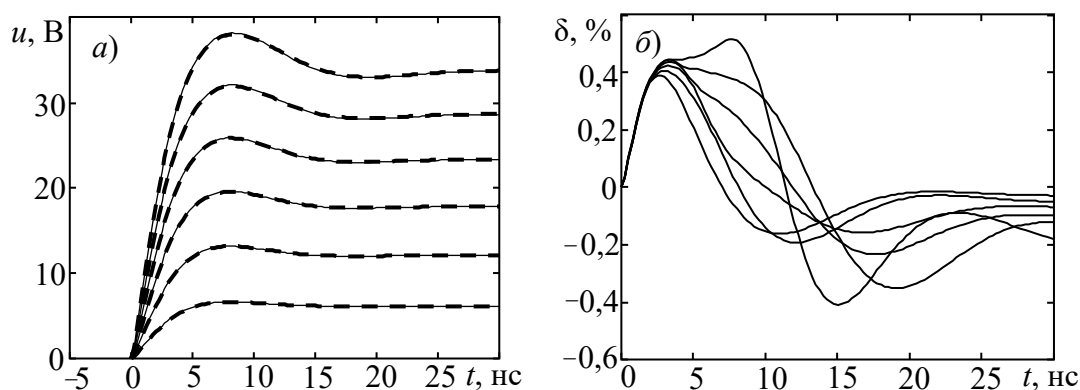


Рисунок 2.26 – Исходное семейство переходных характеристик (сплошные кривые) и смоделированное по измеренным характеристическим функциям (штриховые кривые) (а) и относительная погрешность воспроизведений (б)

Смоделированные переходные характеристики показывают приемлемый результат. Можно заметить на рисунке 2.26, б, что относительная погрешность для самой большесигнальной кривой не превышает 0,6%. Из этого можно сделать вывод, что разработанный метод позволяет адекватно измерять не только линейные или слабонелинейные устройства, но и устройства с сильной нелинейностью, достигающей десятки процентов.

2.5 Выводы по разделу

По проделанной работе можно сформировать следующие выводы.

1. Показано, что при установлении точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики, измерение кулон-вольтовой характеристики по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка сопровождается большой погрешностью.

2. Предложенный метод измерения, заключающийся в переносе точки стробирования в начало фронта переходной характеристики для измерений

кулон-вольтовой характеристики, позволяет с приемлемой погрешностью измерить параметры эквивалентной схемы устройства второго порядка.

3. При переносе точки стробирования на фронт переходной характеристики необходимо многократно увеличивать амплитуду тестового сигнала для измерения во всем диапазоне наблюдения.

4. Уменьшить диапазон увеличения амплитуд тестовых сигналов можно, если перенести точку стробирования правее, в допустимых пределах погрешности измерения кулон-вольтовой характеристики.

5. На примере устройства второго порядка с сильной нелинейностью (порядка десятка процентов) показано, что погрешность измерения характеристических функций составляет не более 1,2% для кривой с наибольшей амплитудой, тогда как погрешность моделирования не превысила 0,6%, что можно считать весьма хорошим результатом для поведенческих моделей.

3 ОЦЕНИВАНИЕ И УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ С УЧЕТОМ НЕПОЛНОГО СООТВЕСТВИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ МОДЕЛИ ВТОРОГО ПОРЯДКА

В данном разделе рассматриваются два частных случая, которые позволяют уменьшить погрешность определения характеристических функций устройств. В первом случае рассматривается влияние RL-цепи эквивалентной схемы нелинейного рекурсивного фильтра [74]. В предыдущем разделе были представлены идеализированные измерения кулон-вольтовой характеристики, где весь входной ток равен току емкости. Поэтому полезно рассмотреть, насколько учет тока RL-цепи позволит улучшить качество измерения. Вторым рассматриваемым случаем обусловлен тем, что на порядок переходной характеристики в большей степени влияют не осцилляции на плоской вершине переходной характеристики, а сглаженный переход к быстрой части фронта [75]. Это становится критично при измерении кулон-вольтовой характеристики, когда точка стробирования переносится в начало фронта переходной характеристики.

3.1 Оценка влияния начального значения индуктивности на точность определения кулон-вольтовой характеристики

На рисунке 3.1 представлены измеренные переходные характеристики осциллографа National Instruments PXI-5114. Методика их измерения представлена в разделе 4.2, а здесь остановимся на оценке влияния RL-цепи эквивалентной схемы (рисунок 3.2) на измерение кулон-вольтовой характеристики [74].

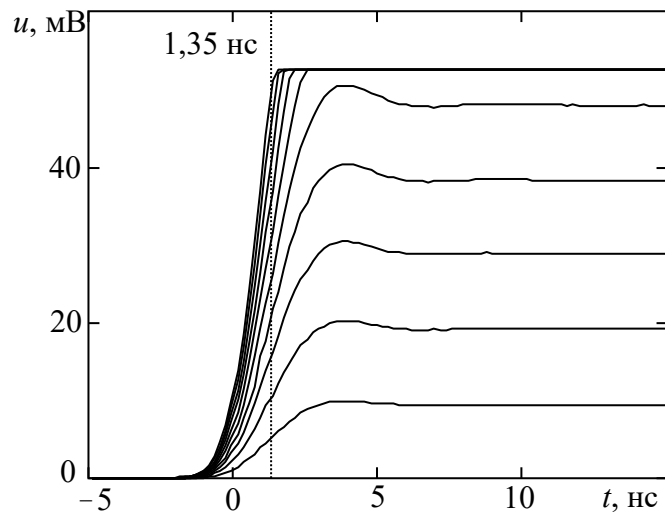


Рисунок 3.1 – Семейство переходных характеристик осциллографа National Instrument PXI-5114. Пунктирная линия – точка стробирования при измерении КВХ

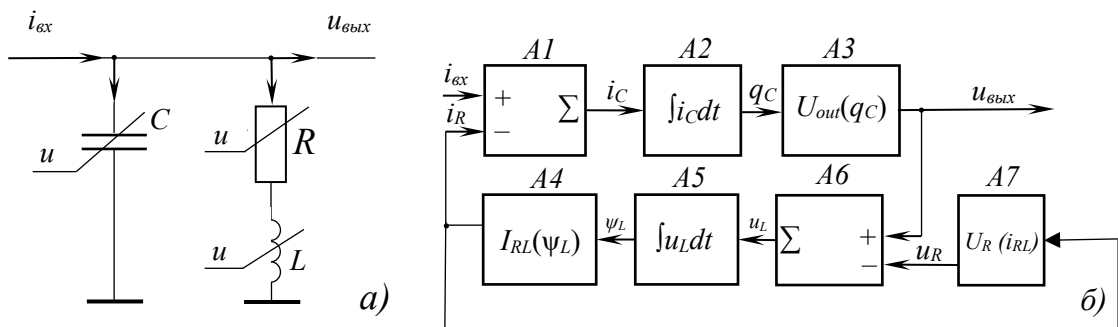


Рисунок 3.2 – Эквивалентная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка (а) и его функциональная расчетная схема (б)

В отличие от раздела 2, параметры и характеристики объекта измерения заранее неизвестны. Поэтому вариационным методом были определены референсные значения (режиме малого сигнала) емкости и индуктивности в эквивалентной схеме на рисунке 3.2, а. Линейная емкость $C_0 = q/u$ и индуктивность $L_0 = \psi/i$ для этой кривой определяются вариационным методом для достижения наилучшего соответствия измеренной и смоделированной переходных характеристик [73]. Значение емкости C_0 составило 28 пФ, индуктивность L_0 равна 37 нГн.

Выбранный объект измерения слабонелинеен, однако для объекта измерения с сильной нелинейностью ВБАХ может значительно отличаться от линейной, а индуктивность – от постоянного значения. Поэтому основной задачей является оценка того, насколько сильно влияет отклонение L_0 от действительного значения на результат измерения емкости (или заряда) в схеме на рисунке 3.2, а.

Вначале попробуем обойтись без конкретных числовых значений индуктивности. В первом случае мы полагаем, что сопротивление RL-цепочки принимается бесконечно большим, поэтому весь входной ток i_{in} равен емкостному току i_C , протекающему через конденсатор (как это было изложено в разделе 2). Далее заряд находится интегрированием тока емкости во времени по (1.12) (рисунок 3.3, верхняя кривая).

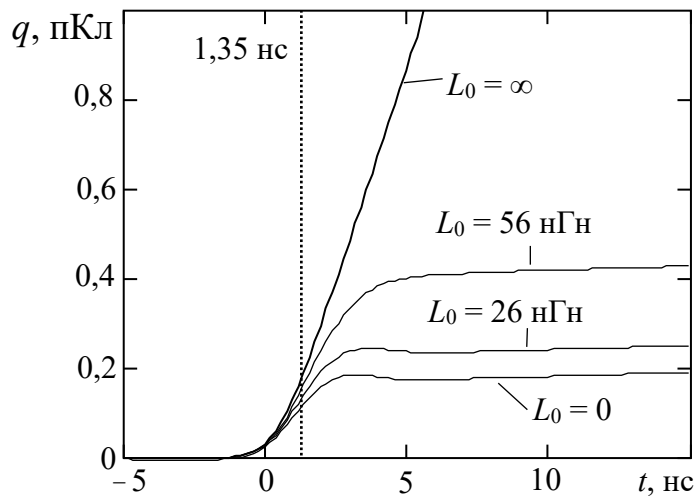


Рисунок 3.3 – Расчетные значения заряда конденсатора как функции времени при амплитуде входного тока 0,2 мА и при разных предположениях о индуктивности. Пунктирная линия – момент стробирования

Второй случай является противоположным: мы принимаем сопротивление индуктивности бесконечно малым. Фактически, это соответствует модели первого порядка [20]. Емкостной ток i_C находится как разница входного тока $i_{вх}$ и тока, протекающего через резистор i_R :

$$i_C(j) = i_{вх}(j) - i_R(j - 1). \quad (3.1)$$

Заряд на конденсаторе находится с помощью интегрирования во времени также по (1.12) (рисунок 3.3, нижняя кривая).

Удобней оценивать отклонение от действительных значений емкости, а не заряда. Поэтому на рисунке 3.4 приведены зависимости расчетного значения емкости от времени (как результат деления кривых заряда из рисунка 3.3 на кривые выходного напряжения (рисунок 3.1)).

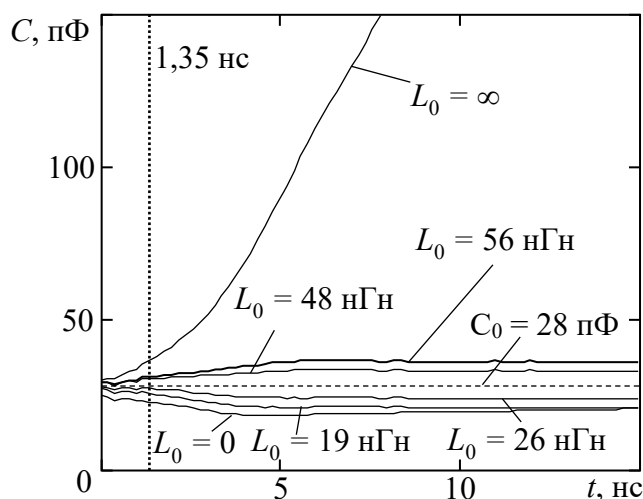


Рисунок 3.4 - Расчетные значения емкости как функции от времени при амплитуде входного тока 0,2 мА и при разных предположениях о индуктивности. Штриховая линия – референсная емкость C_0 . Пунктирная линия – точка стробирования на фронте ПХ.

Из верхней и нижней кривой на рисунке 3.4 видно, что при стробировании на плоской вершине ПХ (7 нс и далее) отклонение измеренного значения емкости от действительного составляет (+361/–34) %, что делает измерение некорректным.

Из того же рисунка 3.4 видно, что при перемещении момента стробирования на фронт погрешность измерения существенно уменьшается. Однако при смещении точки стробирования левее, чем 1,35 нс, будет уменьшаться диапазон измерения КВХ по напряжению (рисунок 3.1), а, следовательно, и по заряду. В точке стробирования 1,35 нс для предположений $L_0 = \infty$ и $L_0 = 0$ погрешность получается соответственно (+25/–21) %. При этом

уже можно говорить об измерении с определенной погрешностью, однако для ряда задач погрешность слишком велика.

Предложение для дальнейшего уменьшения погрешности измерения KBX состоит в том, чтобы определить начальное приближение для индуктивности в схеме на рисунке 3.2, а по малосигнальной кривой.

При известной референсной индуктивности L_0 ток RL-цепи i_{RL} определяется по системе формул:

$$u_L(j) = u_{\text{вых}}(j) - U_R[i_{RL}(j-1)], \quad (3.2)$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2, \quad (3.3)$$

$$i_{RL}(j) = \psi_L(j)/L_0. \quad (3.4)$$

Далее рассчитанный ток RL-цепи подставляется в (1.11), и по (1.12) находится заряд на емкости.

Как сказано выше, малосигнальное значение индуктивности равно 37 нГн. За счет нелинейности устройства при больших сигналах индуктивность может отклоняться от этого значения. В качестве максимально допустимой нелинейности по индуктивности примем $\pm 50\%$. Тогда потребуется оценить влияние на погрешность измерения KBX такого отклонения по индуктивности.

Из рисунка 3.4 (две кривые при $L_0 = 56$ нГн и 19 нГн) получаем, что погрешность измерения KBX при таких предположениях об индуктивности составляет $(+7/-11)\%$. Для нелинейности по индуктивности в пределах $\pm 30\%$ получаем погрешность измерения KBX $(+4/-6)\%$, что является типичным для поведенческих моделей.

Теперь построим KBX в целом, выполняя стробирование при подстановке действительного значения индуктивности и при его отклонении $\pm 30\%$ в точке 1,35 нс, что дает охват полного диапазона измеряемых напряжений (рисунок 3.5). Методическая погрешность измерения KBX, вызванная фактором неопределенности индуктивности в эквивалентной схеме, не превышает $+4/-6\%$.

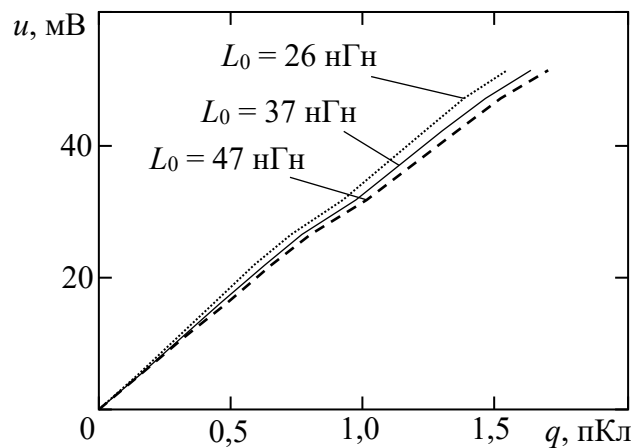


Рисунок 3.5 – Кулон-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (средняя кривая) вместе с методической погрешностью измерения (верхняя и нижняя кривые)

Полученная погрешность измерения КВХ на рисунке 3.5 с учетом фактора неопределенности по индуктивности является удовлетворительной. Но стоит отметить еще один положительный фактор, позволяющий улучшить качество измерения. Добавление тока RL-цепи позволяет перенести точку стробирования для измерения КВХ значительно правее, чем предполагалось в разделе 2. Это позволяет также значительно снизить диапазон увеличения амплитуд тестовых сигналов, что дает возможность адекватно измерять реалистичные переходные характеристики устройств второго порядка.

3.2 Уменьшение погрешности моделирования переходных характеристик высших порядков за счет добавления линейного фильтра Гаусса к нелинейной модели второго порядка

На рисунке 3.6 сплошной линией приведен пример ПХ устройства оцифровки National Instruments PXI-5114 при входном токе 0,2 мА. Штриховой линией на рисунке 3.6 приведена переходная характеристика линейного фильтра нижних частот (ФНЧ) второго порядка (рисунок 3.2, параметры $C = 32$ пФ, $L = 35$ нГн, $R = 46,9$ Ом) с подходящей частотой среза и добротностью (нелинейность осциллографа составляет десятые доли процента [75], поэтому при рассмотрении формы ПХ в целом ее можно ее можно

представить линейной моделью). Представленный на рисунке 3.2 ФНЧ реализован как включенный шунтом двухполюсник со входом по току и выходом по напряжению. Это упрощает описание его передаточной характеристики.

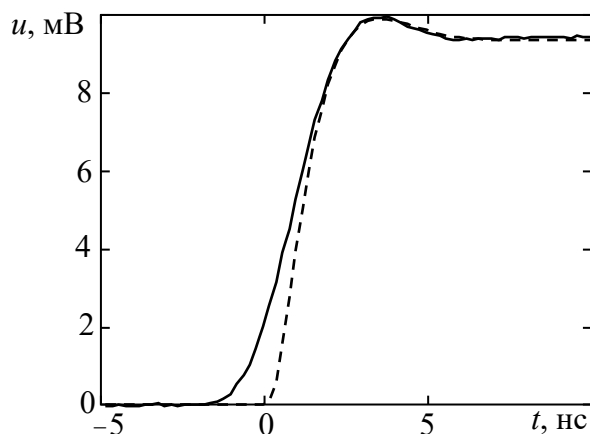


Рисунок 3.6 – Переходные характеристики осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошная кривая) и фильтра второго порядка (штриховая линия)

Для моделирования ПХ осциллографа в целом достаточно модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, даже устройство имеет порядок выше второго (рисунок 3.6). Наибольшая невязка модели второго порядка с измеренными ПХ наблюдается в самом начале переходного процесса. Крутизна ПХ второго порядка весьма быстро достигает максимальных значений, в то время как ПХ более высоких порядков являются сглаженными вместе с их производными.

Такая невязка не имеет большого значения, если стробирование для определения характеристических функций выполняется по окончании переходных процессов в устройстве. Однако с переносом точки стробирования на фронт в соответствии с методом [75], погрешность измерения характеристических функций по нелинейно-инерционной модели второго порядка оказывается в сильной зависимости от отмеченной невязки. Можно видеть, что фронт и область осцилляций аппроксимируются удовлетворительно уже фильтром второго порядка, однако начальный участок переходного процесса моделируемого устройства (примерно $-2 \dots 0$ нс) явно

не соответствует примененной модели. Это обстоятельство будет вызывать существенную систематическую погрешность измерения характеристик исследуемого объекта в соответствии со способом [75]. Этот способ использует начальный участок ПХ для отдельного измерения характеристики емкостного элемента эквивалентной схемы объекта, поэтому важно минимизировать погрешность аппроксимации на данном участке.

Исходя из этого, в данном подразделе рассматривается, как влияет этот сглаженный участок на характеризацию устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине ПХ, и способ снижения погрешности определения характеристических функций и моделирования при использовании модели ограниченного порядка [75].

На рисунке 3.7 в качестве примера представлены переходные характеристики фильтра Баттерворта различного порядка. Можно заметить, что с повышением порядка фильтра растягивается (примерно до 2 нс) переход к наиболее быстрому участку фронта, что соответствует свойству измеренной ПХ объекта. Однако фильтр, моделирующий объект, строится как нелинейный и увеличение его порядка приведет к увеличению количества характеристических функций, что нежелательно.

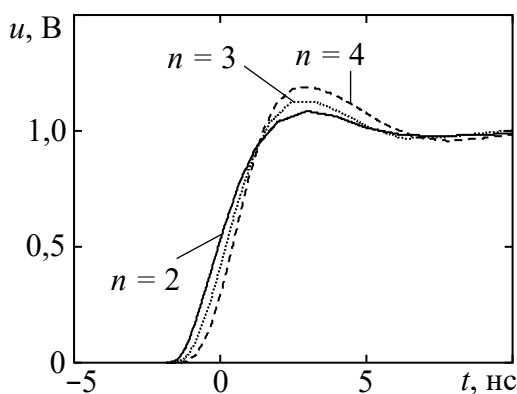


Рисунок 3.7 – Переходные характеристики линейных фильтров Баттерворта различного порядка n

Альтернативный способ моделирования ПХ объекта: сохранить второй порядок нелинейного фильтра, но добавить простой линейный фильтр, сглаживающий «излом» в начале переходной характеристики. Линейный

характер этого дополнительного фильтра допустим в связи с тем, что начальный участок ПХ при любом уровне воздействия является малосигнальным. Простой характер перехода к крутому участку ПХ (без дополнительных осцилляций) указывает на то, что следует применить дополняющий фильтр с переходной характеристикой совершенно без выбросов. К таким фильтрам относится только фильтр Гаусса.

Передаточная характеристика фильтра Гаусса описывается следующим выражением:

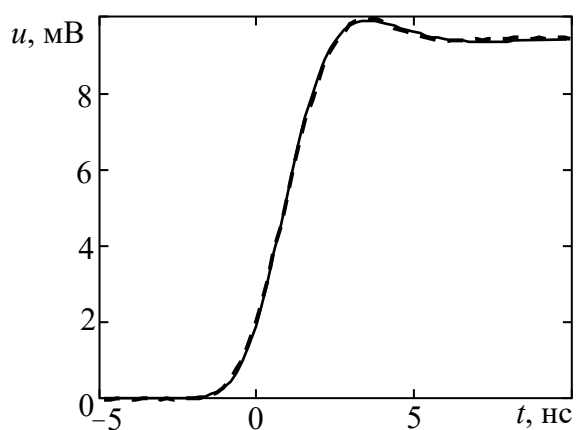
$$H(\omega) = \exp[-(\omega \tau / 2)^2], \quad (3.5)$$

где τ – постоянная времени фильтра Гаусса. Форма выходного сигнала $u(t)$ такого фильтра получается, как результат обратного преобразования Фурье F^{-1} от произведения спектра входного сигнала на передаточную функцию фильтра Гаусса:

$$u(t) = F^{-1} \{ F[x(t)] H(\omega) \}, \quad (3.6)$$

где $x(t)$ – входной сигнал, F – прямое преобразование Фурье.

На рисунке 3.8 представлено сравнение измеренной переходной характеристики осциллографа с модельной, когда к изображенному на рисунке 3.2, а ФНЧ добавляется фильтр Гаусса. При этом параметры в ФНЧ изменяются: емкость $C = 30$ пФ, $L = 37$ нГн, резистор $R = 46,9$ Ом, постоянная времени фильтра Гаусса равна 1,2 нс. Можно видеть, что использование фильтра Гаусса позволило сгладить начальный участок и в целом адекватно промоделировать переходную характеристику осциллографа. В этом случае положение фильтра Гаусса на входе или на выходе основного фильтра второго порядка не будет влиять на результат моделирования, поскольку основной фильтр на данном этапе мы рассматриваем как линейный.



Рисунке 3.8 – Переходная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошная кривая) и фильтра второго порядка с добавлением фильтра Гаусса (штриховая кривая)

Семейство измеренных ПХ осциллографа National Instruments PXI-5114 представлено на рисунке 3.9.

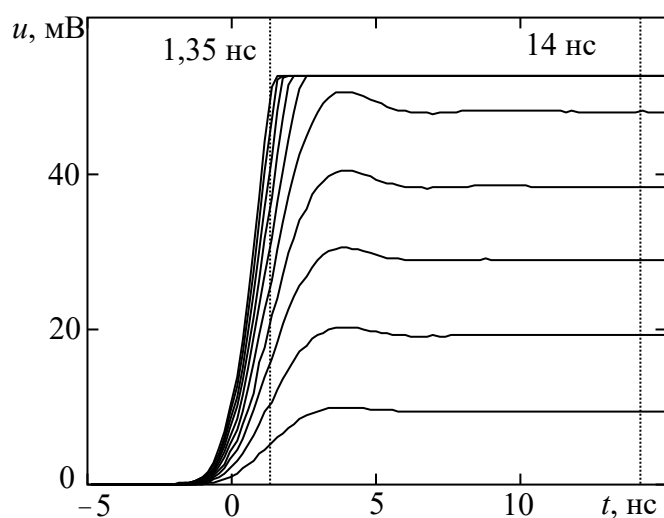


Рисунок 3.9 – Семейство переходных характеристик осциллографа National Instrument PXI-5114. Пунктирная линия – точки стробирования АВХ (14 нс) и КВХ (1,35 нс)

При расположении фильтра Гаусса на входе нелинейного рекурсивного фильтра ток $i_{\text{BX}}^*(t)$ на входе последнего вычисляется по формуле:

$$i_{\text{BX}}^*(t) = F^{-1}\{F[i_{\text{BX}}(t)] H(\omega)\}. \quad (3.7)$$

Однозначно можно определить АВХ, установив точку стробирования на плоской вершине переходной характеристики. Момент времени был выбран 14 нс. Характеристика получается близкой к линейной, а ее наклон обусловлен сопротивлением подводящей линии (рисунок 3.10).

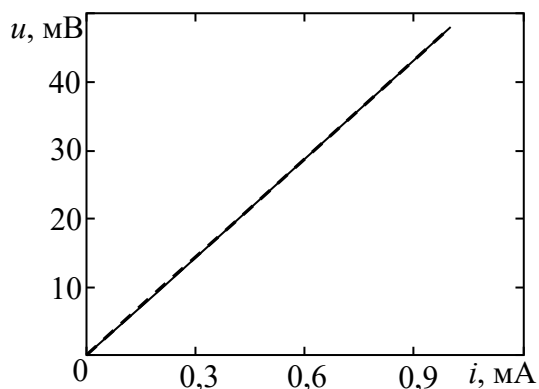


Рисунок 3.10 – Измеренная ампер-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошная кривая) и линейаризация (штриховая кривая)

Наибольший интерес представляет измерение КВХ, так как точка стробирования для ее измерения устанавливается на фронте. Для представленного на рисунке 3.9 семейства измеренных ПХ точка стробирования КВХ соответствует моменту времени 1,35 нс. При этом стоит отметить, что при отсутствии фильтра Гаусса на входе (рисунок 3.6), фронты измеренной и модельной ПХ явно отличаются. Это будет отчетливо заметно, если рассмотреть результат расчета тока и заряда емкости в эквивалентной схеме объекта (рисунок 3.11): максимальный ток емкости при включении фильтра Гаусса уменьшается на 35%, а заряд, наоборот, увеличивается на 17% (из-за увеличения площади под кривой тока).

Ранее критерий выбора точки стробирования КВХ состоял в том, чтобы расположить ее намного левее в начале фронта ПХ. Но в таком случае данная точка может располагаться в области гауссовского перехода к крутой части фронта, где фронт описываемой собственно нелинейной моделью еще не начался. На рисунке 3.11, а можно заметить, что точка стробирования КВХ выбирается в области максимального значения тока емкости. Эта же точка

соответствует точке, в которой будет наблюдаться максимум крутизны фронта ПХ (то есть можно считать, что ток конденсатора в этой точке будет иметь максимальное значение, по сравнению с током RL-цепи). В таком случае можно ввести критерий выбора точки стробирования при добавлении фильтра Гаусса, заключающийся в установлении точки стробирования в максимуме крутизны фронта.

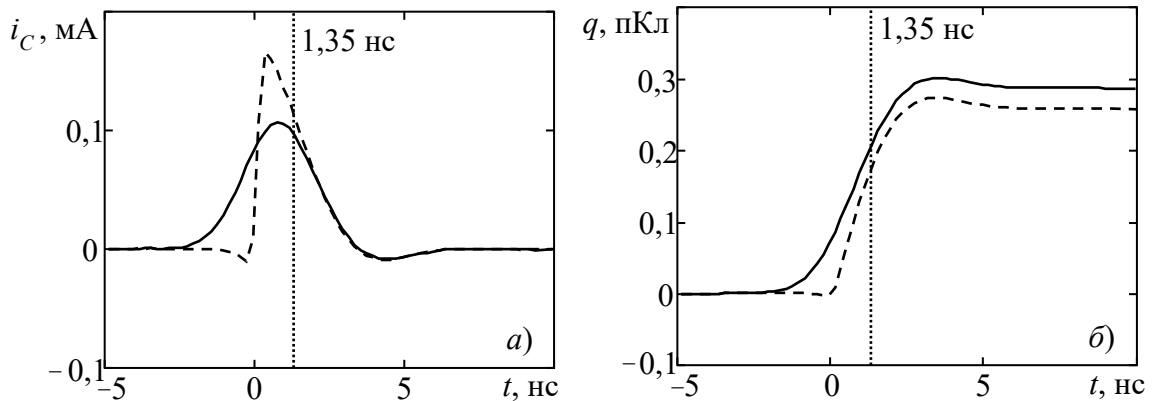


Рисунок 3.11 – Результат расчета тока (а) и заряда (б) конденсатора как функции времени из ПХ осциллографа National Instruments PXI-5114 при установлении фильтра Гаусса на входе рекурсивного фильтра (сплошные кривые) и без него (штриховые кривые)

Если установить фильтр Гаусса на выходе модели, то измеренное в эксперименте выходное напряжение объекта придется пересчитывать ко входу фильтра Гаусса путем обращения передаточной функции (3.6). Такая задача в математическом смысле является некорректной. Кроме того, рекурсивный фильтр окажется под действием сигналов разрывного характера, что в общем случае провоцирует бóльшие вычислительные погрешности. Поэтому будем включать фильтр Гаусса на входе рекурсивного фильтра.

По модели, представленной на рисунке 3.2, а, находится заряд конденсатора (рисунок 3.11, б) эквивалентной схемы путем интегрирования тока емкости (рисунок 3.11, а) по времени, который находится как разница входного тока $i_{\text{вх}}^*(t)$ (или $i_{\text{вх}}(t)$, в зависимости от включения фильтра Гаусса) и тока RL-цепи $i_{\text{RL}}(t)$. Ток RL-цепи $i_{\text{RL}}(t)$ по [75] находится с учетом приближения

о значении индуктивности, которое принимается равным референсному (35 нГн без фильтра Гаусса на входе и 37 нГн с фильтром). Однако удобнее рассматривать не заряд как функцию времени, а емкость как функцию времени (рисунок 3.12), так как ее легко сравнить с действительными значениями. Емкость (рисунок 3.12) при этом находится как отношение заряда емкости (рисунок 3.11, б) к выходному напряжению при входном токе 0,2 мА (рисунок 3.7).

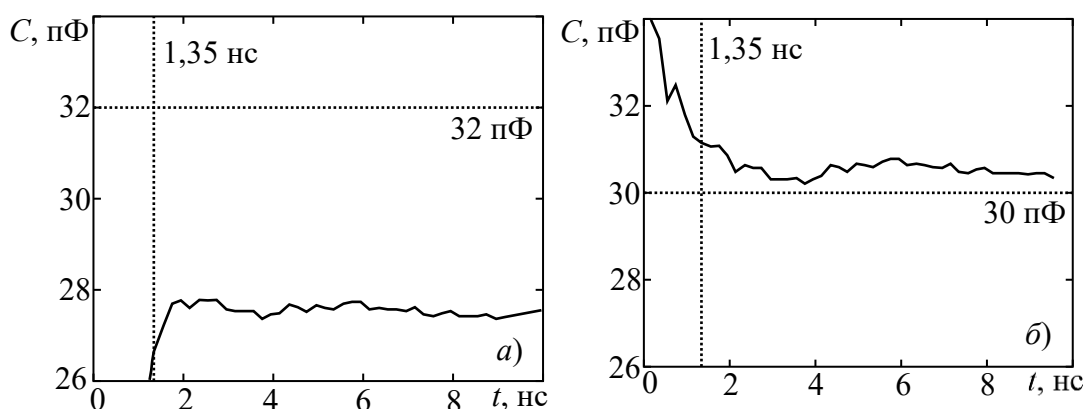


Рисунок 3.12 – Результат расчета емкости конденсатора как функции времени из малосигнальной ПХ осциллографа National Instruments PXI-5114 без фильтра Гаусса (а) и при установлении фильтра Гаусса на входе рекурсивного фильтра (б). Пунктирными линиями показаны действительные значения емкостей, полученные по линейной модели вариационным методом

Действительные значения емкости (32 пФ без фильтра Гаусса и 30 пФ с фильтром) были получены по линейной модели (рисунок 3.2) вариационным методом. Отклонение от референсного значения емкости при отсутствии фильтра Гаусса в момент времени 1,35 нс составило -20% (рисунок 3.12, а). При включении фильтра Гаусса на входе нелинейно-инерционной модели погрешность составила 1% (рисунок 3.12, б). Такая погрешность уже является приемлемой и в целом характерна для поведенческих моделей.

На рисунке 3.13 представлены получаемые KBX без фильтра Гаусса (а) и с его включением на входе рекурсивного фильтра (б). Отличие KBX от

действительной КВХ емкости величиной 32 пФ (рисунок 3.13, *а*, пунктирная кривая) составило 28% без фильтра Гаусса. При включении фильтра Гаусса нелинейность КВХ достаточно мала, поэтому разница с линеаризованной кривой визуально почти незаметна (рисунок 3.13, *б*). Невязка КВХ объекта измерения с линеаризованной на начальном участке мала (0,5%) и только в области больших сигналов увеличивается до 2,0%. Знак и величина нелинейности КВХ примерно соответствуют результатам измерения, приведенным в [73]. Это указывает на то, что оставшаяся невязка характеризует не методическую систематическую погрешность измерения, а динамическую нелинейность устройства.

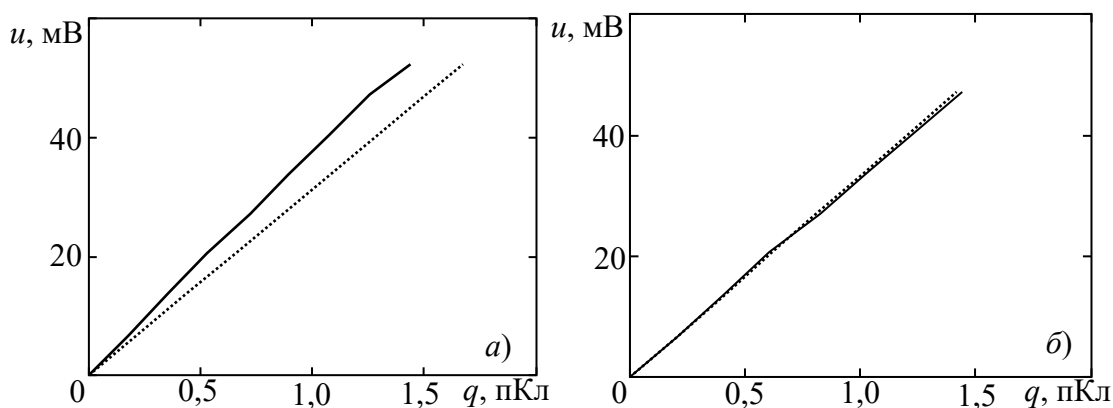


Рисунок 3.13 – Кулон-вольтовые характеристики без фильтра Гаусса на входе модели (*а*) и с подключенным фильтром Гаусса (*б*). Пунктирные кривые изображают характеристики линейной модели, представленной на рисунке 3.2

При известных АВХ и КВХ по остаточному принципу находится ВБАХ (рисунок 3.14). Отличие ВБАХ объекта от ВБАХ линейной индуктивности величиной 35 нГн (рисунок 3.14, *а*, пунктирная кривая) без фильтра Гаусса весьма велико и достигает 27% (в том числе в области малых сигналов погрешность достигает 19%). При включении фильтра Гаусса нелинейность ВБАХ, как и для КВХ, достаточно мала. На начальном участке отличие ВБАХ объекта (рисунок 3.14, *б*, сплошная кривая) от

линеаризованной не превышает 0,05%, что говорит о малой методической погрешности измерения. В области больших сигналов различие кривых возрастает и достигает 1,7%. Данная величина также сопоставима с приведенной в [73] величиной нелинейности для этого же объекта, определенной вариационным методом. Это указывает на то, что оставшаяся на рисунке 3.14, б нелинейность в основном характеризует нелинейность объекта измерения.

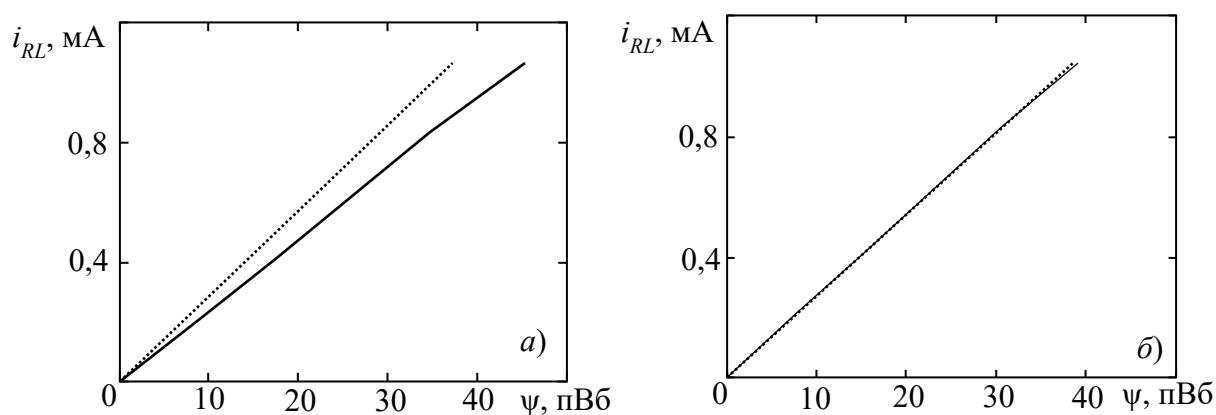


Рисунок 3.14 – Вебер-амперные характеристики без фильтра Гаусса на входе (а) и с подключенным фильтром Гаусса (б). Пунктирные кривые изображают характеристики линейной модели, представленной на рисунке

3.2

Подставив полученные характеристические функции в приведенную на рисунке 3.2, б модель, получим модельные переходные характеристики (рисунок 3.15). ПХ для случая отсутствия фильтра Гаусса при характеризации моделируется с погрешностью 14% (пунктирные кривые). При этом добавление фильтра Гаусса уменьшает погрешность до 3% (штриховые кривые). Уменьшение погрешности моделирования существенно и само по себе, но следует отметить также и качественное улучшение воспроизведения формы экспериментальных ПХ на модели.

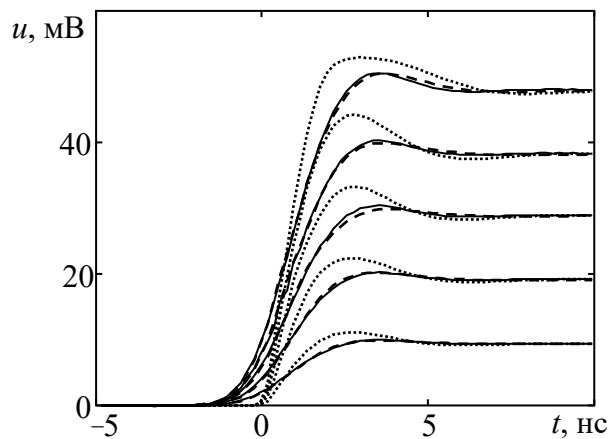


Рисунок 3.15 – Измеренные переходные характеристики осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошные кривые), смоделированные при использовании фильтра Гаусса (штриховые кривые) и без него (пунктирные кривые)

Таким образом, добавление фильтра Гаусса позволяет снизить погрешность измерения характеристик устройств основной полосы частот, ПХ которых имеют порядок больше, чем второй.

3.3 Выводы по разделу

По проделанной работе можно сформулировать следующие выводы.

1. Разработанный метод измерения, заключающийся в переносе точки стробирования на фронт переходной характеристики для измерения кулон-вольтовой характеристики, в исходном виде может давать существенные погрешности при обработке реальных переходных характеристик устройств основной полосы частот. Поэтому были рассмотрены частные случаи для снижения погрешности и добавления реалистичности измерения.

2. Первый частный случай заключается в добавлении начального приближения тока RL-цепи, которое дает возможность переносить точку стробирования для измерения KBX вправо от начала фронта, что позволяет снизить увеличение амплитуды тестовых сигналов до безопасных для измеряемых устройств значений.

3. Был введен фактор неопределенности, который заключается в вариации значения индуктивности эквивалентной схемы относительно действительного значения, полученного для малосигнальной кривой. Без

учета индуктивности вообще, погрешность измерения кулон-вольтовой характеристики достигает $(+25/-21)$ %, что для измерительных задач неприемлемо. Если же ввести значение индуктивности, с учетом фактора неопределенности по индуктивности погрешность измерения достигает $(+4/-6)$ %, что для поведенческих моделей является удовлетворительным результатом.

4. Переходные характеристики устройств основной полосы частоты мало отличаются в области осцилляций и на плоской вершине переходной характеристики вне зависимости от порядка аппроксимирующего фильтра.

5. Порядок переходной характеристики в большинстве своем определяется сглаженным начальным участком фронта переходной характеристики, который будет влиять на измерение КВХ, так как точка стробирования находится на фронте переходной характеристики. Для того, чтобы снизить погрешность измерения КВХ, на входе нелинейно-инерционной модели устанавливается фильтр Гаусса, который позволяет также моделировать устройства основной полосы частот с переходной характеристикой более высокого порядка, чем второй.

6. На примере устройства оцифровки показано, что добавление фильтра Гаусса на входе нелинейно-инерционной модели позволяет снизить погрешность измерения динамических нелинейных характеристик с 30% до 2%. При этом оставшаяся погрешность измерения является не методический систематической погрешностью, а динамической нелинейностью устройства.

4 ПРИЛОЖЕНИЯ К ИЗМЕРЕНИЮ И МОДЕЛИРОВАНИЮ УСТРОЙСТВ ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ С ОСЦИЛЛИРУЮЩИМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В данном разделе рассматриваются некоторые практические приложения предложенного метода к измерению устройств основной полосы частот. На примере меры нелинейности, которая дает осциллирующую переходную характеристику, показано, что в большей степени на результат измерения будут влиять инструментальные систематические погрешности, а не методические [76]. Для слабонелинейного устройства оцифровки показано, что разработанный метод измерения позволяет измерять нелинейность устройства, которая сопоставима с погрешностью измерения [74,75]. На примере маломощного усилителя с сильной нелинейностью показана возможность оценки его нелинейности по измеренным характеристическим функциям. Помимо приложений к измерению устройств, также рассмотрены практические предложения по разработке программно-аппаратного комплекса, который совмещал бы в себе как характериограф, так и систему автоматизированного проектирования, в которую непосредственно загружаются измеренные характеристические функции устройства для полунатурного моделирования радиотехнических систем [79,86]. Для этого разработана программа для автоматизированного измерения характеристических функций устройств основной полосы частот и система автоматизированного проектирования Behavioral SimLab для моделирования радиотехнических систем в основной полосе частот [83,84,85].

4.1 Оценка методической и инструментальной погрешности измерения с помощью меры осциллирующих переходных характеристик

Для того, чтобы убедиться в адекватности метода измерения, необходимо апробировать его на устройстве с известными параметрами. Для этого можно использовать меру нелинейности, которая представляет собой печатный узел с известными линейными параметрами [76]. Меру

нелинейности можно сделать и на нелинейных компонентах, но в таком случае усложняется задача определения действительных значений нелинейных характеристик устройства. Линейные компоненты же ограничиваются меньшим количеством параметров и позволяют сконструировать меру так, чтобы нелинейность была мала. Если при измерении появляется существенная нелинейность, то это будет свидетельствовать о погрешности измерения. Поэтому измерение параметров такой меры позволит оценить методическую и инструментальную погрешность.

На рисунке 4.1 изображена используемая схема меры нелинейности, в которой штриховой областью обозначена схема, воспроизводящая осциллирующую переходную характеристику (рисунок 4.2, б). Эта часть схемы представляет собой двухполюсник, который состоит из последовательного соединения катушки индуктивности и резистора, параллельно которым присоединена емкость.

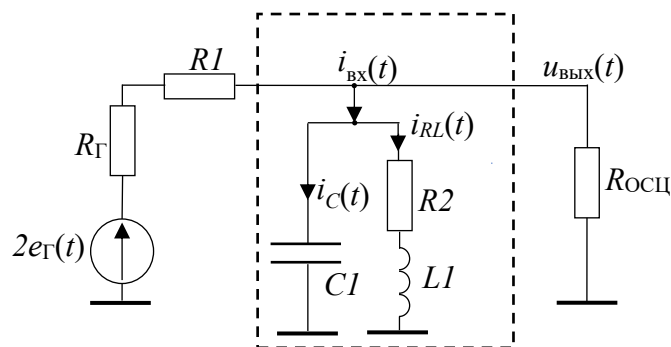


Рисунок 4.1 – Принципиальная схема меры нелинейности

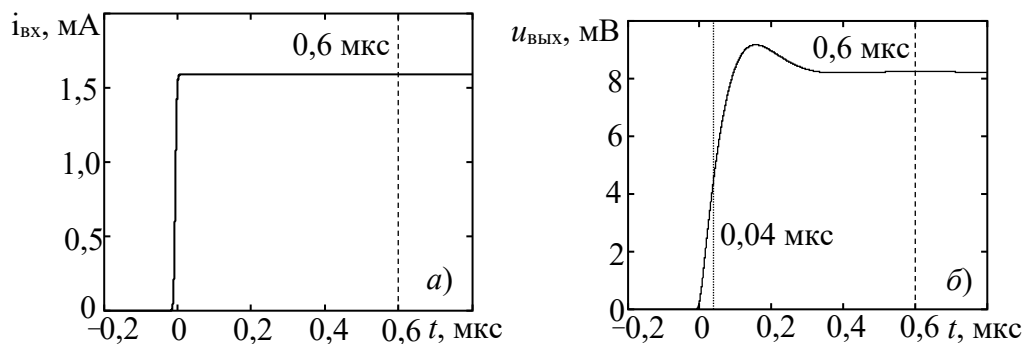


Рисунок 4.2 – Входной ток (а) и переходная характеристика меры нелинейности (б). Штриховые линии – точка стробирования для определения сопротивления резистора, пунктирная линия – точка стробирования для определения емкости

На вход меры подключается генератор импульсного сигнала с выходным сопротивлением R_{Γ} . На выходе генератора устанавливается резистор $R1$ для того, чтобы уменьшить влияние неопределенности выходного сопротивления R_{Γ} на постоянные времени меры нелинейности. При этом сопротивление резистора $R1$ должно быть на порядок больше, чем выходное сопротивление генератора R_{Γ} . $R_{\text{осц}}$ является входным сопротивлением канала осциллографа, которое также будет влиять на результат измерения параметров меры. Для того, чтобы уменьшить влияние неопределенности этого сопротивления, необходимо принять сопротивление резистора $R2$ на порядок меньше, чем входное сопротивление осциллографа $R_{\text{осц}}$. Примем $R_{\Gamma} = R_{\text{осц}} = 50$ Ом, что соответствует стандартным сопротивлениям приборов. Исходя из заданных сопротивлений генератора и осциллографа, сопротивления резисторов выбираются $R1 = 510$ Ом и $R2 = 5,1$ Ом.

Емкость конденсатора $C1$, выбирается исходя из обеспечения постоянной времени цепи $R2C1$ равной несколько десятков нс. Это сделано из тех соображений, чтобы данная постоянная времени на порядок или больше превышала длительность фронта тестового сигнала (порядка 1 нс). Конкретно выбрано номинальное значение емкости конденсатора $C1$ равное 15 нФ, что с учетом указанного значения сопротивления $R2$ дает постоянную времени цепи $R2C1$ 76,5 нс.

Оставшимся параметром меры является индуктивность $L1$, которая выбирается исходя из того, чтобы на плоской вершине получить заметный выброс без излишних осцилляций. Конкретно номинал индуктивности выбран равным 240 нГн.

Для определения действительных значений параметров меры, были измерены сопротивления, емкость и индуктивности всех элементов меры. В качестве измерителя использован LCR-метр Keysight E4980A/AL Precision. В результате получены следующие действительные значения параметров меры: $R1 = (509,22 \pm 0,15)$ Ом, $R2 = (5,109 \pm 0,002)$ Ом, $C1 = 14,806 \pm 0,008$ нФ, $L1 = 241,67 \pm 0,12$ нГн.

Помимо измерения действительных значений компонентов меры, также необходимо провести оценку паразитных параметров компонентов. Оцениваемая индуктивность SMD-компонента конденсатора находится в пределах 1–1,5 нГн [77], что намного меньше, чем действительное значение основной индуктивности меры. Но при этом собственная индуктивность конденсатора будет приводить к появлению паразитного выброса в самом начале переходной характеристики (рисунок 4.3). Он не будет влиять на результат измерения емкости, так как при интегрировании тока емкости эквивалентной схемы характеристика получится сглаженной. При измерении индуктивности выброс также не будет иметь особого значения, так как точка стробирования устанавливается на плоской вершине переходной характеристики.

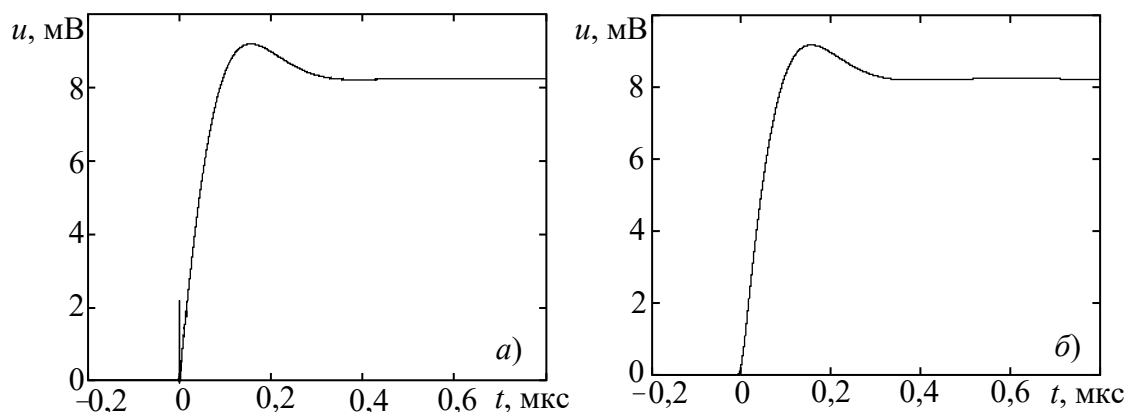


Рисунок 4.3 – Измеренная переходная характеристика с паразитным выбросом (штриховая кривая) и после фильтрации (сплошная кривая)

Тем не менее, измеренная переходная характеристика была сглажена фильтром Гаусса. Это необходимо для того, чтобы уменьшить случайную погрешность измерения. Постоянная времени фильтра была выбрана равной 5 нс с тем, чтобы снизить амплитуду выброса до пренебрежимой величины, и при этом не добавить существенного сглаженного излома переходной характеристики, который приведет к изменению фронта переходной характеристики (рисунок 4.3, б).

Паразитная емкость SMD-компонента индуктивности, по оценкам, может находиться в пределах 0,5-2 пФ [77]. Действительное значение емкости

конденсатора меры намного больше, чем паразитный параметр емкости компонента индуктивности, поэтому мы принимаем, что он не влияет на результат измерения. Стоит отметить, что если бы напряжение изменялось ступенчато, то влияние паразитной емкости было бы максимально. Но основной конденсатор $C1$ шунтирует емкость индуктивности так, что напряжение изменяется постепенно, поэтому принимается, что паразитное влияние компонента на результат измерения пренебрежимо мало.

Паразитные параметры SMD-компонентов резисторов составляют 1–3 нГн по индуктивности и 0,1–0,5 пФ по емкости [78], что намного меньше действительных значений компонентов меры.

На основании разработанной схемы меры нелинейности (рисунок 4.1) и выбранных номиналов был изготовлен печатный узел меры нелинейности (рисунок 4.4). Среди паразитных параметров стоит также отметить индуктивность дорожек топологии, которая может составлять до 1 нГн. Это также намного меньше действительного значения индуктивности меры.

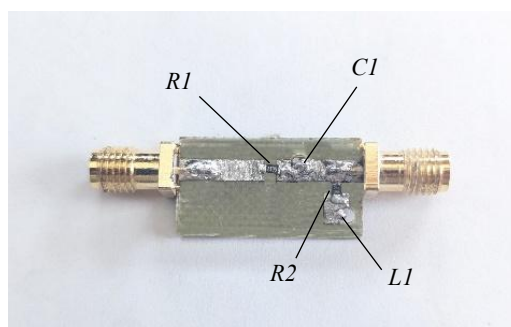


Рисунок 4.4 – Печатный узел меры нелинейности

Условием для измерения является то, что длительность фронта генератора ступенчатых импульсов должна быть как минимум на порядок или существенно меньше длительности переходной характеристики меры. Так как постоянная времени $R2C1$ меры равна 76,5 нс, то длительность фронта генератора должна составлять не более 7,65 нс. Для измерения переходной характеристики был выбран генератор сигналов произвольной формы Siglent SDG-7102A. Амплитуда напряжения с генератора $e_T(t)$ (рисунок 4.1) была

измерена на осциллографе Keysight Technologies MXR 604A и составила 0,986 В. Длительность фронта импульса составил 350 пс, что намного меньше постоянной времени объекта измерения.

Для измерения выходных напряжений меры необходимо использовать регистрирующее устройство, которое представляет собой цифровой осциллограф. Для осциллографа также предъявляются требования по длительности фронта его переходной характеристики, которая должна быть также как минимум на порядок меньше длительности переходного процесса меры. Соответственно, длительность переходной характеристики осциллографа должна быть не более 7,65 нс. В качестве регистрирующего устройства использован осциллограф реального времени Keysight Technologies MXR 604A, длительность переходной характеристики которого составляет около 50 пс, что намного меньше постоянной времени объекта измерения.

Для рассматриваемого эксперимента не обязательно использовать целое семейство переходных характеристик, так как при любом тестовом воздействии мы получим одни и те же параметры линейной меры. Поэтому ограничимся одной переходной характеристикой, по которой будем определять параметры меры.

Для уменьшения систематической погрешности измерений было измерено его выходное сопротивление R_{Γ} . Оно составило 49,730 Ом. Входное сопротивление используемого канала, которого также было измерено и составило $R_{\text{осц}} = 51,500$ Ом.

Зная значение амплитуды, в соответствии с рисунком 4.1 можем определить эквивалентные параметры источника сигнала для двухполюсника, выделенного штриховой линией. Это напряжение холостого хода $e_{\text{экв}}(t)$ источника:

$$e_{\text{экв}}(t) = e_{\Gamma}(t) R_{\text{осц}} / (R_{\Gamma} + R_l + R_{\text{осц}}) \quad (4.1)$$

и внутреннее сопротивление $R_{\text{экв}}$:

$$R_{\text{экв}} = (R_{\Gamma} + R1) R_{\text{осц}} / (R_{\Gamma} + R1 + R_{\text{осц}}). \quad (4.2)$$

Получаем амплитуду $e_{\text{экв}}(t)$, равную 83,18 мВ, и $R_{\text{экв}} = 47,16$ Ом. С учетом известного значения $R2$ находим входной ток двухполюсника, изображенного на рисунке 4.1 штриховой линией:

$$i_{\text{вх}}(t) = e_{\text{экв}}(t) / (R_{\text{экв}} + R2). \quad (4.3)$$

В результате имеем амплитуду входного тока $i_{\text{вх}}(t)$ равную 1,59 мА. Рассчитанный входной ток $i_{\text{вх}}(t)$ и измеренная переходная характеристика $u_{\text{вых}}(t)$ представлены на рисунке 4.2. Определив сигналы на входе и выходе меры нелинейности, можем перейти к измерению параметров меры нелинейности.

Согласно методу [76], сопротивление резистора измеряется при установлении точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики, которая для данного объекта выбирается в момент времени 0,6 мкс (рисунок 4.2, штриховая линия). Входной ток $i_{\text{вх}}$ в момент времени 0,6 мкс равен 1,59 мА по (4.3), а выходное измеренное напряжение $u_{\text{вых}}$ равно 8,235 мВ. По закону Ома находим сопротивление резистора $R2$, которое будет равно 5,182 Ом. Так как мы знаем действительное значение сопротивления резистора $R2 = 5,109$ Ом, то можем определить относительную погрешность измерения, равную 1,4%. Она определяется систематической инструментальной погрешностью измерения осциллографа (случайная нивелируется за счет усреднения наблюдений). В использованных диапазонах оцифровки она составляет $\pm 1\%$ и возникает дважды – при измерении напряжения источника сигнала и напряжения на выходе меры. С учетом погрешностей измерения сопротивлений R_{Γ} и $R_{\text{осц}}$ это позволяет объяснить наблюдаемую погрешность.

Согласно [76], емкость конденсатора определяется путем установления точки стробирования на фронте переходной характеристики, чтобы уменьшить влияние индуктивности на ее измерение. Емкость конденсатора $C1$ определяется по зависимости заряда от времени на нем (рисунок 4.4). Однако

полностью устранить влияние тока индуктивности невозможно, поэтому зададимся начальным предположением о значении индуктивности для нахождения тока RL-цепи. Нам известно действительное значение индуктивности $L_1 = 247,67$ нГн, но для оценки методической погрешности будет полезно задаться фактором неопределенности, то есть взять значение индуктивности с некоторым допустимым отклонением от действительного значения [76]. Зададимся отклонением $\pm 30\%$ и найдем ток, протекающий через конденсатор, как разницу входного тока и тока RL-цепи. Проинтегрировав ток конденсатора по времени, найдем заряд конденсатора (рисунок 4.5, а).

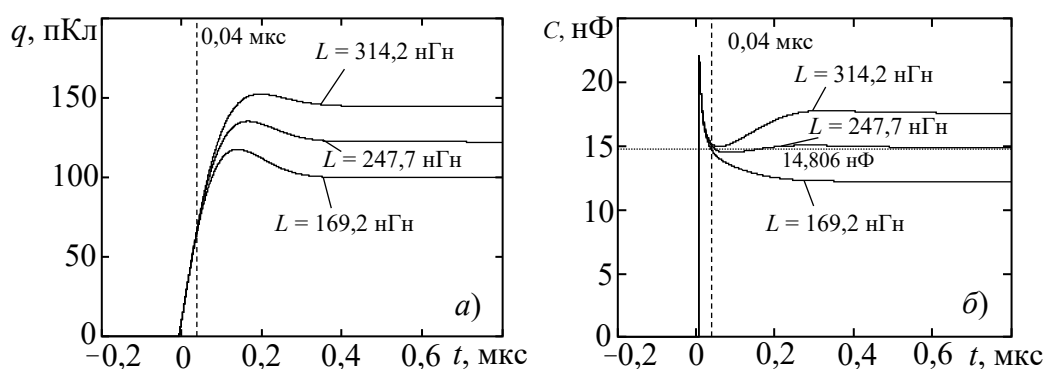


Рисунок 4.5 – Зависимости заряда от времени (а) и емкости от времени (б). Штриховая линия – точка стробирования емкости конденсатора, пунктирная линия – действительное значение емкости конденсатора меры нелинейности

Выбрать точку стробирования емкости можно, если построить зависимость емкости от времени (рисунке 4.5, б), путем деления заряда емкости (рисунок 4.5, а) на измеренное напряжение меры (рисунок 4.2, б). На рисунке 4.5, б также отложены кривые при различных предположениях об индуктивности и действительное значение емкости. Можно заметить, что в момент времени 0,04 мкс отклонение от действительного значения емкости минимально. При отклонении индуктивности на $\pm 30\%$ измеренная емкость конденсатора 14,874 пФ отклоняется от действительного значения на 0,47%. Погрешность с учетом с учетом инструментальной погрешности измерения осциллографа находится в пределах ожидаемых значений.

Определив значения сопротивления резистора и емкости конденсатора меры, по остаточному принципу определяем индуктивность. Для этого необходимо определить ток через индуктивность RL-цепи и создаваемый ею магнитный поток (рисунок 4.6).

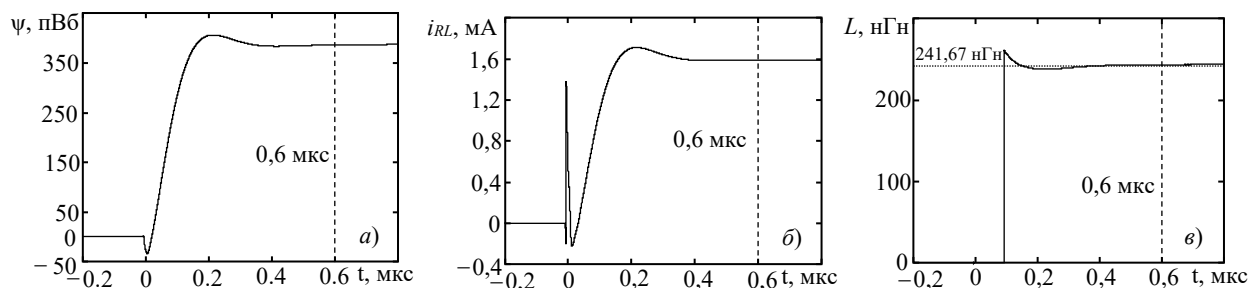


Рисунок 4.6 – Магнитный поток, протекающий через индуктивность (а), ток RL-цепи (б) и зависимость индуктивности от времени (в). Штриховая линия – точка стробирования индуктивности, пунктирная линия – действительное значение индуктивности меры нелинейности

Точку стробирования можно выбрать в любой момент на плоской вершине переходной характеристики. Поэтому точка стробирования выбрана в момент времени 0,6 мкс (также, как и для определения сопротивления резистора).

Индуктивность в точке стробирования определяется как отношение магнитного потока ψ к току RL-цепи i_{RL} (в точке стробирования $\psi = 383,98$ пВб, $i_{RL} = 1,59$ мА). Измеренное значение индуктивности меры составило 241,77 нГн, а погрешность измерения относительно действительного значения индуктивности получилась равной $-0,04\%$, что является хорошим результатом.

По результатам измерения меры нелинейности можно сказать, что Полученная погрешность измерения статического параметра меры составила 1,4%. Погрешности измерения динамических параметров меры относительно их действительных значений не превысили 0,5%. Отсюда следует, что наибольшее значение имеет систематическая инструментальная погрешность, на фоне которой методическая погрешность не просматривается.

4.2 Измерение нелинейных характеристик устройства оцифровки

Правильно предсказывать нелинейные искажения сигналов в современных системах является необходимостью для точного моделирования. Простейший SDR-приемник в настоящее время может состоять из антенны и АЦП. Если антенна чаще всего линейное устройство, то правильный учет нелинейности оцифровщика будет приводить к качественному моделированию и предсказыванию поведения сигналов. Поэтому в данном подразделе будет рассматриваться одно из устройств оцифровки, которые в настоящее время повсеместно используются для различных задач радиотехники.

В качестве объекта измерения будет использоваться устройство оцифровки (осциллограф) National Instruments PXI-5114, который ранее использовался в разделе 3 (рисунок 4.7).



Рисунок 4.7 – Устройство оцифровки National Instruments PXI-5114

Осциллограф, схож с широко используемыми в настоящее время осциллографами для основной полосы частот и имеет следующие характеристики: полоса частот 125 МГц, разрядность 8 бит, время нарастания переходной характеристики не более 3,5 нс. По заявлению производителя, уровень нелинейных искажений составляет не более -58 дБ (0,13%) относительно основной гармоники сигнала.

Для того, чтобы измерить нелинейные характеристики осциллографа, необходим генератор ступенчатых импульсов. Так как время нарастания

переходной характеристики осциллографа не более 3,5 нс, то необходимо выбрать генератор с длительностью фронта на порядок или существенно меньше. Это необходимо, чтобы уменьшить влияние динамической нелинейности генератора на результат измерения нелинейных характеристик осциллографа. Для измерения переходных характеристик был выбран генератор сигналов произвольной формы Siglent SDG-7102A, фронты которых составляют 350 пс.

Переходные характеристики осциллографа регистрировались в диапазоне измерений до 50 мВ. Так как по разработанному методу необходима перегрузка объекта, то переходные характеристики на плоской вершине выходят за диапазон оцифровки. На вход осциллографа подавались ступенчатые импульсы амплитудой от 10 до 100 мВ (рисунок 4.8, а), полученных с генератора сигналов Siglent SDG-7102A с длительностью фронта импульса 300 пс. Семейство ступенчатых токов сглаживается фильтром Гаусса с постоянной времени 1,2 нс. Это исходит из того, что переходная характеристика осциллографа имеет порядок выше второго, которое определяется по сглаженному излому в начале переходной характеристики (согласно разделу 3).

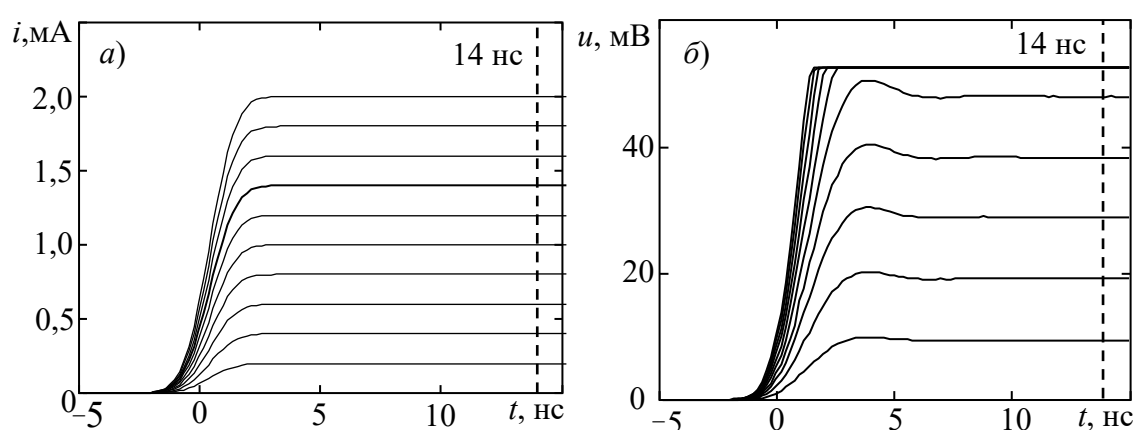


Рисунок 4.8 – Семейство сигналов на входе модели (а) и переходных характеристик (б) осциллографа National Instrument PXI-5114. Штриховая кривая – точка стробирования ампер-вольтовой характеристики

В разделе 3 были рассмотрены частные случаи, влияющие на определение характеристических функций. Здесь же будет более подробно рассмотрен сам процесс измерения характеристик. Первоначально мы можем определить АВХ (рисунок 4.9), так как точка стробирования устанавливается на плоской вершине семейства входных токов и зарегистрированных переходных характеристик (рисунок 4.8). Точка стробирования выбирается в момент времени 14 нс.

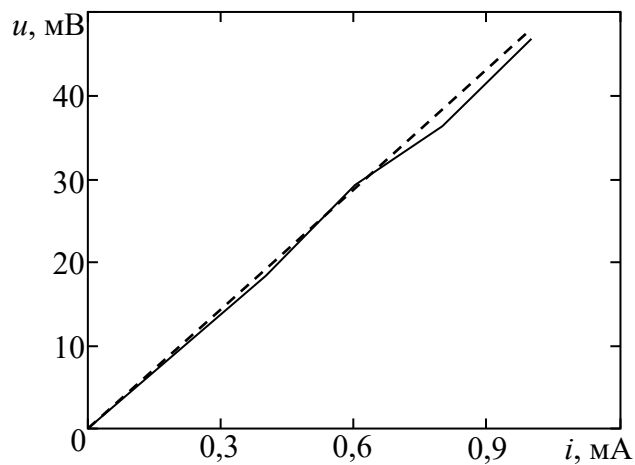


Рисунок 4.9 – Измеренная ампер-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошная кривая) и линейаризация (штриховая кривая)

Сам по себе осциллограф является слабонелинейным, поэтому характеристика получается близкой к линейной. Чтобы нагляднее показать отличие АВХ линейной модели от измеренной (рисунок 4.9), был введен коэффициент усиления нелинейности k , с помощью которого усиливается отклонение от линейной зависимости:

$$y^*(x) = (1 + k) \cdot y(x) - k \cdot y_0(x), \quad (4.4)$$

где $y^*(x)$ – отклонение значения характеристической функции с усиленной нелинейностью, k – коэффициент усиления нелинейности, равный 10, $y(x)$ – измеренные значения характеристической функции, $y_0(x)$ – линейаризация характеристической функции.

Невязка между линейной характеристикой и измеренной составляет не более 0,5% в области больших сигналов (рисунок 4.9). Это величина сопоставима с ранее измеренным значением статической нелинейности 0,34% [73]. Поэтому получаемое отклонение характеризует статическую нелинейность осциллографа, а не методическую погрешность измерения.

После измерений АВХ, измеряется КВХ осциллографа. Точка стробирования выбирается в момент времени, где максимальна крутизна фронта переходной характеристики. Предварительно, ее можно определить, если построить зависимость тока емкости от времени (рисунок 4.10), который находится как разница входного тока и начального приближения тока RL-цепи (согласно подраздела 3.1 индуктивность $L_0 = 37$ нГн).

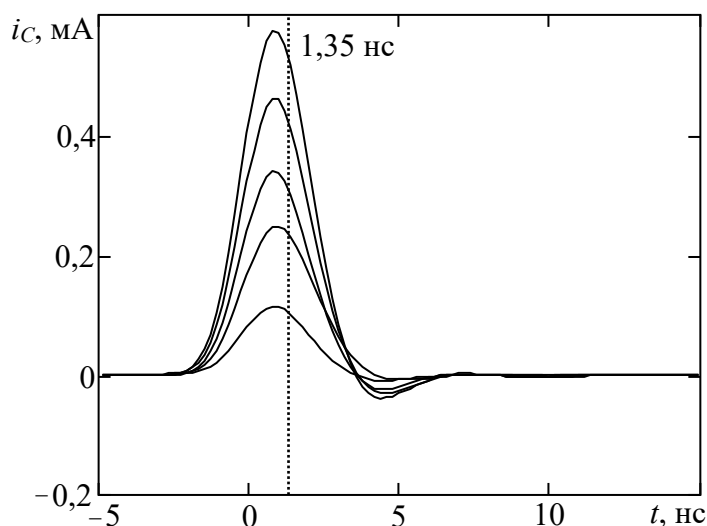


Рисунок 4.10 – Семейство токов конденсатора. Пунктирная линия – точка стробирования КВХ

На рисунке 4.10 можно увидеть, что максимальное значение тока емкости будет наблюдаться около 1 нс, что и будет соответствовать максимальной крутизне фронта переходной характеристики. В данной точке ток емкости будет превалировать по сравнению с током RL-цепи, а значит влияние индуктивности на измерение КВХ будет минимально. Стоит еще раз уточнить, что определяемое на данном этапе семейство токов RL-цепи является не истинным, а всего лишь начальным приближением, позволяющим

снизить погрешность определения KBX. Точка стробирования для измерения KBX выбирается в момент времени 1,35 нс (рисунок 4.11), который находится правее максимального значения тока емкости. Она выбирается из тех соображений, чтобы дополнительно снизить верхнюю границу диапазона входных воздействий.

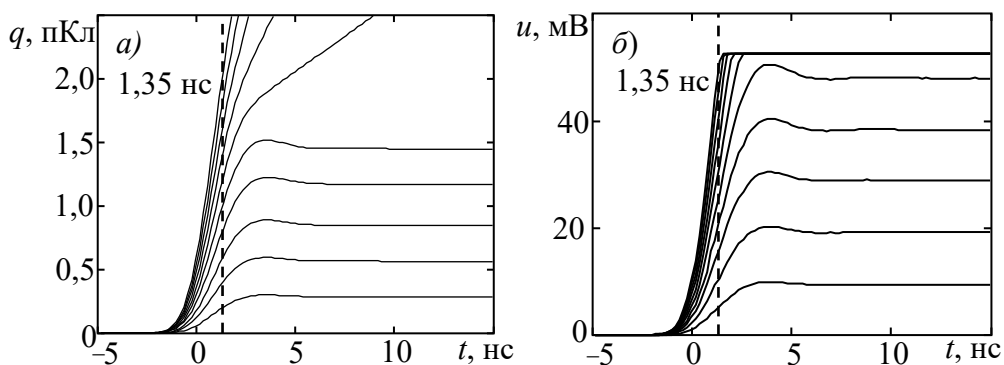


Рисунок 4.11 – Семейство зарядов конденсатора (а) и измеренных переходных характеристик осциллографа National Instruments PXI-5114 (б). Штриховая линия – момент стробирования кулон-вольтовой характеристики

Измеренная KBX представлена на рисунке 4.12. Так как измеренная KBX слабонелинейна, то она также, как и ABX, была усилена по (4.4). Погрешность определения относительно линейного значения, полученного для малосигнальной кривой вариационным способом, была оценена в разделе 3.

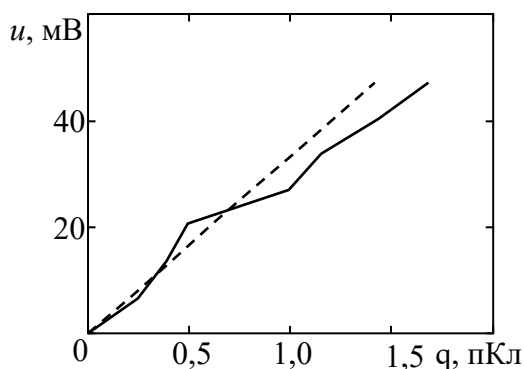


Рисунок 4.12 – Измеренная кулон-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 с усиленной нелинейностью (сплошная кривая) и линейная кулон-вольтовая характеристика (штриховая кривая)

Отклонение измеренной КВХ от линейной характеристики составило до 2%. Данная величина соотносится с измеренной в [73] динамической нелинейностью. Это также подтверждается тем, что данная величина значительно выше, чем нелинейность, указанная производителем в технической документации на осциллограф, которая ассоциируется с нелинейностью, полученной на гармоническом сигнале.

По остаточному принципу находится ВбАХ, путем стробирования тока RL-цепи (посчитанного с помощью измеренных АВХ и ВбАХ) и магнитного потока, протекающего через индуктивность (рисунок 4.13). Точка стробирования выбирается в момент времени 14 нс на плоской вершине переходной характеристики, в которой также измерялась АВХ.

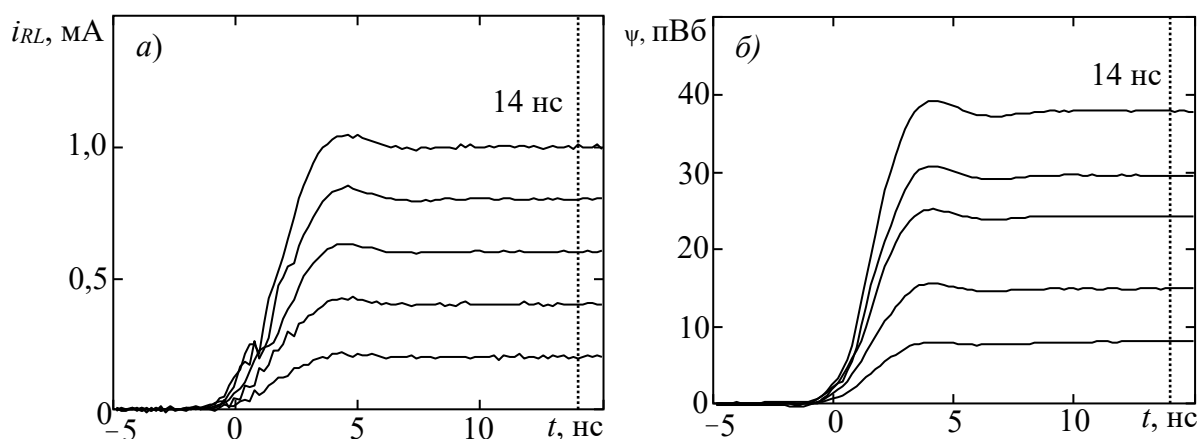


Рисунок 4.13 – Семейство токов RL-цепи (а) и магнитных поток (б) осциллографа National Instruments PXI-5114

Шумы, возникаемые на фронте в семействе токов RL-цепи связаны с применением операции дифференцирования на этапе его нахождения. В целом на результат измерения они не повлияют (как уже было рассмотрено в разделе 3), так как точка стробирования находится на плоской вершине переходной характеристики. Измеренная ВбАХ представлена на рисунке 4.14.

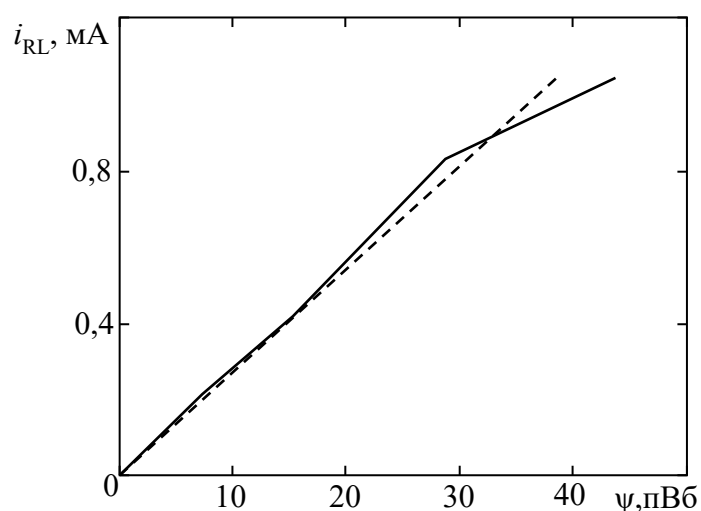


Рисунок 4.14 – Измеренная вебер-амперная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 с усиленной нелинейностью (сплошная кривая) и линейная характеристика (штриховая кривая)

ВБАХ близка к линейной, поэтому ее нелинейное поведение не заметно глазу. Поэтому, как и с КВХ, используем коэффициент усиления нелинейности (4.4) применительно к магнитному потоку. Полученная нелинейность составила 0,05% в малосигнальной области и до 1,7% в большесигнальной. Измеренная нелинейность также соотносится с оценкой в [73], и значительно превышает величину нелинейности, предоставляемой производителем. Это указывает на то, что получаемая величина описывает свойство объекта, а не является методической погрешностью измерения.

Измеренные характеристические функции были подставлены в модель нелинейного рекурсивного фильтра и сравнены с исходными переходными характеристиками объекта измерения (рисунок 4.15). Погрешность относительно измеренных переходных характеристик составила 3%, что для поведенческих моделей является удовлетворительным.

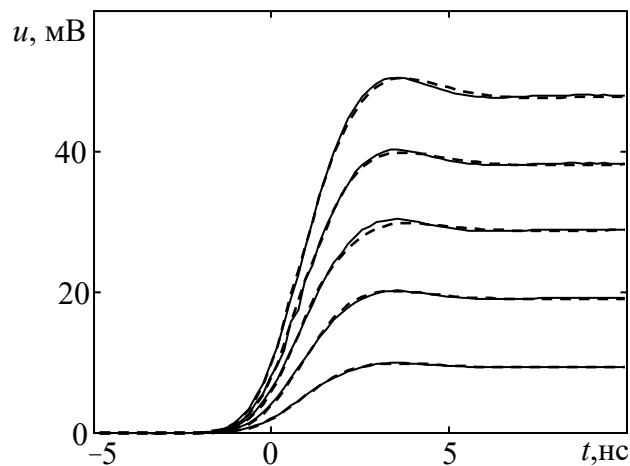


Рисунок 4.15 – Измеренные переходные характеристики осциллографа National Instruments PXI-5114 (сплошные кривые) и промоделированные с использованием измеренных характеристических функций (штриховые кривые)

В предыдущем подразделе было показано, что методическая погрешность измерения динамических параметров линейной меры не превышает 0,5%. Измерение нелинейных динамических погрешностей показало величину не более 2%, что значительно больше возможной методической систематической погрешности измерения. Из этого можно сделать вывод, что разработанным методом можно регистрировать нелинейность устройств основной полосы частот, которая по величине может быть сопоставимой с методической погрешностью измерения.

4.3 Измерение нелинейных характеристик мал шумящего усилителя

С помощью нелинейных рекурсивных фильтров можно охарактеризовать большое количество устройств основной полосы частот: оцифровщики (АЦП), широкополосные усилители, активные фильтры, генераторы заданного сигнала (ЦАП). Рассматриваемые до этого объекты измерения являлись слабонелинейными, хотя в подразделе 2.4 было показано, что разработанный метод позволяет измерять также и устройства с сильной нелинейностью. Для проверки метода в качестве такого объекта был выбран широкополосный однокаскадный мал шумящий усилитель (рисунок 4.16).

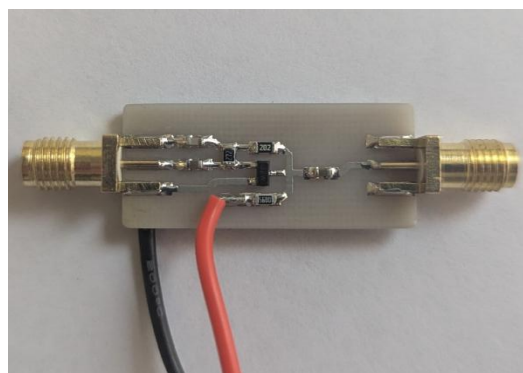
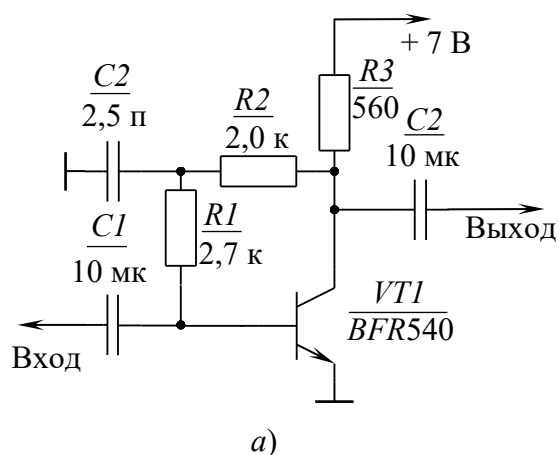


Рисунок 4.16 – Принципиальная схема маломощного усилителя (а) и печатный узел маломощного усилителя (б)

Фотография измерительной установки представлена на рисунке 4.17. Тестовые сигналы подаются с генератора произвольных сигналов Siglent SDG-7102A, длительность фронта импульса которого была выбрана 350 пс. Для питания усилителя использовался источник Mastech HY3002F-2. Регистрирующим устройством был цифровой осциллограф реального времени Keysight Technologies MXR 640A, длительность переходной характеристики которого составляет около 50 пс, что намного меньше постоянной времени объекта измерения.

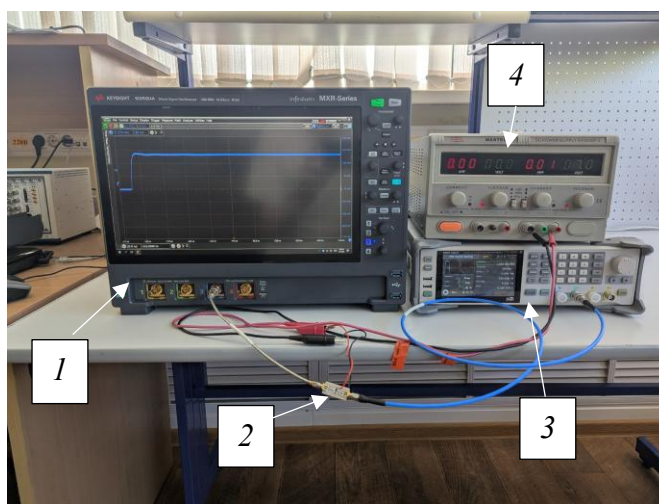


Рисунок 4.17 – Фотография измерительной установки: 1 – осциллограф реального времени Keysight Technologies MXR 640A, 2 – маломощный усилитель, 3 – генератор произвольных сигналов Siglent SDG-7102A, 4 – источник питания Mastech HY3002F-2

Измеренное семейство переходных характеристик малошумящего усилителя представлено на рисунке 4.18, б. На рисунке 4.18, б можно заметить сглаженный переход к крутой части фронта, поэтому для входных токов выбирается фильтр Гаусса с постоянной времени 3,5 нс (рисунок 4.18, а). Выброс на плоской вершине переходной характеристики обусловлен цепью отрицательной обратной связи $R1+R2$ и $C2$. Если регулировать емкость конденсатора $C2$, то можно изменять степень проявления осцилляций на плоской вершине переходной характеристики. На рисунке 4.18, б можно заметить проявляющуюся нелинейность усилителя, которая заключается в переходе в насыщение и увеличении амплитуды выброса на плоской вершине переходной характеристики с ростом амплитуды тестового сигнала.

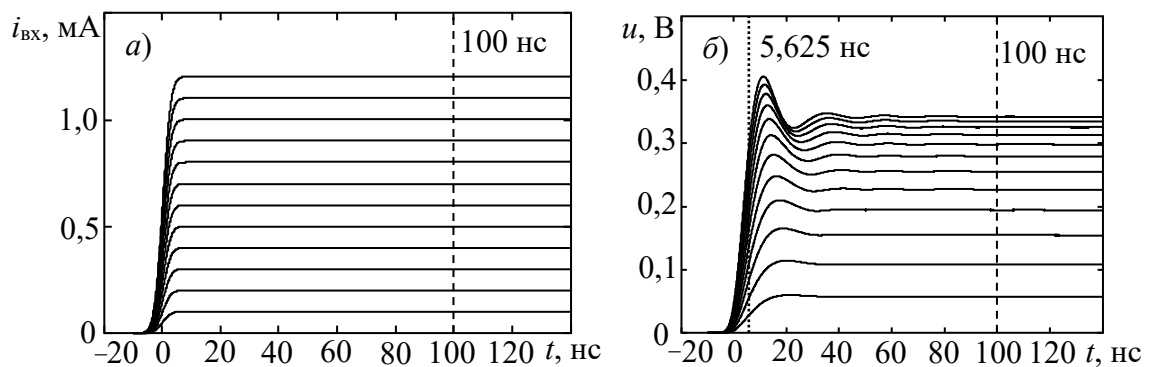


Рисунок 4.18 – Семейство входных токов (а) и измеренных переходных характеристик (б) малошумящего усилителя. Пунктирная линия – момент стробирования КВХ, штриховая линия – момент стробирования АВХ

Также, как и для остальных объектов измерения, измеряется АВХ устройства (рисунок 4.19) по семейству измеренных переходных характеристик усилителя и входных токов, путем установления точки стробирования в момент времени 100 нс (рисунок 4.18).

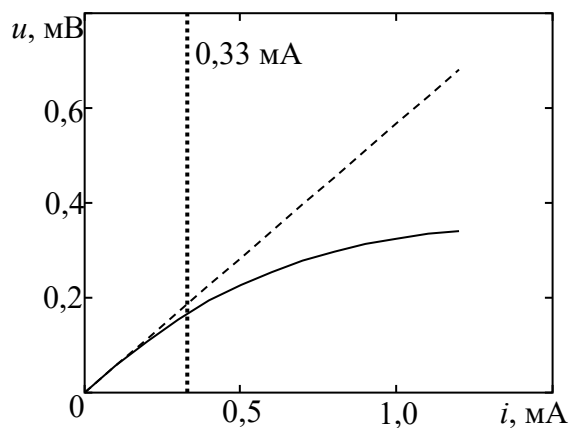


Рисунок 4.19 – Измеренная АВХ малошумящего усилителя (сплошная кривая) и ее линеаризация (штриховая линия). Пунктирная линия – точка компрессии 1 дБ

Точка компрессии для рассматриваемого МШУ возникает при входном токе 0,33 мА.

Найденную АВХ на рисунке 4.19 можно применить для измерения КВХ. Согласно методу, необходимо ввести начальное приближение тока RL-цепи. Для этого по малосигнальной кривой (рисунок 4.18, б) определяются параметры эквивалентной линейной цепи второго порядка так, чтобы добиться максимального соответствия кривых (рисунок 4.20). Параметры линейной схемы составили $R = 567$ Ом, $C = 15$ пФ, $L = 2,3$ мкГн. Подобранные вариационным способом индуктивность используем для измерения семейства зарядов (рисунок 4.21).

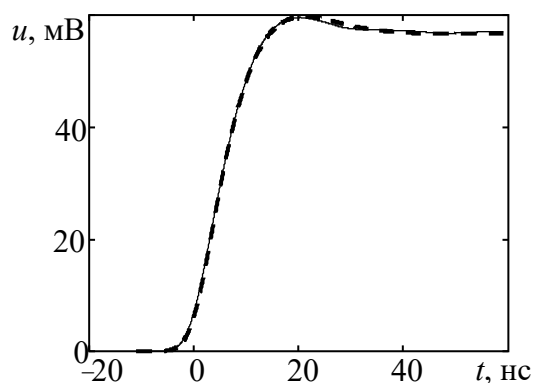


Рисунок 4.20 – Сравнение малосигнальной кривой (сплошная кривая) с переходной характеристикой (штриховая кривая), смоделированной по подобранным параметрам линейной схемы

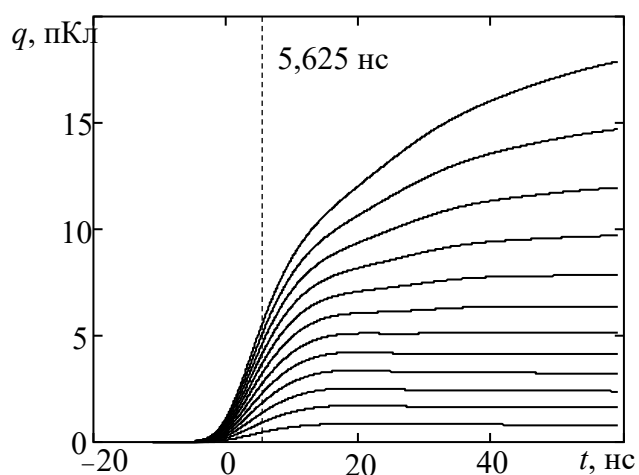


Рисунок 4.21 – Измеренное семейство зарядов. Штриховая линия – момент стробирования KBX

Измеренная KBX представлена на рисунке 4.22, на которой также отложена линеаризованная прямая. Наклон прямой обусловлен значением емкости, подобранным вариационным способом для линейной эквивалентной схемы.

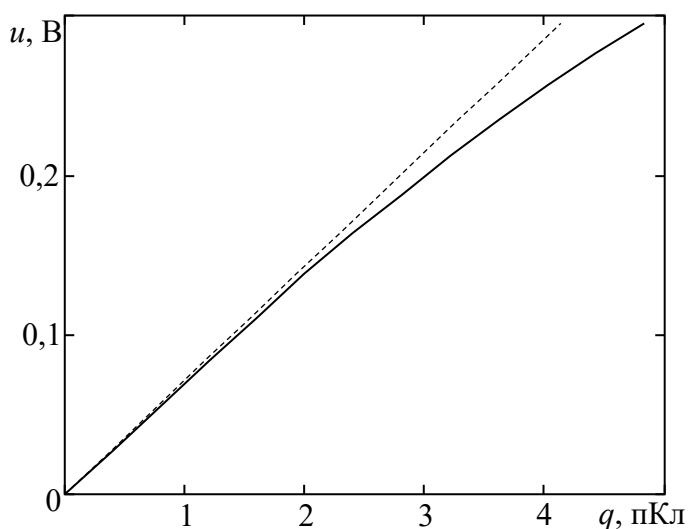


Рисунок 4.22 – Измеренная KBX (сплошная кривая) и ее линеаризация (штриховая линия)

Относительная нелинейность измерения KBX составила 17%. Такое отклонение также обусловлено нелинейностью объекта измерения.

По измеренным АВХ (рисунок 4.19) и КВХ (рисунок 4.22), находится магнитный поток эквивалентной индуктивности и ток RL-цепи (рисунок 4.23). Измеренная ВБАХ показана на рисунке 4.24.

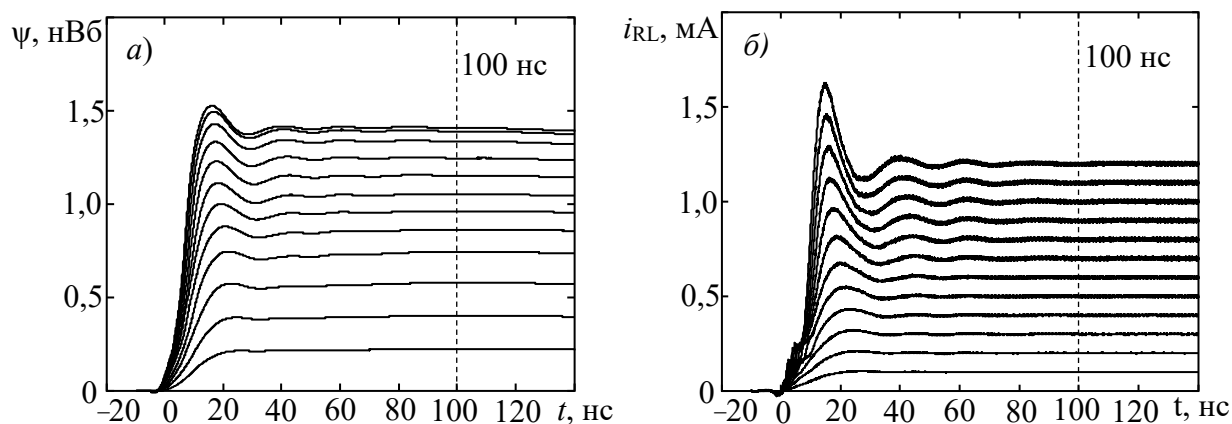


Рисунок 4.23 – Измеренное семейство магнитных потоков (а) и токов RL-цепи (б). Штриховая линия – точка стробирования ВБАХ

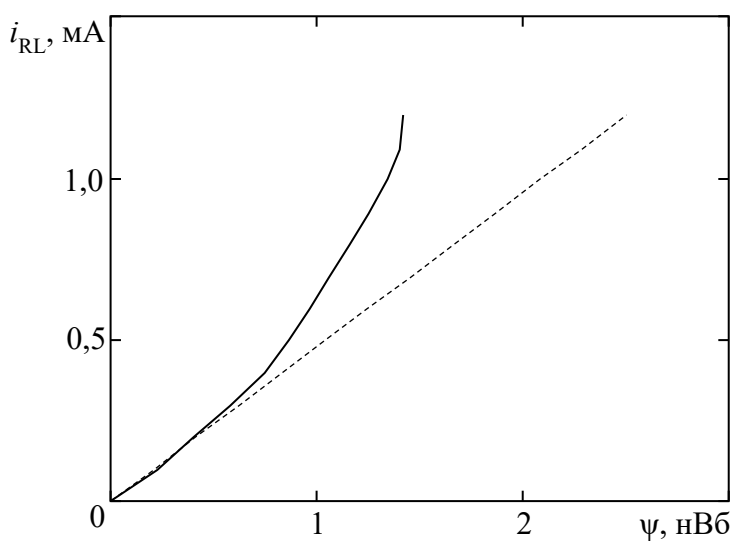


Рисунок 4.24 – Измеренная ВБАХ (сплошная кривая) и ее линейаризация (штриховая прямая)

Относительная нелинейность составила 43%. Измеренные характеристические функции были подставлены в модель для сравнения измеренных переходных характеристик усилителя с модельными до области насыщения (рисунок 4.25).

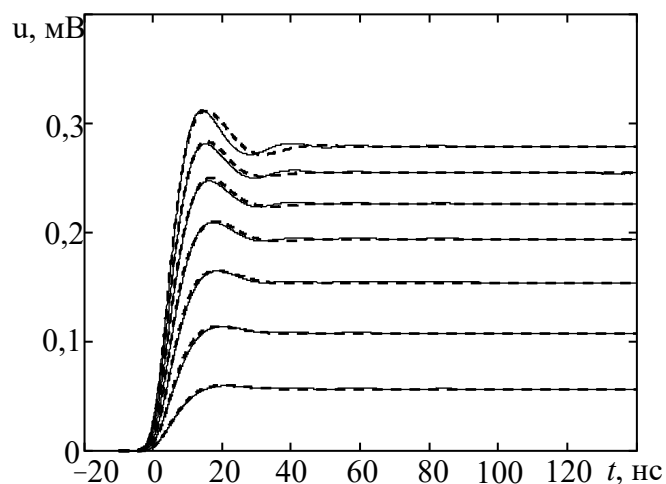


Рисунок 4.25 – Сравнение измеренных переходных характеристик (сплошные кривые) с модельными, полученными подстановкой измеренных характеристических функций (штриховые кривые)

Погрешность моделирования относительно исходных переходных характеристик не превышает 3%, что в целом является удовлетворительным результатом.

4.4 Программа для автоматизированного измерения характеристических функций устройств основной полосы частот

Разработанный метод измерения устройств основной полосы частот с осциллирующими переходными характеристиками можно автоматизировать с помощью программного обеспечения (ПО) [79].

ПО для измерения характеристик можно представить в двух режимах: оффлайн, когда подгружаются измеренные переходные характеристики и выполняются расчеты характеристик, и в режиме реального времени, в котором характеристики измеряются непосредственно с использованием приборов. Разработка ПО в режиме реального времени является более трудоемкой задачей, так как необходимо реализовать драйверные части приборов измерительной установки, отвечающие за взаимодействие в реальном времени. Поэтому остановимся на оффлайн версии.

Разработанный метод измерения представлен в виде алгоритма, который представлен на рисунках 4.26-4.27. В начале происходит загрузка семейства

переходных характеристик в текстовом формате. Файл должен представлять собой многомерный массив, где каждый столбец хранит вектор точек для каждой измеренной переходной характеристики.

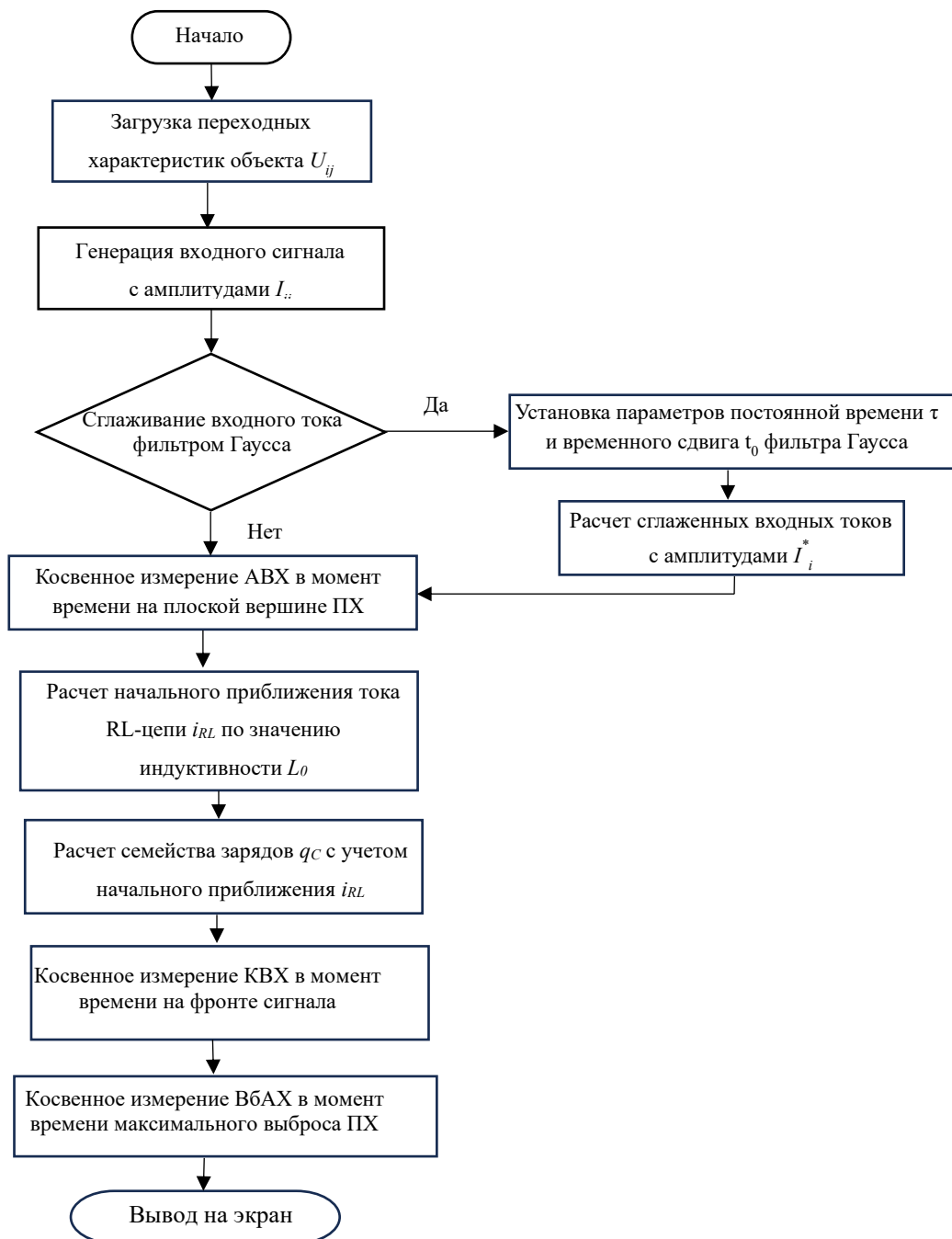


Рисунок 4.27 – Продолжение алгоритма расчета характеристик с помощью ПО

Следующим этапом является формирование семейства входных сигналов I_{ij} (где i – номер точки вектора измеренной переходной

характеристики, j – индекс измеренной переходной характеристики), представляющих собой ток. На вход подается семейство ступенчатых токов. Если переходные характеристики имеют порядок выше второго, то оператор решает, использовать линейный сглаживающий фильтр Гаусса или нет. В случае, если используется фильтр Гаусса, то ступенчатый входной ток пересчитывается к семейству сглаженных токов на входе нелинейного рекурсивного фильтра. Параметрами фильтра Гаусса являются постоянная времени τ и временной сдвиг t_0 , если переходные характеристики начинаются не из нуля.

После формирования семейства входных сигналов и загрузки переходных характеристик, измеряется ВАХ объекта, путем установления оператором параметра для момента времени стробирования на плоской вершине.

По найденной ВАХ и вводимому значению индуктивности задается начальное приближение тока RL-цепи, которое необходимо для расчета семейства зарядов. По рассчитанному семейству зарядов и измеренным переходным характеристикам, оператором вводится параметр времени для стробирования KBX на фронте переходной характеристики. По найденным ВАХ и KBX находится по остаточному принципу ВБАХ, путем расчета магнитного потока и тока RL-цепи и установлении оператором параметра времени для стробирования.

Для программирования был выбран язык программирования Python. Выбор обусловлен довольно обширными библиотеками для научных исследований и расчетов. Дополнительным преимуществом является то, что по протоколу, например SCPI, можно по локальной сети соединиться с любым прибором для управления измерениями в реальном времени. Лицевая панель программы представлена на рисунке 4.28.

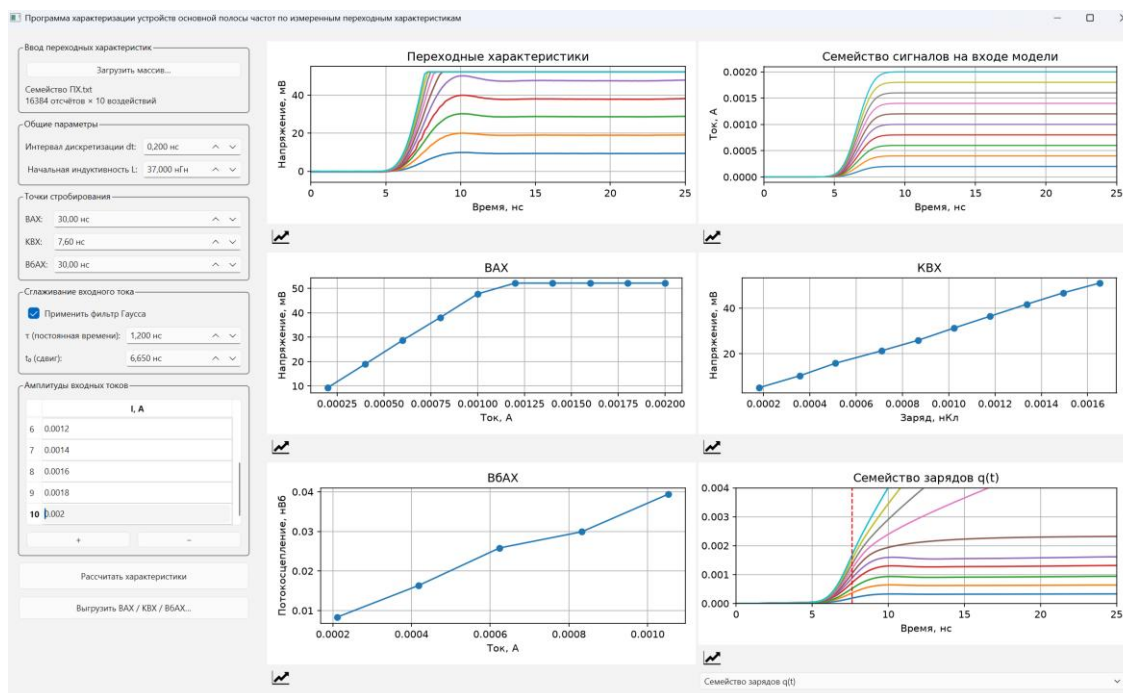


Рисунок 4.28 – Лицевая панель программного обеспечения

Лицевая панель разделена на несколько частей: файловый ввод измеренных переходных характеристик, установление интервала дискретизации и начального приближения индуктивности для нахождения тока RL-цепи, ввода амплитуд ступенчатых входных токов. Амплитуды входных токов задаются вручную оператором для каждой кривой, так как сетка измерения не всегда может быть равномерной. Если переходные характеристики имеют порядок выше второго, то оператором выбирается включение фильтра Гаусса на входе, для которого установлены параметры постоянной времени и временного сдвига.

Для каждой характеристики на лицевой панели есть графический вывод: статически всегда будут выводиться семейство входных токов, измеренных переходных характеристик, BAX, KBX и B6AX. На выбор пользователя отдельно можно выводить рассчитанные характеристики тока конденсатора, заряда конденсатора, магнитного потока и тока RL-цепи, которые используются для измерения характеристических функций.

Разработанное ПО можно в целом расширить и до измерения в реальном времени, добавив драйверную часть приборов. Если же говорить об

дальнейшем усовершенствовании, то можно разработать прибор нового класса для характеристики цепей основной полосы частот, в который можно интегрировать разработанную программу. Объединив разработанный прибор с системой автоматизированного проектирования (САПР) для моделирования радиотехнических широкополосных систем, можно создать программно-аппаратный комплекс, который по своему функционалу будет схож с продуктами мировых компаний. Разработке такой САПР посвящен следующий подраздел.

4.5 Основанные на рассмотренных измерениях модели устройств: имплементация моделей в САПР и симуляция передачи сигналов устройствами

Традиционно перспективы дальнейшего применения результатов диссертации обсуждаются в заключении. Но автор хотел бы отойти от традиции, и в данном подразделе, который является дополнительным к основному материалу, порассуждать о дальнейшем применении нелинейно-инерционных моделей устройств основной полосы частот.

Доступ к таким известным САПР как Visual System Simulator (VSS) в AWR DE компании Cadence или System Design от Keysight Tech. ограничен. На фоне этого в настоящее время происходит бурное развитие отечественных САПР, особенно в части проектирования на уровне принципиальных схем, технологическом и электродинамическом. На этом фоне мало внимания уделяется поведенческому моделированию, хоть и появляются коммерческие продукты, например Engsee [80].

Еще одним обстоятельством, благодаря которому было решено вывести перспективы дальнейшего развития в отдельный подраздел, это существование целых программно-аппаратных комплексов для измерения устройств и непосредственной имплементации результатов в моделирование радиотехнических систем. Ярким примером такой платформы является экосистема PathWaves от компании Keysight Tech., состоящая из САПР структурного уровня System Design и оборудования серии PNA-X для

измерения и использования X-параметров (рисунок 4.29) [81]. Аналогов таким решениям на отечественном рынке нет, поэтому появление таких систем автоматизированного проектирования и измерения, можно считать государственной задачей.

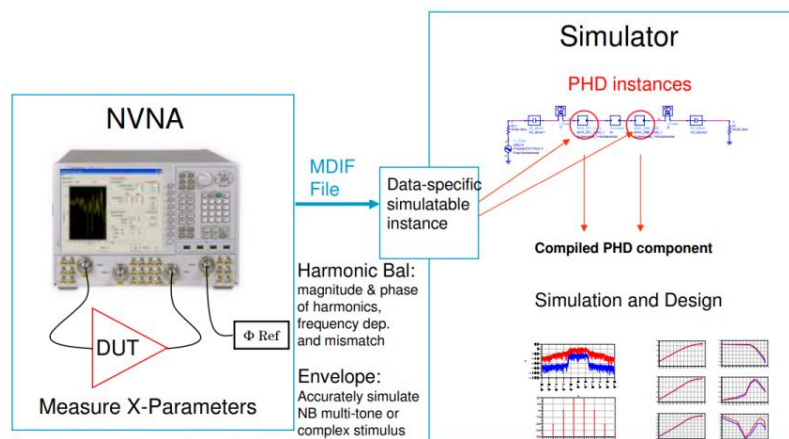


Рисунок 4.29 – Экосистема PathWaves от компании Keysight Tech.

В связи с этим уже несколько лет происходит разработка отечественной системы автоматизированного проектирования структурного уровня для радиотехнических систем, которая будет интегрирована с разработанным прибором для характеристики устройств основной полосы частот (характериограф).

Ранее под руководством автора была разработана среда проектирования Behavioral SimLab [82], которая с помощью предустановленной структурной схемы и узлов позволяет проводить моделирование распространение электромагнитных сигналов от передатчика к приемнику. При этом главной особенностью нашей среды мы выделяем разработанные поведенческие модели, которые позволяют моделировать нелинейное поведение устройств основной полосы частот [20–24, 83–84].

В настоящее время функционал программы позволяет моделировать как связные системы, так и радиолокационные по разработанной

поведенческой модели объекта зондирования [84], которая позволяет проводить моделирование распространения и рассеяния сверхширокополосных сигналов [85].

Разработанная среда проектирования Behavioral SimLab содержит предустановленные блоки с определенной системой параметров (рисунок 4.30). Предустановленная схема состоит из генератора, преобразователя частоты, усилителя мощности, передающей антенны, канала распространения с объектом зондирования, приемной антенны, малошумящего усилителя, преобразователя частоты, фильтра сосредоточенной селекции и аналого-цифрового преобразователя.

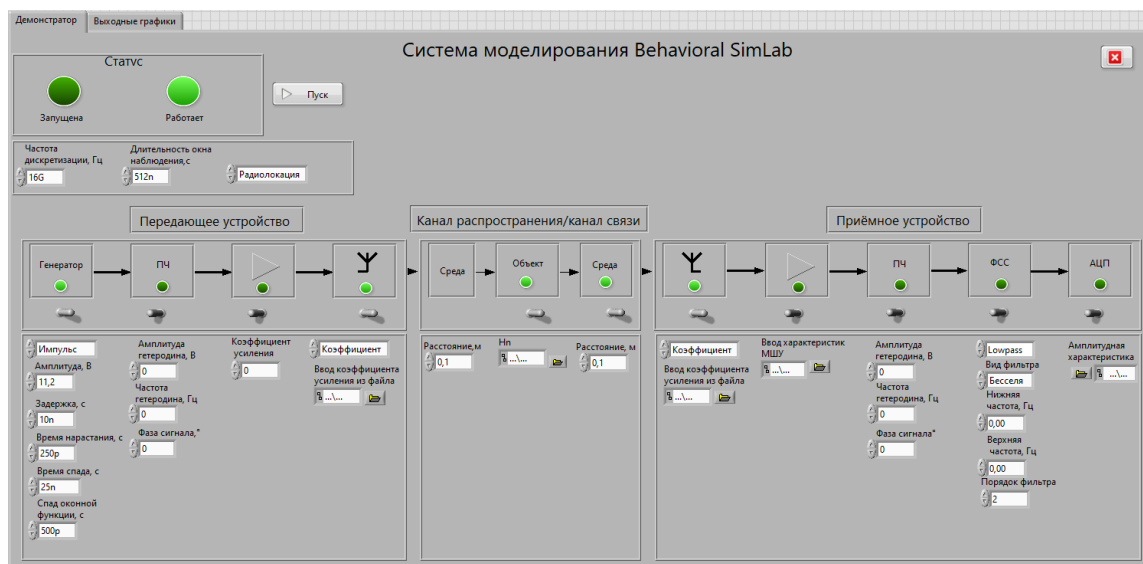


Рисунок 4.30 – Лицевая панель среды проектирования

Система моделирования использовалась для разработки системной модели нелинейного видеоимпульсного локатора [85], в состав которой входили разработанные нелинейно-инерционные модели. Результаты показали, что для обнаружения объектов на больших расстояниях классическая видеоимпульсная локация не подходит, поэтому был разработан новый принцип интермодуляционной нелинейной видеоимпульсной локации [8].

Использование зафиксированной схемы накладывает ограничение на ее дальнейшее использование. Необходимо использование все большего количества узлов при моделировании, а также других математических операций, которые позволяют повысить вариативность моделирования. Поэтому необходимо разрабатывать полноценную САПР системного уровня, по аналогии с мировыми программными продуктами.

Для того, чтобы перейти к следующему поколению, необходимо определиться с минимальной архитектурой САПР (рисунок 4.31) [84].

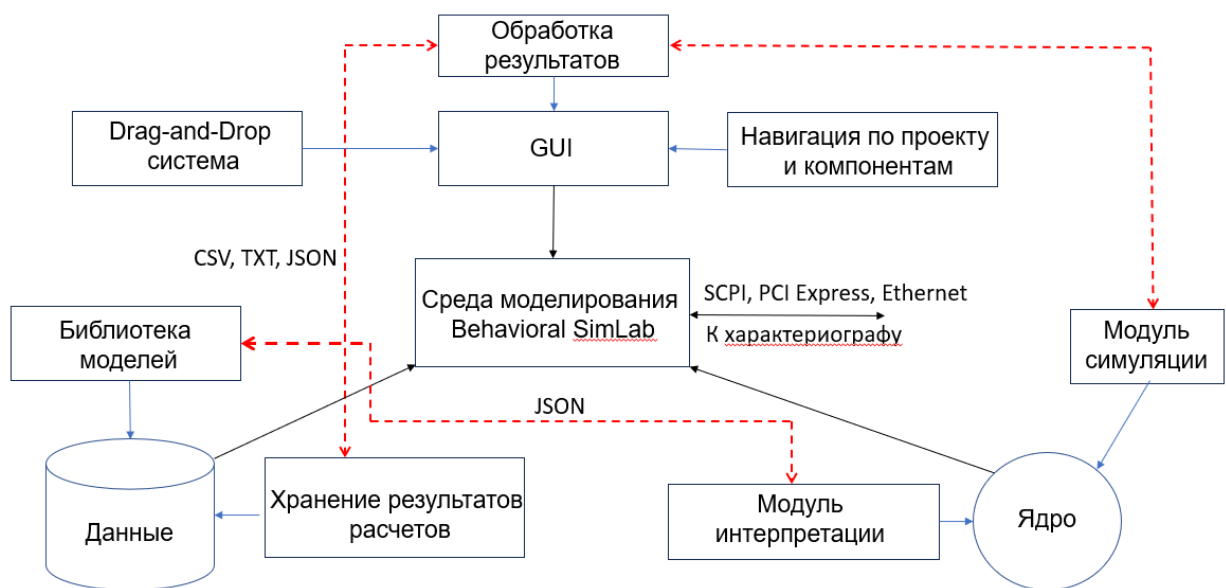


Рисунок 4.31 – Архитектура САПР структурного уровня

Важным шагом к разработке САПР является динамический пользовательский интерфейс (GUI). Реализовать данное решение можно с помощью встраивания модуля drag-and-drop. Это позволяет переставлять узлы системы и управлять ими по усмотрению пользователя. Таким образом, уже появляется возможность моделирования радиотехнических систем не только с каскадным соединением узлов, но и с ветвящейся структурой.

Немаловажным модулем является расчетное ядро САПР. В данный модуль мы закладываем все разработанные математические алгоритмы (то есть поведенческие модели), необходимые для разработки радиотехнических систем: систем связи, радиолокационных и для измерительных задач.

Наиболее важным свойством разрабатываемой САПР мы также ставим интеграцию с разрабатываемым характериографом устройств основной полосы частот [86]. Разработанные нами методы измерения нелинейных характеристик устройств основной полосы частот с помощью нелинейных рекурсивных фильтров позволяют создать аналог измерителей X-параметров в области основной полосы частот.

Таким образом, на основании архитектуры и нашего видения развития отечественных САПР структурного моделирования, мы разработали первую версию нашего продукта. Пользовательский интерфейс системы представлен на рисунке 4.32.



Рисунок 4.32 – Лицевая панель САПР Behavioral SimLab нового поколения

В библиотеку САПР имплементируются разработанные нелинейно-инерционные модели разных порядков для моделирования поведения усилителей, АЦП. Помимо них, с помощью разработанных моделей можно описать и объекты зондирования, которые имеют осциллирующие переходные характеристики и могут быть описаны рекурсивными фильтрами [84].

Появление такого программно-аппаратного комплекса, особенно его симуляционной части (САПР), даст возможность инженерам более тесно познакомиться с предлагаемой системой параметров нелинейно-инерционных

моделей, более точно моделировать нелинейное поведение радиотехнических систем с применением моделей на основе измерений. По личным убеждениям автора, САПР с интеграцией характериографа позволит разработать аналог программно-аппаратных средств на основе X-параметров для моделирования в основной полосе частот. В целом можно констатировать, что разработка такой системы является задачей суверенитета страны, а данная система является перспективной и открывает возможности импортозамещения достаточно сложных зарубежных САПР. При этом интеграция с характериографом делает ее системой, которая будет первой в мире, позволяющей адекватно проводить измерения и моделирование радиотехнических систем в основной полосе частот.

4.6 Выводы по разделу

Приведенные в разделе результаты подтверждают адекватность представленного метода измерения для различных устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине. По результатам экспериментов можно сделать следующие выводы.

1. На мере нелинейности продемонстрировано, что погрешность измерения динамических параметров не превышает 0,5%. Получаемая погрешность измерения статического параметра не превышает 1,5% и обусловлена инструментальной погрешностью. Отсюда следует, что наибольшее значение имеет систематическая инструментальная погрешность, на фоне которой методическая погрешность не просматривается.

2. На примере малошумящего усилителя, протестированного в режиме сильной нелинейности, измерены характеристические функции с нелинейностью около 50%. Моделирование по измеренным характеристическим функциям показало погрешность не более 3%, что для нелинейных поведенческих устройств является удовлетворительным.

3. На примере слабонелинейного устройства оцифровки показана возможность измерения характеристических функций на грани погрешности измерения. Отклонение динамических характеристик от линеаризации

составило около 2%, и обусловлено собственной динамической нелинейностью регистрирующего устройства. Это значение намного выше, чем нелинейность при гармоническом воздействии. Т.е. метод позволяет более адекватно измерять искажения импульсных сигналов устройством. Подстановка измеренных характеристических функций в модель второго порядка и сравнение с исходными переходными характеристиками показало погрешность не более 3%, что для поведенческих моделей является удовлетворительным.

4. На основе метода измерения устройств основной полосы частот с переходными характеристиками с выбросом на плоской вершине разработано программное обеспечение для ЭВМ, которое позволяет с приемлемой погрешностью измерять нелинейные характеристики устройств.

5. В качестве развития использования нелинейно-инерционных моделей на основе измерений разных порядков разработана система автоматизированного проектирования на уровне структурных схем. Данная система позволит объединить уже ранее разработанные программы и установки для характеристики устройств основной полосы частот, а также непосредственно проводить моделирование широкополосных и видеоимпульсных радиотехнических систем. В совокупности это даст отечественный прибор, аналогичный нелинейным характериографам, использующим X-параметры.

Заключение

В качестве основных результатов выполнения диссертационной работы можно выделить следующее:

1) проведен анализ существующих нелинейных моделей и способов измерения характеристических функций, позволяющих моделировать нелинейное поведение устройств для проектирования радиотехнических систем при различных типах тестовых воздействий;

2) разработан метод измерения характеристик устройств основной полосы частот (до модулятора и после демодулятора) с осциллирующими переходными характеристиками, ключевым моментом которого является разнесение точек стробирования при отыскании динамических нелинейных характеристик для независимого их измерения;

3) показано, что при реалистичном расположении точек стробирования при ограничении максимальной амплитуды тестовых воздействий для измерения кулон-вольтовой характеристики необходимо также учитывать начальное приближение индуктивности эквивалентной схемы;

4) на порядок переходной характеристики в большой степени влияет сглаженный начальный участок фронта, который будет влиять на измерение кулон-вольтовой характеристики на фронте переходной характеристики и который можно правильно отобразить, если установить фильтр Гаусса на входе нелинейно-инерционной модели второго порядка;

5) с помощью меры нелинейности, которая является устройством с очень малой нелинейностью, выявлено, что основным источником погрешности по разработанному методу является инструментальная погрешность;

6) на примере нескольких устройств с разной степенью нелинейности показано, что по измеренным нелинейным характеристикам переходные характеристики моделируются с удовлетворительной погрешностью не более 3%;

7) для автоматизации измерения характеристических функций было разработано программное обеспечение.

К перспективам дальнейшей разработки темы относятся.

1) разработка программно-аппаратного комплекса, совмещающего в себе прибор нового класса для характеристики устройств основной полосы частот и систему автоматизированного проектирования на уровне структурных схем. Такой комплекс имеет мировую новизну и позволит, по аналогии с известными измерителями на основе X -параметров, проводить измерения и моделирование в основной полосе частот;

2) разработанный метод измерения осциллирующих переходных характеристик устройств можно использовать не только на проход, но и на отражение, чтобы иметь полноценную модель устройства;

3) разработка метода измерения по нелинейным рекурсивным фильтрам для радиочастотных устройств, нелинейность которых уже невозможно описать с помощью традиционных X -параметров;

4) инверсную модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, по аналогии с моделью первого порядка, возможно использовать для коррекции нелинейных искажений устройств.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Sobhy M. I., Hosny E. A., Ng M. W. R., Bakkar E. A. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, iss. 12. –pp. 2571–2579. – doi: 10.1109/22.554605.
2. Pedro J. C., Maas S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, iss. 4. – pp. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723.
3. Root D. E., Wood J., Tufillaro N., Schreurs D., Pekker A. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems // Proc. of the 2002 IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation. – Santa Rosa. – 8 Oct, 2002. – pp. 71–74. – doi: 10.1109/BMAS.2002.1291060.
4. Root D. E., Verspecht J., Sharrit D., Wood J., Cognata A. Broadband Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, iss. – 11. – pp. 3656–3664. doi: 10.1109/TMTT.2005.855728.
5. Odonyev O., Izhutkin V. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path // 2020 International Youth Conference on Radio Electronics. – Moscow, Russia. – 12-14 Mar. – 2020. – pp. 1–6 doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184.
6. Amini A. R., Boumaiza S. Time-invariant Behavioral Modeling for Harmonic Balance Simulation Based on Waveform Shape Maps // 2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). – Ottawa, ON, Canada. – 2015. – pp. 1–3. – doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098.
7. Li B., Hu X., Kan N., Peng B., Wang W., Ghannouchi F. M. Multistate Digital Predistortion of Nonlinear Effect in PD-NOMA System // IEEE Microwave

and Wireless Technology Letters. – vol. 34, no. 1. – pp. 103-106. Jan. 2024. doi: 10.1109/LMWT.2023.3333885.

8. Семенов Э.В., Безрукова И.В. Об оптимальной форме тестового сигнала для систем нелинейного видеоимпульсного зондирования // Излучение и рассеяние электромагнитных волн : материалы всероссийской научной конференции. – Дивноморское, 23–27 июня 2025 г. – 7 с.

9. Kennaugh E. , Cosgriff R. The Use of Impulse Response in Electromagnetic Scattering Problems // 1958 IRE International Convention Record. – New York, NY, USA. – 1958. – pp. 72-77. – doi: 10.1109/IRECON.1958.115070.

10. Kennaugh E. M., Moffatt D. L. Transient and Impulse Response Approximations // Proceedings of the IEEE. – Vol. 53, – no. 8. – pp. 893-901. – Aug. 1965. –doi: 10.1109/PROC.1965.4068.

11. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с. – ISBN 5-256-00227-9.

12. Якубов В. П. Шипилов С.Э., Сатаров Р.Н., Юрченко А.В. Дистанционная сверхширокополосная томография нелинейных радиоэлектронных элементов // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, вып. 2.

13. Семенов Э.В., Назаров М.А., Фатеев А.В., Полторыхин К.М., Березин А.А., Поздняков В.С. Измерение нелинейного рассеяния видеоимпульсных электромагнитных волн малоразмерными объектами // Приборы и техника эксперимента. – 2024. – № 4. – С. 115-124. – DOI 10.31857/S0032816224040132.

14. Arslan H., Chen Z.N., Di Benedetto M.-G. Ultra-Wideband Wireless Communication. – Hoboken, NJ: John Wiley&Sons, 2006. – 528p. –ISBN 978-0-470-04238-0.

15. Поздняков В.С., Семенов Э.В. Обнаружение латентных дефектов электрических контактов в кабельных сборках короткоимпульсным зондированием // Решетневские чтения : материалы XXIX Международной

научно-практической конференции. Красноярск, 10–14 ноября 2025 г. – Красноярск : РИО СибГУ, 2025. – С. 667–669.

16. Артищев С. А., Семенов Э.В. Способ обнаружения малых дефектов электрических контактов методом термонелинейной рефлектометрии с применением компенсации нестационарности генератора тестовых сигналов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2013) : материалы 23 Междунар. конф. Севастополь, Украина, 7–14 сентября 2013 г. – Севастополь : Вебер. – 2013. – Т. 1. – С. 1018–1019.

17. Лабутин С.А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений импульсных сигналов в измерительных преобразователях // Техника средств связи. Сер.: Радиоизмерительная техника. – 1989. – Вып.1. – С.9-15.

18. Лабутин С. А. Оценивание и коррекция динамических искажений сигналов на основе нелинейных моделей средств измерений // Измерительная техника. Метрология. – 1986. – №12. – С.22–29.

19. Ланнэ А. А. Синтез нелинейных систем. Нерекурсивные системы, детерминированный случай // Электронное моделирование. – 1980. – №1. – С.60-68.

20. Назаров М. А., Семенов Э. В. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение // Изв. высших учебных заведений России. – 2023. – Т. 26, № 4. – С. 123–132. – doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132.

21. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – Vol. 68, iss. 6. – pp. 2192–2196. – doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819.

22. Semyonov E.V. Synthesis of Behavioral Models for Circuits With Nonlinearity Less Than Model Error // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – Vol. 70, no. 6. –pp. 2216-2220. – June 2023. – doi: 10.1109/TCSII.2022.3231873.

23. Семенов Э.В., Назаров М.А. **Полторыхин К.М.** О характеристике динамической нелинейности сверхширокополосных устройств. // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 1. – doi:10.30898/1684-1719.2025.1.12.

24. Gao X., Zhou Z. L., He M. J. SPICE Modeling of Wideband RF Front-end for Electromagnetic Coupling Analyses // 2017 IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing). – Beijing, China. – 2017. –pp. 1–4. – doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260410.

25. Pratap R., Singh R. K., Agarwal V. SPICE Model Development for SiC Power MOSFET // 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). – Bengaluru, India. – 2012. – pp. 1–5. – doi: 10.1109/PEDES.2012.6484369.

26. Wu L., Saeedifard M. A Simple Behavioral Electro-thermal Model of GaN FETs for SPICE Circuit Simulation // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – Long Beach, CA, USA. – 2016. – pp. 2136–2140. – doi: 10.1109/APEC.2016.7468162.

27. Quitadamo M. V., Fiori F. A SPICE Model of Operational Amplifiers for Electromagnetic Susceptibility Analysis // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – Vol. 64, no. 2. – pp. 418-428. – April 2022. – doi: 10.1109/TEM.2021.3135114.

28. Brinson M., Tomaszewski D. Advances in Qucs-S Schematic Capture for SPICE and Verilog-A Device Modelling and Circuit Simulation // 2022 29th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and System (MIXDES). – Wrocław, Poland. – 2022. –pp. 27-32. – doi: 10.23919/MIXDES55591.2022.9838038.

29. Gummel H., Poon H. A Compact Bipolar Transistor Model // 1970 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. – Philadelphia, PA, USA. – 1970. – pp. 78–79. – doi: 10.1109/ISSCC.1970.1154800.

30. Gummel H. K., Poon H. C. An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors // The Bell System Technical Journal. – vol. 49, no. 5. – pp. 827–852. – May-June 1970. – doi: 10.1002/j.1538-7305.1970.tb01803.

31. Zhang Y., Wang Y., Li W., Nan T., Liu H. A Physical Current Model of GaN HEMTs for Linking Devices Physics //2025 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Xi'an, China. – 2025. – pp. 1–3. – doi: 10.1109/ICMMT65948.2025.11187631.
32. Root C. D., Melillo J., Sammon S. Computer Modeling of Diode Forward Recovery Characteristics // IEEE Transactions on Electron Devices. – vol. 29, – no. 3. – pp. 461–463. – March, 1982. – doi: 10.1109/T-ED.1982.20724.
33. Verspecht, J. Bossche M.V., Verbeyst F. Characterizing Components Under Large Signal Excitation: Defining sensible large signal S-parameters // 49th IEEE ARFTG Conf. Dig. – Denver, CO. – Jun., 1997. – P. 109–117.
34. Verspecht J., Williams D. F., Schreurs D., Remley K. A. , McKinley M. D. Linearization of Large-signal Scattering Functions // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 53, no. 4. – pp. 1369–1376. – April 2005, – doi: 10.1109/TMTT.2005.845771.
35. Tag A, Akstaller W, Musolff C, Weigel R, Hagelauer A, Bader B et al. Polyharmonic Distortion Modeling of RF BAW Components // 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2015, – doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166954.
36. Palomo M. G., Ruiz S.O., Medina-Rull A., Marin E., Pantoja M. F., Pasadas F., Godoy A., Ruiz F.G. Induced Current Mismatch Correction Based on X parameters Theory // 2024 54th European Microwave Conference (EuMC). – Paris, France. – 2024. – pp. 260-263. – doi: 10.23919/EuMC61614.2024.10732271.
37. Kishikawa R., Tokgöz K. K., Ito H., Amakawa S. Predicting Amplifier Intermodulation Distortion from Single-Tone Measurement/Simulation // 2025 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Jeju, Republic of Korea. – 2025. – pp. 1-3. – doi: 10.1109/APMC65046.2025.11378877.
38. Root D. E., Verspecht J., Horn J., Marcu M. X-Parameters: Characterization, Modeling, and Design of Nonlinear RF and Microwave Components. – Cambridge : Cambridge University Press, 2013. – 219 p. – ISBN 978-0-521-19323-8.

39. Tasker P. J. Robust Extraction of Cardiff Model Parameters from Appropriately Tailored Measured Load-Pull Data // 2020 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS). – Monterey, CA, USA. – 2020. – pp. 1–5. – doi: 10.1109/BCICTS48439.2020.9392942.

40. Tian M., Bell J., Azad E., Quaglia R., Tasker P. A Novel Cardiff Model Coefficients Extraction Process Based on Artificial Neural Network // 2023 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications. – Las Vegas, NV, USA. – 2023. – pp. 1-3. – doi: 10.1109/PAWR56957.2023.10046221.

41. Mišić J., Marković V., Marinković Z. Behavioral Modeling by Volterra Series and Time-delay Neural Network Approach // 12th Symposium on Neural Network Applications in Electrical Engineering (NEUREL). –Belgrade, Serbia. – 2014. – pp. 45–50. –doi: 10.1109/NEUREL.2014.7011456.

42. Khalifa M. O. H., Abdelhafiz A., Kwan A., Ghannouchi F. M., Hammi O. Behavioral Modeling of Envelope Tracking Power Amplifier Using Volterra Series Model and Compressed Sampling //2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015). – Shenzhen, China. –2015. –pp. 1–4. –doi: 10.1109/IEEE-IWS.2015.7164608.

43. Fehri B. and Boumaiza S. Baseband Equivalent Volterra Series for Behavioral Modeling and Digital Predistortion of Power Amplifiers Driven With Wideband Carrier Aggregated Signals // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – vol. 62, no. 11, – pp. 2594–2603. – Nov. 2014. – doi: 10.1109/TMTT.2014.2360387.

44. Rafie M., Abdipour A., Moradi G. Nonlinear Distortion Analysis of an Amplifier, Having a Large Number of Nonlinear Elements, Using Volterra Series // International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications. – 2008. – doi: 10.1109/AMTA.2008.4763125.

45. Chen W., Liu X., Chu J., Wu H., Feng Z., Ghannouchi F. M. A Low Complexity Moving Average Nested GMP Model for Digital Predistortion of

Broadband Power Amplifiers // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – vol. 69, no. 5. – pp. 2070–2083. – May 2022. – doi: 10.1109/TCSI.2022.3150408.

46. Коротков А.С., Румянцев И.А. Функциональные модели усилителя мощности с «эффектом памяти» // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – №5. – 2012. – С. 50-54.

47. Bouazza T. H. C., Bachir S., Duvanaud C. Behavioral Blocks Model for Complexity-Reduced Modeling of RF Power Amplifiers // 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). –Sapporo, Japan. –2019. –pp. 1–5. – doi: 10.1109/ISCAS.2019.8702517.

48. Dikmese S., Anttila L., Campo P. P., Valkama M. Behavioral Modeling of Power Amplifiers With Modern Machine Learning Techniques // IEEE MTT-S International 126 Microwave Conference on Hardware and Systems for 5G and Beyond (IMC-5G). – 2019. – doi: 10.1109/IMC-5G47857.2019.9160381.

49. Vector Network Analyzer Keysight XN9-class. Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/us/en/product/NA5205A/pna-x-pro-microwave-network-analyzer-10-mhz-to-50-ghz.html>

50. Paggi M., Williams P. H., Borrego J. M. Nonlinear GaAs MESFET Modeling Using Pulsed Gate Measurements // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36, No 12. – P. 1593–1597.

51. Dunleavy L., Clausen W., Weller T. Pulsed I-V for Nonlinear Modeling // Microwave Journal. – March, 2003. URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/3619-pulsed-i-v-for-nonlinear-modeling>.

52. Chen Y., Xu R., Xu Y. A Simplified Angelov Self-heating Modeling Using Short and Long Duration Pulsed I-V Measurement for a GaN HEMT // 2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). – Shanghai, China. –2020. – pp. 1–3. – doi: 10.1109/IWS49314.2020.9360196.

53. Ofiare A., Khalid A., Wang J., Wasige E. Pulsed I-V and Small Signal Characterization and Modelling of Resonant Tunneling Diodes // 2015 11th

Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). – Glasgow, UK. –2015. – pp. 286 – 289. –doi: 10.1109/PRIME.2015.7251391.

54. Struble W., Chu S. L. G., Schindler M. J., Tajima Y., Huang J. Modeling Intermodulation Distortion in GaAs MESFETs Using Pulsed I-V Characteristics // GaAs IC Symposium Technical Digest. – Monterey, CA, USA. –1991. –pp. 179-182. – doi: 10.1109/GAAS.1991.172666.

55. Pulsed I-V Series. Mauri Microwave. URL: <https://maurymw.com/products/pulsed-iv-system/pulsed-iv-supply-series/>

56. Current-voltage Analyzers I-V. Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/semiconductors/current-voltage-analyzers.html>

57. Pulsed IV/RF Characterization System. Auriga Microwave. URL: <https://aurigamicrowave.com/au4850-pulsed-iv-rf-system/>

58. Pulsed I-V Hardware. AMCAD Engineering. URL: <https://www.amcad-mw.com/products/am3200>

59. Concalves C.F., Nunes L.C., Cabral P.M., Pedro J.C. Pulsed I/V and S-parameters Measurement System for Isodynamic Characterization of Power GaN HEMT Transistor // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – vol.28, no.8. –2018. –p. 9. – doi: 10.1002/mmce.21515.

60. Kuhn M. A Quasi-static Technique for MOS C-*V* and Surface State Measurements / Solid-State Electronics. – vol. 13, iss. 6. – June 1970. – pp. 873-885. Doi: 10.1016/0038-1101(70)90073-0.

61. Kappalo W.K., Walsh J.P. A Current-voltage Technique for Obtaining Low-frequency C-V Characteristics of MOS Capacitors // Applied Physics Letters. – vol. 17, no. 9. – 1970. –p. 384-386. –doi: 10.1063/1.1653446.

62. Monderer B., Lakhani A.A. Measurement of the Quasi-static C-V Curves of an MIS Structure in the Presence of Charge Leakage// Solid State Electronics. – vol. 28, iss. 5. – 1985. –p. 447-451. –doi: 10.1016/0038-1101(85)90106-6.

63. Bohm M., Salamon S., Kiss Z. Evaluation of the Density of States at a-Si/SiNx/Cr Capacitors by Means of the Quasi-static Slow Ramp CV-method// Journal of Non-Crystalline Solids. – vol. 97-98, part 1. – 1987. –p. 735-738. –doi: 10.1016/0022-3093(87)90173-6.

64. Keithley Model 595 Quasistatic CV Meter. Tektronix Inc. URL: https://download.tek.com/manual/595_901_01B.pdf

65. Parameter Analyzer. Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/us/en/product/B1500A/semiconductor-device-parameter-analyzer-system-mainframe.html>

66. Semyonov E. V. The Method of Ultra-short Pulse Current-voltage and Capacity Voltage Characterization // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011 21th International Crimean Conference. – 2011. – P. 873– 874.

67. Отузбаева Д. К., Семенов Э.В. Анализ искажений короткоимпульсных сигналов различной формы в свехширокополосных измерителях вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 2(32). – С. 13–17.

68. Патент 2498326 Российская Федерация. МПК G01R 27/08. Способ измерения вольт-амперной и вольт-фарадной характеристик (варианты) : N 2012115792/28: заявл. 2012.04.19: опубликовано 2013.11.10 / Семенов Э. В.

69. Назаров М.А., Семенов Э.В. Оценка систематической погрешности измерения формы импульсного сигнала регистрирующим устройством // Научная сессия ТУСУР-2013: матер. Всерос. науч-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч.1. – 324-326.

70. Назаров М. А., Семенов Э.В. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 3(29). – С. 38–42.

71. Singleton, H. E. Theory of Nonlinear Transducers // Res. Lab. Electron., Massachusetts Inst. Technol., Cambridge, MA, USA, Rep. 160. – Nov., 1950. – URL: <https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/4896/RLE-TR-16004722817.pdf>.

72. Назаров М.А., Семенов Э.В. Поведенческие модели сверхширокополосных устройств и их характеристика. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 74 с.

73. Назаров М. А., Семенов Э.В. Анализ нелинейно-инерционных свойств устройств оцифровки с использованием их модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра // Доклады ТУСУР. –2022. –Т. 25, № 4. –С. 110–114. – DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114.

74. **Полторыхин К.М.**, Семенов Э.В. Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики // Изв. высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2025. – Т. 28, № 4. – С. 109–118. – DOI: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118.

75. **Полторыхин К.М.**, Семенов Э.В. Моделирование нелинейных устройств основной полосы частот с переходными характеристиками высших порядков посредством нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 2. – URL: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.2.11>.

76. **Полторыхин К.М.**, Семенов Э.В. Мера нелинейности и оценка погрешности измерения характеристических функций устройств основной полосы частот второго порядка // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2026. Т. 29, №1. – С. 46–52. – doi: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-46-52.

77. Design Support Software SimSurfing. Murata Manufacturing. URL: <https://ds.murata.com/simsurfing> (дата обращения 23.07.2026)

78. Resistors. Yageo Group. URL: <https://yageogroup.com/products/Resistors> (дата обращения 23.07.2026)

79. Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ №2026612839 РФ. Программа характеристики устройств основной полосы частот по измеренным переходным характеристикам / **Полторыхин К.М.**, Семенов Э.В.; заявл. 29.12.2025; зарегистр. в Реестре программ для ЭВМ 30.01.2026.

80. Engee. ООО «Ритм». URL: <https://start.engee.com/> (дата обращения 06.08.2026)

81. PathWave. Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/3120-1187/technical-overviews/Using-X-Parameters-PathWave-RF-Synthesis-Genesys-and-PathWave-System-Design-SystemVue.pdf>. Дата обращения (06.08.2026)

82. Полторыхин К.М., Семенов Э.В., Березин А.А., Байкалова А.Е. Универсальное средство моделирования широкополосных радиотехнических систем на уровне структурной схемы // Школа молодых ученых / форум «Микроэлектроника 2023»: сборник тезисов. Сочи, 9–14 октября 2023 г. – М. : Техносфера, 2023. – С. 802–803.

83. Безрукова И.В., Семенов Э.В., **Полторыхин К.М.**, Градов И.А. Амплитудная характеристика нелинейного рассеивателя в режиме сверхширокополосного сигнала // 81-я научно техническая конференция СПб НТО РЭС им. А.С. Попова. – 2026. URL: https://confntores.etu.ru/assets/files/2026/sbornik/2_bezrukova_amplitudnaya.docx

84. Semyonov E.V., Nazarov M.A., **Poltorykhin K.M.**, Berezin A.A., Fateev A.V. Features and behavioral modeling of ultra-wideband signals nonlinear scattering by small-sized electronic devices // IEEE Transactions on Radar Systems. – 2025. – vol. 3. – pp. 843–851. doi: 10.1109/TRS.2025.3575462.

85. **Полторыхин К.М.**, Семенов Э.В., Безрукова И.В. Моделирование распространения и нелинейного рассеяния сверхширокополосного сигнала малогабаритным объектом на уровне структурной схемы // Излучение и рассеяние электромагнитных волн : материалы всероссийской научной конференции. Дивноморское, 23–27 июня 2025 г. – 7 с.

86. **Полторыхин К.М.** Разработка отечественной интегрированной среды автоматизированного проектирования и измерения широкополосных устройств для радиотехнических систем // 11 научная конференция «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули» / форум «Микроэлектроника 2025» : сборник тезисов. Сочи, 21–27 сентября 2025. г. – М.: Техносфера, 2025. – С. 208–209.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Справочное)

Результат интеллектуальной деятельности

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

RU

2026612839



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства):

2026612839

Дата регистрации: **30.01.2026**

Номер и дата поступления заявки:

2025698147 29.12.2025

Дата публикации и номер бюллетеня:

30.01.2026 Бюл. № 2

Контактные реквизиты:

lykov@opec.hcei.tsc.ru

Авторы:

Полторыхин Кирилл Михайлович (RU),

Семенов Эдуард Валерьевич (RU)

Правообладатель:

**Федеральное государственное бюджетное
учреждение науки «Институт сильноточной
электроники Сибирского отделения Российской
академии наук» (RU)**

Название программы для ЭВМ:

**Программа характеристики устройств основной полосы частот по измеренным
переходным характеристикам**

Реферат:

Программа предназначена для автоматизированной обработки переходных характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине для расчета нелинейных характеристик: кулон-вольтовой (влияющей на крутизну фронта переходной характеристики), вебер-амперной (влияющей на выброс на плоской вершине переходной характеристики) и вольт-амперной (устанавливающей зависимость входной и выходного сигнала). Обработка осуществляется по измеренным переходным характеристикам устройства, которое представляется в виде модели нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. Стробирование нелинейных характеристик происходит по рассчитанным зависимостям модели в разные моменты времени. Программное обеспечение выполняет следующие функции: загрузка переходных характеристик устройства из текстового файла, расчет кулон-вольтовой, вебер-амперной и вольт-амперной характеристик, вывод их на экран.

Язык программирования: G

Объем программы для ЭВМ: 86 Кб

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(Справочное)

Акты внедрения результатов диссертационной работы



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ» (АО «НИИПП»)

✉ Россия, 634034, г. Томск, ул. Красвоармейская, 99а, ИНН/КПП 7017084932/701701001
☎ +7 (3822) 288-288 (приемная), факс +7 (3822) 55-50-89
E-mail: niipp@niipp.ru www.niipp.ru

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы

Настоящим актом подтверждаем, что результаты научных исследований по реализации моделирования и измерения нелинейных характеристик устройств по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, полученные в работе Кирилла Михайловича Полторыхина, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе устройства телевидения», использованы при рассмотрении вариантов реализации корректора нелинейных искажений для ламп бегущей волны, используемых в спутниковых радиотехнических системах.

Использование осуществлено в процессе выполнения хозяйственного договора по проведению математического моделирования радиочастотных модулей № 17705596339230002040/1386-2024 от 20.12.2024 между АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» и Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники.

Применяемые лампы бегущей волны имеют амплитудные характеристики и амплитудно-фазовую конверсию, которые существенно зависят от частоты в используемом диапазоне частот шириной около 300 МГц. Возникающие частотно-зависимые нелинейные искажения не могут быть в полной мере представлены поведенческими моделями в виде X-параметров, которые позволяют описать нелинейность на каждой частоте используемого диапазона отдельно, но не адекватны, если все частотные составляющие действуют на объект одновременно. Поэтому актуален переход к нелинейно-инерционным моделям, не использующим классическое частотное разложение сигналов. Одна из таких моделей представлена в диссертации соискателя.

Заместитель генерального
директора по научной работе
_____ 2026 г.



А.В. Васильев

УТВЕРЖДАЮ
Директор ООО НПК «ТЕСАРТ»

А.О. Семкин
06 2026 г.



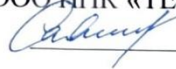
АКТ
о внедрении (практическом использовании) результатов диссертации
Полторыхина Кирилла Михайловича

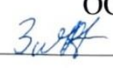
Комиссия в составе: начальника НИО-4 ООО НПК «ТЕСАРТ» Е.В. Андропова, ведущего инженера-конструктора НИО-4 ООО НПК «ТЕСАРТ», д.т.н. А.А. Савина, ведущего инженера-конструктора НИО-2 ООО НПК «ТЕСАРТ» А.А. Залевского, составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в ООО НПК «ТЕСАРТ» при разработке и проверке метрологических характеристик контрольно-проверочной аппаратуры следующих результатов диссертации Полторыхина Кирилла Михайловича:

1. Оценка инструментальной и методической погрешности измерения (экстракции) параметров эквивалентной схемы электрической цепи в коаксиальном волноводе при помощи измерительного стенда на основе генератора сигналов и цифрового осциллографа. Метод измерения основан на использовании нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

2. Сравнительный анализ существующих и нового разработанного метода безытерационного измерения характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики. Анализ выполнен с целью разработки архитектуры измерительного прибора нового класса, предназначенного для тестирования и характеризации СВЧ устройств сложными сигналами.

Начальник НИО-4
ООО НПК «ТЕСАРТ»
 Е.В. Андронов

Ведущий инженер-конструктор НИО-4
ООО НПК «ТЕСАРТ», д.т.н.
 А.А. Савин

Ведущий инженер-конструктор НИО-2
ООО НПК «ТЕСАРТ»
 А.А. Залевский

УТВЕРЖДАЮ

Директор
ООО НПК «ТЕСАРТ»



А.О. Семкин

2026 г.

АКТ

о реализации в ООО НПК «ТЕСАРТ» результатов диссертационной работы
на соискание ученой степени кандидата технических наук
Полторыхина Кирилла Михайловича

Комиссия в составе:

председателя

комиссии:

начальника НИО-4, Андропова Е.В.

должность, фамилия, инициалы

членов

комиссии:

ведущего инженера-конструктора НИО-4, д.т.н. Савина А.А.

должность, фамилия, инициалы

ведущего инженера-конструктора НИО-4, Рощина К.Н.

должность, фамилия, инициалы

установила, что результаты научных исследований, полученные в рамках диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Полторыхина К.М., реализованы в Обществе с ограниченной ответственностью Научно-производственная компания «ТЕСАРТ».

Результаты диссертационного исследования, связанные с безытерационным косвенным определением характеристических функций нелинейно-инерционной модели второго порядка по семейству переходных характеристик, реализованы при выполнении проекта по разработке и экспериментальной верификации приемного модуля радиолокационного назначения. При отработке приемного канала применялась оценка переходных процессов усилителя промежуточной частоты и входного буферного каскада устройства оцифровки, в том числе контроль выброса, затухающих колебаний и амплитудно-зависимых искажений отклика.

Методические решения по переносу точки стробирования кулон-вольтовой характеристики на фронт переходной характеристики и учету начального значения эквивалентной индуктивности реализованы при выполнении проекта по созданию измерительного стенда для испытаний широкополосного видеоусилителя и формирователя импульсных воздействий. Указанные решения использовались для разделения вклада эквивалентной емкости и индуктивности в переходный процесс и для уточнения параметров поведенческой модели испытываемых узлов.

На основе полученных результатов в указанных проектах выполнена характеристика двух типовых устройств: усилителя промежуточной частоты приемного тракта и широкополосного видеоусилителя импульсного канала. Для этих устройств определены ампер-вольтовые, кулон-вольтовые и вебер-амперные характеристики эквивалентной модели второго порядка, а также выполнено сопоставление измеренных и расчетных переходных характеристик в рабочих режимах.

Внедрение результатов диссертационных исследований позволило повысить достоверность оценки динамических искажений в приемных и импульсных трактах, выявлять амплитудно-зависимые выбросы и колебательные составляющие переходного процесса, а также использовать полученные поведенческие модели при настройке опытных образцов радиоэлектронных устройств.

Председатель
комиссии:

начальник НИО-4



Андронов Е.В.

должность, подпись, фамилия, инициалы

Члены

комиссии:

ведущий инженер-конструктор НИО-4, д.т.н.



Савин А.А.

должность, подпись, фамилия, инициалы

ведущий инженер-конструктор НИО-4



Рощин К.Н.

должность, подпись, фамилия, инициалы

ПРИЛОЖЕНИЕ В

(Справочное)

ПРОЧЕЕ

Всероссийская научная конференция «2025 Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ-2025



23-27 июня 2025



Санаторий «Голубая даль», с. Дивноморское



rsemw.sfedu.ru

СЕРТИФИКАТ

Полторыхин Кирилл Михайлович

выступил с устным докладом:

«Моделирование распространения и
рассеяния сверхширокополосного сигнала
малогабаритным объектом на уровне
структурной схемы»



Полторыхин К.М., Семенов Э.В.,
Безрукова И.В.

Председатель
ВНК «ИРЭМВ-2025»

Юханов Юрий Владимирович





СПбГУТ)))



АСМС



130 лет
ПЕРЕДАЧИ
А.С. ПОПОВЫМ
ПЕРВОЙ
РАДИОГРАММЫ
«HEINRICH HERTZ»



**81-я НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СПб НТО РЭС им. А.С. ПОПОВА,
посвященная Дню радио**

20-24 апреля 2026

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

В Ы Д А Н

ПОЛТОРЫХИНУ Кириллу Михайловичу

доклад:

«Амплитудная характеристика нелинейного рассеивателя в режиме
сверхширокополосного воздействия».

Председатель организационного комитета
Семенов А.А.



Санкт-Петербург, 2026