

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
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



НАЗАРОВ МАКСИМ АНДРЕЕВИЧ

**ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕПЕЙ
НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНО-ИНЕРЦИОННОЙ
ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПЕРВОГО ПОРЯДКА**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

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

Томск – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1 АНАЛИЗ ВОПРОСОВ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ	12
1.1 Обзор вопросов, связанных с характеристикой радиотехнических устройств и систем	12
1.2 Обзор нелинейных моделей для описания цепей	13
1.3 Проблемы экстракции параметров модели	29
1.4 Обзор методов измерения нелинейных характеристик цепей	36
1.4.1 Квасистатический метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик	36
1.4.2 Импульсный метод измерения вольт-амперных характеристик (PIV-метод)	38
1.4.3 Сверхкороткоимпульсный метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик	40
1.4.4 Метод измерения квазистатических вольт-фарадных характеристик	42
1.5 Средства импульсных измерений и вопросы калибровки	43
1.6 Постановка цели и задачи исследования	47
2 ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	49
2.1 Формирование требований к измерительному оборудованию для измерения переходных характеристик объекта	49
2.2 Исключение источников погрешности измерения переходных характеристик	52
2.2.1 Смещение нуля канала регистрирующего устройства	53

2.2.2	Динамическая нелинейность канала регистрирующего устройства	56
2.2.3	Статическая нелинейность канала регистрирующего устройства	62
2.2.4	Нелинейность генератора	64
2.2.5	Шумы канала регистрирующего устройства.....	67
2.3	Выводы по второму разделу	69
3	КОСВЕННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ И КУЛОН-ВОЛЬТОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ ЕГО ИЗМЕРЕННОГО СЕМЕЙСТВА ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	71
3.1	Разработка способа косвенного измерения вольт-амперных	71
	и кулон-вольтовых характеристик	71
3.2	Проверка способа косвенного измерения вольт-амперных и кулон-вольтовых характеристик	75
3.3	Критерии выбора момента стробирования при измерении характеристик ..	77
3.4	Расчет погрешности косвенных измерений вольт-амперной и кулон-вольтовой характеристик объекта	80
3.5	Разработка меры нелинейности импульсных вольт-амперных	82
	и кулон-вольтовых характеристик	82
3.6	Разработка программного обеспечения установки для автоматизированного измерения нелинейных характеристик объектов.....	85
3.7	Выводы по третьему разделу	101
4	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ В РАССМАТРИВАЕМОЙ СИСТЕМЕ ПАРАМЕТРОВ	103
4.1	Проверка автоматизированной установки с помощью меры нелинейности.....	103
4.2	Измерение видеоимпульсного усилителя мощности	105

4.2.1 Измерение нелинейных характеристических функций усилителя мощности.....	105
4.2.2 Расчет погрешности измерения нелинейных характеристических функций усилителя мощности	109
4.2.2 Валидация модели усилителя для произвольного тестового воздействия	110
4.3 Нелинейная модель малошумящего усилителя мощности с выбросом на плоской вершине	112
4.4 Выводы по четвертому разделу	117
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	119
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	122
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	123
ПРИЛОЖЕНИЕ А. ИНТЕРФЕЙС ПРОГРАММЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТА.....	134
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (справочное) АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ.....	141
ПРИЛОЖЕНИЕ В (справочное) РЕЗУЛЬТАТЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ	143
ПРИЛОЖЕНИЕ Г (справочное) ДИПЛОМЫ	144

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования

В настоящее время видеоимпульсные сигналы и близкие к ним получили широкое применение в системах связи [1, 2], вычислительной техники, нелинейной локации [3], подповерхностной локации [4, 5], сверхближней радиолокации [6, 7], нелинейной рефлектометрии [8–10], разработке импульсных источников питания [11]. Проектирование устройств, работающих на импульсных сигналах, делает актуальной задачу характеристики объектов и построение точных моделей объектов для дальнейшей оптимизации устройств, работающих на видеоимпульсных сигналах.

При разработке радиотехнических систем важно учитывать нелинейные искажения отдельных устройств, из которых состоит радиотехническая система, а также нелинейные искажения всей радиотехнической системы. Именно нелинейные искажения определяют качество работы радиотехнической системы.

Для моделирования работы (с учетом нелинейных искажений) радиотехнической системы или устройств, из которых состоит радиотехническая система могут применяться SPICE-модели или поведенческие модели устройств. Поскольку моделирование радиотехнической системы начинается с этапа структурного проектирования, на котором важным фактором является качество моделей устройств, из которых состоит радиотехническая система, и скорость разработки. На этом этапе проектирования зачастую применяются поведенческие модели устройств.

Поведенческая модель устройства или системы представляют собой модель типа «черного ящика», которая не описывает внутреннюю структуру устройства или системы (не указывает принципиальную схему), а устанавливает связь между входными и выходными сигналами устройства. Поведенческие модели широко распространены в настоящее время и используются при структурном проектировании радиотехнических систем, однако, как будет показано далее, применяются они только для моделирования трактов радиотехнической системы,

работающих на гармонических или полигармонических воздействиях, в то время как в радиотехнической системе имеются тракты, работающие на видеоимпульсных сигналах, которые имеют сплошной спектр и являются сверхширокополосными сигналами. Например, для приемо-передающих устройств, являющихся радиотехническими системами, к таким трактам относятся устройства, находящиеся до модулятора в передатчике и после демодулятора в приемнике.

Данная работа направлена на разработку метода измерения нелинейных характеристик цепей и устройств, основанного на поведенческой модели, позволяющей описывать работу цепей, устройств или радиотехнической системы при воздействии видеоимпульсных (сверхширокополосных) сигналов.

В качестве такой модели в работе выбирается поведенческая модель, основанная на нелинейном рекурсивном фильтре, поскольку она на основе 2–5 характеристических функций позволяет полностью описывать поведение нелинейных цепей и устройств при воздействии видеоимпульсных (сверхширокополосных) сигналов. Нелинейный рекурсивный фильтр высоких порядков (второго и третьего) дает удовлетворительную погрешность при описании поведения ряда устройств, имеющих на переходной характеристике выбросы (второй порядок), а также выбросы и провалы (третий порядок). Такое описание устройств является полным для большинства нелинейных устройств, однако, некоторые нелинейные характеристические функции моделей второго и третьего порядка определяются методом подбора, а не методом измерения, что не позволяет указывать методическую погрешность определения этих характеристик. По этой причине в данной работе в качестве поведенческой модели был выбран рекурсивный фильтр первого порядка, у которого отсутствует взаимозависимость между характеристическими функциями и их можно измерить косвенно.

Стоит сказать, что определение характеристик устройств (усилительных устройств, аналого-цифровых преобразователей, активных сумматоров) в режимах, близких к режимам их работы (на видеоимпульсных сигналах или близких к ним), а также построение точных моделей объектов в САПР позволяет

снизить число итераций при проектировании радиотехнических систем с заданными техническими требованиями.

Степень разработанности темы

Актуальность повышения качества моделирования радиоэлектронных устройств, работающих при воздействии сверхширокополосными сигналами, подтверждается объемными исследованиями в этом направлении. Проблеме повышения качества моделирования с использованием поведенческих моделей уделяется большое внимание на международных конференциях и симпозиумов, журналах, например, «Международный симпозиум по микроволновым технологиям» (IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest), ежегодной конференции по автоматизации проектирования (Annual Design Automation Conference), в журнале «Труды по теории и технике микроволнового излучения» (IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques), в журнале «Процессы в цепях и системах» (IEEE Transactions on Circuits and Systems) и других.

Поведенческие нелинейные модели, позволяющие рассчитывать реакцию устройства на сверхширокополосное воздействие, были предложены в научных работах J. Verspecht, M.V. Bossche, F. Verbeyst, D.E. Root, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata, H. Qi, J. Benedikt, P.J. Tasker, S. Woodington, T. Williams, L. Pattison, A. Patterson, J. Lees, 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, S.A. Maas, С.А. Лабутина, Л.И. Бабака, В.С. Ижуткина, О.А. Адоньева, Э.В. Семенова. Семенов Э.В. предложил нелинейные поведенческие модели для расчета отклика устройства на видеоимпульсное воздействие на основе рекурсивных фильтров высоких порядков. Используя рекурсивные фильтры, можно с высокой точностью определить отклик устройства на произвольное тестовое воздействие, однако, характеристические нелинейные функции исследуемого устройства определяются итерационным методом, а не методом измерения, что не позволяет указывать точность их определения.

Цель работы

Исследование вопросов измерений нелинейных характеристик цепей на основе нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка.

Основные задачи исследования

1. Исследовать вопросы качества измерения семейства переходных характеристик нелинейного объекта.
2. Разработать способ определения нелинейных характеристических функций модели, учитывающих статическую и динамическую нелинейность, по результатам прямых измерений его переходных характеристик.
3. На примере нескольких радиотехнических устройств произвести измерение их нелинейных характеристических функций и сделать соответствующие выводы.

Объект исследования

Радиотехнические устройства, работающие при воздействии видеоимпульсными сигналами (усилители, аналого-цифровые преобразователи, активные сумматоры и др.).

Предмет исследования

Нелинейные характеристические функции объекта, позволяющие в составе модели определить отклик объекта при воздействии сигналом произвольной формы на его входе.

Методы и методика исследований

В основе метода характеристики исследуемого импульсного устройства находится нелинейная поведенческая модель на основе рекурсивного фильтра первого порядка. На основе данной модели косвенно измеряются нелинейные характеристические функции, учитывающие статическую и динамическую нелинейность исследуемой цепи или устройства (объекта) при видеоимпульсном воздействии. Полученные в ходе косвенного измерения характеристические функции позволяют произвести моделирование отклика исследуемого объекта на произвольное входное воздействие (в том числе видеоимпульсное).

Научная новизна

1. Показано, что поведенческая модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра позволяет селективно определять и контролировать систематическую погрешность измерения, связанную с динамической нелинейностью регистрирующего устройства.

2. Показано, что модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка позволяет отдельно измерять динамическую и статическую нелинейность устройств с определяемой погрешностью.

3. Установлено, что относительная динамическая нелинейность устройства, рассчитанная по модели в виде рекурсивного фильтра первого порядка, совпадает с относительной динамической нелинейностью, рассчитанной по модели в виде рекурсивного фильтра выше первого порядка.

Положения, выносимые на защиту

1. Поведенческая модель регистрирующего устройства в виде нелинейного рекурсивного фильтра позволяет определить минимальное значение полосы частот регистрирующего устройства, при которой обеспечивается заданный уровень нелинейных искажений регистрируемых сигналов.

2. Способ характеристики нелинейных цепей на основе нелинейно-инерционного рекурсивного фильтра первого порядка допускает измерение характеристических функций модели с определяемой погрешностью.

3. Полученные нелинейные характеристики трехкаскадного усилителя мощности с измеренными током проводимости с погрешностью не более 0,3 % и емкостным зарядом с погрешностью не более 1,9 % позволяют обеспечить точность моделирования семейства переходных характеристик усилителя с погрешностью не более 3,2 %.

Теоретическая значимость

1. Обстоятельство, что относительные динамические нелинейности устройства, определенные по модели первого и более высокого порядка совпадают, позволяет давать анализ динамической нелинейности устройств различной

сложности на общей основе с применением нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка.

2. Выбор точки стробирования в соответствии с основной постоянной времени наблюдаемого переходного процесса позволяет снижать влияние на результаты измерения переходных процессов, не укладывающихся в используемую поведенческую модель.

Практическая значимость

1. Автоматизированное измерение нелинейных характеристик импульсных устройств предоставит возможность создавать поведенческие модели устройств, которые позволят на этапе моделирования радиотехнических систем в САПР более точно прогнозировать работу системы при видеоимпульсном тестовом воздействии на входе устройства.

2. Предложенный метод косвенного измерения нелинейных характеристик цепей позволяет измерять помимо статической, динамическую нелинейность устройства. На основе данного метода можно создавать измерительные приборы нового класса.

Достоверность результатов и выводов

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

Апробация работы

Основные положения диссертационной работы представлялись на следующих конференциях.

1. Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, Россия, 2014–2016 гг.

2. Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2015 г.

3. Международная конференция компании National Instruments «NIDays» – 2013–2014 гг.

4. X международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2015 г.

5. 32-я международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, Россия, 2022 г.

6. Научная конференция «ЭКБ и микроэлектронные модули». Российский форум «Микроэлектроника 2022», г. Сочи, 2022 г.

7. Международная научная конференция «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ, п. Дивноморское, 2023 г.

Публикации

По результатам исследований опубликовано 14 работ: 4 статьи в журналах из перечня ВАК; 2 доклада, рецензируемые в базе данных Scopus; одно свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ; 8 докладов в трудах международных и российских конференций с индексацией в наукометрической базе РИНЦ; подана заявка на один патент на изобретение.

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, при этом автор проводил математические расчеты, разрабатывал экспериментальные установки и образцы, проводил натурные эксперименты, выполнял обработку экспериментальных данных.

Структура и объем диссертации

Работа изложена на 145 страницах машинописного текста, состоит из введения, 4 разделов, заключения, списка литературы, приложения. Диссертация содержит 71 рисунок. Список литературы включает 89 источник.

1 АНАЛИЗ ВОПРОСОВ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ

1.1 Обзор вопросов, связанных с характеристикой радиотехнических устройств и систем

Характеризация устройств, работающих на видеоимпульсных сигналах, является важной задачей на этапе проектирования радиотехнической системы, состоящей из таких устройств.

Существуют принципиально два подхода для характеристики нелинейных устройств [12, 13]: использование физических моделей и поведенческих моделей устройств. Физические модели требуют знания информации о характеристиках отдельно взятых электронных компонентов, из которых состоит устройство, и подходят для моделирования на уровне принципиальных схем. Точность моделирования ограничена качеством моделей активных компонентов, из которых состоит устройство. Моделирование с использованием физических моделей приводит к затрачиванию большого количества времени при описании модели и требует подробного описания внутренней структуры устройства. Принципиально другой подход для характеристики нелинейных устройств – использование поведенческих моделей для описания устройств не требует знание внутренней структуры устройства и позволяет описывать устройство, используя модель типа «черного ящика», в которой только устанавливается связь между выходом и входом устройства. Поведенческие модели, как и физические, зачастую позволяют моделировать искажения, которые возникают в радиотехнических устройствах, однако, их использование на этапе структурного проектирования более эффективно, поскольку экономит вычислительные ресурсы ЭВМ и уменьшает время разработки. Поведенческие модели так же, как и физические, позволяют моделировать искажения в радиотехнических цепях.

Искажения в радиотехнических системах бывают двух видов: линейные и нелинейные. Линейные искажения хорошо изучены и описаны в литературе [14]. Зная воздействие на входе исследуемого радиотехнического устройства или системы, а также его передаточную функцию (импульсную или переходную характеристику), можно однозначно определить отклик устройства или системы на это тестовое воздействие при условии, что устройство или система работает в линейном (малосигнальном) режиме. Поскольку устройство или система, предназначенные для работы в линейном режиме, с ростом уровня сигнала переходят в нелинейный режим работы, а динамический диапазон таких устройств ограничен уровнем нелинейных искажений, то необходим другой аппарат для характеристики устройств, позволяющий при известном входном сигнале определить выходной сигнал, а также уровень нелинейных искажений. Строго говоря, любое радиотехническое устройство является нелинейным, но нелинейность его зависит от уровня тестового сигнала. При проектировании радиотехнических устройств или систем необходимо учитывать и рассчитывать уровень нелинейных искажений устройств на этапе проектирования. Для этих целей существуют несколько методов (и моделей) характеристики нелинейных устройств, о которых будет сказано ниже.

1.2 Обзор нелинейных моделей для описания цепей

Разработка широкополосных радиотехнических систем и модулей для них, систем измерений представляет собой серьезную проблему. Типичная радиотехническая система будет содержать несколько активных компонентов интегральных схем (ИС), а также пассивных элементов. Такая система часто слишком сложна, чтобы выполнить моделирование нелинейного поведения всей системы на уровне описания реакции отдельных компонентов (транзисторов, диодов). Однако полное моделирование системы может стать практичным при условии, что проектирование выполняется на более высоком уровне абстракции с

использованием поведенческих моделей нелинейных блоков или интегральных схем. Поведенческие модели могут быть разработаны во временной, частотной или смешанной областях [15]. Поведенческие модели во временной области обычно формулируются на основе нелинейных дифференциальных уравнений. Преимущество моделей во временной области состоит в том, что они могут правильно работать во всех режимах моделирования, включая анализ переходных процессов, гармонический баланс и анализ огибающей сигнала. Подвергаться моделированию могут как линейные так и нелинейные схемы (устройства).

Линейные устройства могут быть полностью описаны поведенческими моделями малосигнальных S -параметров [16], Z -параметров, Y -параметров, ABCD-параметров. Характеризация таких устройств хорошо изучена и не вызывает никаких проблем. Проблемой является характеристика устройств, работающих в нелинейном режиме. Этому и будет посвящено дальнейшее описание моделей для характеристики таких устройств. Известно несколько нелинейных поведенческих моделей устройств о которых речь пойдет ниже.

В [17] представлена характеристика радиотехнических устройств с использованием так называемых большесигнальных S -параметров. Характеризация выполнена на основе модели «черного ящика». Характеризоваться таким образом может как отдельно взятый радиокомпонент (например, транзистор), так и в целом радиотехническое устройство. Суть метода заключается в том, что характеризуемый объект подключается к векторному анализатору цепей и измеряются его малосигнальные S -параметры на сетке базовых частот. После этого измеряются S параметры при подаче сигнала, содержащего несколько гармоник. Конечная математическая модель включает в себя вычисление отраженных волн по известным падающим волнам:

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

где B_{ij} – отраженная волна; A_{kl}^{re} и A_{kl}^{Im} – реальная и мнимая части падающих волн; K , L , M – большесигнальные коэффициенты (большесигнальные

S -параметры), которые вычисляются путем их подгона к результатам измерения объекта по методу наименьших квадратов.

Модель представлена в частотной области и при моделировании методом гармонического баланса дает хорошую сходимость с результатами эксперимента. Недостатком данной модели характеристики является то, что коэффициенты K , L , M – определяются не из результатов измерения, а методом подбора. В результате такого подбора остается неизвестной точность подобранных параметров.

В [18] предложена нелинейная поведенческая модель на основе X -параметров для усилителя мощности, используемого в составе передающего тракта приемопередающего модуля. Данная модель ближе совпадает с результатами экспериментальных измерений по сравнению с моделью S -параметров этого же усилителя. Поведенческая модель X -параметров позволяет рассчитывать такие характеристики усилителя как зависимость выходной мощности от частоты, зависимость КПД от частоты, зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты и зависимость коэффициента передачи мощности со схода на выход усилителя от частоты. Полученная поведенческая модель усилителя в данной работе была успешно применена при проектировании передающего тракта модуля приемопередатчика и на основе полученных результатов был разработан передающий тракт приемопередающего модуля с необходимыми характеристиками, такими как уровень выходной мощности, неравномерность АЧХ, уровни второй и третьей гармоник, КПД. Однако, модель на основе X -параметров зачастую представляет собой громозкую таблицу, зависящую от входных данных усилителя, создание которой занимает большое количество временных ресурсов.

В [19] представлена мультигармоническая нелинейная поведенческая модель типа «черного ящика» в частотной области на основе автоматизированных измерений векторным анализатором цепей при большесигнальных измерениях (так называемая РНД-модель). Характеризация по модели основана на измерениях векторным анализатором цепей при больших уровнях сигналов, где гармонические возмущения применяются в фазе и в квадратуре к компоненту, возбуждаемому на

входе тоном большой амплитуды. Модель построена в частотной области. Теория модели основана на мультигармонической линеаризации вокруг периодического устойчивого состояния, определяемого одиночным входным тоном большой амплитуды. Предполагается, что моделируемая система может строго нелинейно зависеть от сигнала с большой амплитудой, но, тем не менее, линейно реагировать на дополнительные компоненты сигнала на гармонических частотах, рассматриваемые как «малые» возмущения в изменяющемся во времени состоянии системы. Это называется принципом «гармонической суперпозиции». Модель является широкополосной. Широкополосный характер модели необходим для моделирования частотных зависимостей нелинейных характеристик таких микроволновых интегральных схем, как многооктавные усилители бегущей волны и других компонентов, используемых в приборных приложениях. Модель определяется выражениями в частотной области, связывающими комплексные прошедшие и рассеянные волны в каждом порту и индекс гармоники с линейной комбинацией членов в падающих волнах и их комплексных сопряженных волн независимо в каждом порту на каждой гармонике. На примере широкополосного СВЧ усилителя показана хорошая сходимость модели с результатами автоматизированных измерений для таких характеристик как зависимость комплексного коэффициента усиления от входной мощности и комплексных интермодуляционных искажений четного и нечетного порядка от частоты. Модель действительна только локально вокруг выбранного эталонного импеданса (обычно 50 Ом), что ограничивает её точность при отклонении импеданса от эталонного значения. Это может быть серьезной проблемой для моделирования мощных устройств, поскольку для получения достаточной информации о них необходимы контуры нагрузочной кривой (load-pull). Модель PND демонстрирует быстрое и точное моделирование вокруг точек измерения, но не может поддерживать точность за пределами измеренных значений. Несмотря на то, что модель дает хорошую сходимость для набора характеристик, она применима только для гармонических и мультигармонических входных сигналов и не подходит для характеристики устройств, работающих на видеимпульсных и

сверхширокополосных сигналах. Недостатком этой модели, таким же, как и для предыдущей модели является то, что экстрагируемые параметры модели определяются методом подбора, а не путем измерения. Такой подбор приводит к тому, что не представляется возможным указать точность параметров модели.

В [20, 21] представлена поведенческая модель на основе таблиц прямого преобразования сигналов. Модель представляет собой переформулированную PND модель, которая теперь определена для эталонного импеданса, отличного от 50 Ом, что позволяет точно прогнозировать контуры нагрузочной кривой (load-pull). Модель представлена в виде четырехполюсника на входы которого поступают падающие волны a_1 и a_2 , а отражаются волны b_1 и b_2 (рисунок 1.7).



Рисунок 1.1 – Блок-схема исследуемого устройства

В модели для большого сигнала записывается система уравнений:

$$b_1 = S_{11}a_1 + T_{11}a_1^*Q^2 + S_{12}a_2 + T_{12}a_2^*P^2; \quad (1.2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + T_{21}a_1^*Q^2 + S_{22}a_2 + T_{22}a_2^*P^2, \quad (1.3)$$

где a_i , b_i – падающие и отраженные волны; a_i^* – комплексносопряженные с a_i ; параметры Q и P – фазовые векторы $e^{-j\omega a_2}$ и $e^{-j\omega a_1}$; S_{11} , T_{11} , S_{12} , T_{12} , S_{21} , T_{21} , S_{22} , T_{22} – полиномиальные комбинации $|a_1|$ и $|a_2|$ и выражаются как:

$$S_{11} = f_{11}(|a_1|, |a_2|); \quad T_{11} = f_{11}'(|a_1|, |a_2|); \quad (1.4)$$

$$S_{12} = f_{12}(|a_1|, |a_2|); \quad T_{12} = f_{12}'(|a_1|, |a_2|); \quad (1.5)$$

$$S_{21} = f_{21}(|a_1|, |a_2|); \quad T_{21} = f_{21}'(|a_1|, |a_2|); \quad (1.6)$$

$$S_{22} = f_{22}(|a_1|, |a_2|); \quad T_{22} = f_{22}'(|a_1|, |a_2|). \quad (1.7)$$

Выражения (1.4) – (1.7) показывают некоторый уровень сходства с исходной формулировкой модели PHD [19]. Основное отличие состоит в том, что параметры S и T в рамках исходного определения модели PHD являются функцией абсолютной величины, в то время как параметры S и T , как представлено для этой модели, являются функцией как величины a_1 , так и величины a_2 . Еще одно важное отличие заключается в том, что T_{11} и T_{21} не существуют в исходной модели PHD, хотя они присутствуют в приведенной выше формулировке модели. На самом деле исходную формулировку модели PHD можно интерпретировать как частный случай, когда величина a_2 очень мала, т. е. T_{11} и T_{21} будут равны нулю при приближении сигнала a_2 к нулю.

Модель также как и PHD модель может применяться только для моногармонических и полигармонических воздействиях и не применима для моделирования устройств, работающих на видеоимпульсных сигналах.

В [22] приводится другая модель, которую авторы называют «модель поиска истины». Модель в отличие от PHD модели [19] использует импеданс нагрузки как одну из независимых входных переменных для поиска коэффициентов модели и, следовательно, обеспечивает превосходную точность моделирования в каждой точке импеданса нагрузки. Модель поиска истины также имеет возможность точно предсказать поведение большого сигнала устройства вне сетки измерений с помощью интерполяции и экстраполяции. Модель определяется в частотной области. Структурная схема моделируемого устройства с нагрузочным импедансом R_{Load} приведена на рисунке 1.2.

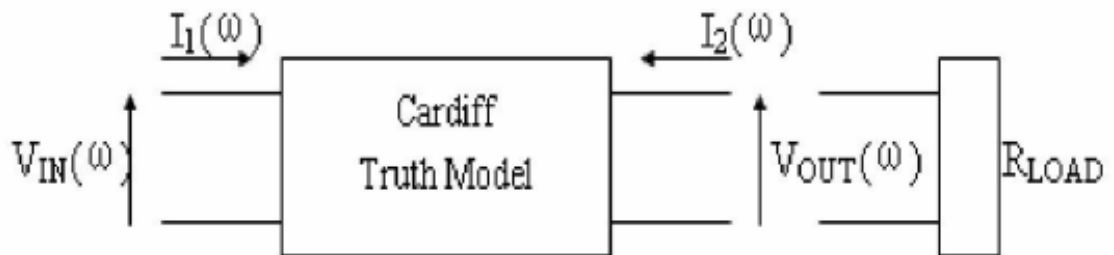


Рисунок 1.2 – Блок-схема исследуемого устройства с нагрузочным импедансом

Входной I_1 и выходной I_2 токи определяются по модели выражениями:

$$I_1(\omega) = A_0 \cdot \delta(\omega) + \sum_{n=1}^m A_n \cdot V_{IN}^n(\omega) \cdot \delta(\omega - 2\pi \cdot n \cdot f_0); \quad (1.8)$$

$$I_2(\omega) = B_0 \cdot \delta(\omega) + \sum_{n=1}^m B_n \cdot V_{IN}^n(\omega) \cdot \delta(\omega - 2\pi \cdot n \cdot f_0), \quad (1.9)$$

где V_{IN}^n – гармоника входного сигнала; n – порядок гармоники; f_0 – базовая частота; A_0 и B_0 – постоянные составляющие. В выражениях (1.8), (1.9) коэффициенты A_n и B_n определены для связи спектров токов I_1 и I_2 с входным напряжением. Поскольку спектры тока и напряжения будут изменяться при изменении внешних условий, таких как V_{IN} , Z_{LOAD} и смещения (т. е. $V_{DC IN}$ и $V_{DC OUT}$), коэффициенты A_n и B_n можно рассматривать как функцию величины входного напряжения, комплексного импеданса нагрузки, и точки смещения. Если рассматривать каждую гармонику по отдельности, то можно вывести две матрицы:

$$\begin{bmatrix} I_{10} \\ I_{11} \\ I_{12} \\ I_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ V_{IN} \\ V_{IN}^2 \\ V_{IN}^3 \end{bmatrix}; \quad (1.10)$$

$$\begin{bmatrix} I_{20} \\ I_{21} \\ I_{22} \\ I_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ V_{IN} \\ V_{IN}^2 \\ V_{IN}^3 \end{bmatrix}, \quad (1.11)$$

где для матриц тока первый индекс – номер порта, второй индекс – номер гармоники. Коэффициенты A_n и B_n определяются выражениями:

$$A_n = \frac{I_1(nf_0)}{V_{IN}^n(f_0)} = F_1(|V_{IN}|, \Gamma_{Load}, V_{DC IN}, V_{DC OUT}); \quad (1.12)$$

$$B_n = \frac{I_2(nf_0)}{V_{IN}^n(f_0)} = F_2(|V_{IN}|, \Gamma_{Load}, V_{DC IN}, V_{DC OUT}), \quad (1.13)$$

где V_{IN} – входное напряжение; Γ_{Load} – коэффициент отражения от нагрузки; $V_{DC IN}, V_{DC OUT}$ – постоянное входное и выходное напряжения. Параметры A_n и B_n определяются из результатов измерений и записываются в таблицу. Для любого заданного входного напряжения, нагрузки и любой заданной точки смещения имеется возможность найти или интерполировать соответствующие A_n и B_n и, следовательно, вычислять токи портов, используя (1.8), (1.9). Таким образом, можно считать, что «модель поиска истины» позволяет найти токи портов косвенно через A_n и B_n в зависимости от входного напряжения, импеданса нагрузки и смещения. Эта модель имеет более широкое применение по сравнению с моделью РНД, поскольку позволяет производить моделирование при импедансе нагрузке отличном от 50 Ом. Показана хорошая сходимость результатов измерения с результатами моделирования для усилителя мощности, разработанного по МОП-технологии транзистора с боковой диффузией мощностью 100 Вт для таких характеристик как зависимость выходного сигнала от времени и зависимости амплитуды и фазы основной, второй и третьей гармоник от мощности входной гармоники [22]. Также показана хорошая сходимость результатов моделирования с результатами измерений для того же усилителя для таких характеристик как интермодуляционные искажения третьего и пятого порядков. Таким образом данная модель позволяет производить результаты моделирования при однотональном и многотональном гармоническом воздействии при работе устройства в нелинейном режиме. Модель не применима для использования её для моделирования устройств, работающих при видеоимпульсном воздействии. Стоит отметить что параметры модели экстрагируются тоже методом подбора, а не путем измерений, что не позволяет указать точность экстрагируемых параметров.

Известна также поведенческая модели основанная на использовании полиномов памяти [23], так называемая GMP модель. Такая модель применяются при описании модели сверхширокополосных усилителей мощности для

расширения их динамического диапазона, ограниченного уровнем нелинейных искажений, когда усилитель входит в режим насыщения. Согласно [24] GMP модель обычно обеспечивает превосходную производительность моделирования, однако сложность GMP и аналогичных моделей на основе полиномов высока при моделировании усилителей мощности, перешедших в режим насыщения.

В работе [25] приводится временная инвариантная периодическая нелинейная поведенческая модель. Модель приводится во временной области. В отличие от моделей поведения в частотной области, таких как модель полигармонических искажений (PHD), которые описывают спектральные компоненты выходной частоты системы, эта модель обеспечивает неизменные во времени представления формы входного сигнала в дискретном времени для представления формы выходного сигнала в дискретном времени, что приводит к уменьшению количества описывающих функций по сравнению с описанием системы в частотной области. Выходной ток в данной модели для многопортовой цепи определяется выражением:

$$i_p[k] = f(v_1[k], v_1[k-1], \dots, v_1[k-2h_m], \dots, v_n[k], v_n[k-1], \dots, v_n[k-2h_m]), \quad (1.14)$$

где p – номер порта, для которого находится ток; n – количество портов устройства; $v[k] = v(kT_0/(2h_m+1))$, где k – номер гармоники, T_0 – период первой (основной) гармоники; h_m – индекс максимальной гармоники. Данная модель прошла проверку на примере транзистора на основе нитрид-галиевого транзистора мощностью 10 Вт. Данная модель показала хорошую сходимость с методом расчета гармоническим балансом для таких характеристик как зависимость выходной мощности, коэффициента усиления усилителя и коэффициента полезного действия от входной мощности. Недостатком данной модели является то что она сложна в применении и в [25] не указано как происходит экстракция параметров модели.

Часто для описания поведения нелинейных устройств используют метод рядов Вольтерра [26, 27]. Метод рядов Вольтерра показывает, что каждая нелинейная система может быть смоделирована с помощью многомерных интегралов свертки, где порядок интегралов постепенно растет [28]. Теоретически

этот метод можно применить к любой системе. Но на практике из-за сложного расчета ядер в рядах Вольтерра ядра обычно рассматриваются до 3-го порядка, редко до 5-го. В результате этого ограничения этот метод не является общим для всех схем и используется только для слабонелинейных систем. В [29] показано применение методов рядов Вольтерра для усилителя, а в [30] для аналого-цифрового преобразователя. По результатам моделирования показана хорошая сходимость модели усилителя на основе рядов Вольтерра с методом расчета гармоническим балансом для малосигнального режима работы. Несмотря на то, что метод рядов Вольтерра позволяет получить нелинейную модель, которая дает хорошую сходимость при слабонелинейном режиме работы устройства, он не дает физическую интерпретацию модели, а только лишь математическую.

В литературе существует также описание динамических нелинейных моделей радиотехнических систем на основе метода расщепления [31, 32]. В [32] показано, что синтез нелинейной системы может быть проведен с помощью расщепляющего многополюсника, являющегося инерционной цепью, и нелинейного безынерционного стационарного многополюсника (НБСМ), соединенными каскадно. Семейство сигналов $x = (\vec{\alpha}, t) = \{x_1, \dots, x_n\}$, где $x = (\vec{\alpha}, t)$ – класс сигналов, в котором $\vec{\alpha}$ – вектор параметров, называется расщепленным на E_{tx} , если $x = (\vec{\alpha}_1, t_1) = (\vec{\alpha}_2, t_2)$ только в случае $t_1 = t_2$, $\vec{\alpha}_1 = \vec{\alpha}_2$. Если семейство сигналов $x = (\vec{\alpha}, t)$ является расщепленным, то существует НБСМ с оператором

$$F\vec{x} = \sum_{j_1}^{n_1} \dots \sum_{j_n}^{n_n} C_{j_1 \dots j_n} x_1^{j_1} \dots x_n^{j_n},$$

аппроксимирующим отклик $y(\vec{\alpha}_1, t_1)$ с любой

степенью точности при достаточном числе членов ряда [32]. На основе метода расщепления могут проектироваться и рассчитываться различные по характеристикам устройства: частотомеры, умножители частоты, выпрямители, измерители параметров модуляции, амплитудные и частотные детекторы сигналов. На основе данного метода также могут корректироваться нелинейно-инерционные искажения импульсных сигналов в измерительных преобразователях [33], а также производиться коррекция нелинейно-инерционных искажений

квазигармонических сигналов в стробоскопических преобразователях [34]. В методе расщепления структура модели не содержит обратных связей, т.е. соответствующий нелинейный фильтр соответствует трансверсальному фильтру. Чаще всего нерационально использовать такой фильтр, поскольку характеризуемые устройства, имеющие экспоненциальные переходные характеристики, аппроксимируются рекурсивными фильтрами, имеющими меньшее число звеньев.

В работе [13] на примере приемного тракта, состоящего из смесителя, полосно-пропускающего фильтра и усилителя, показан метод характеристики каждого звена тракта с использованием параметров, схожих с S -параметрами, но определяемых во временной области. Получена хорошая сходимость для каждого звена его измеренных выходных характеристик с характеристиками, полученными в результате моделирования. Также показана хорошая сходимость моделирования всего приемного тракта целиком с результатами эксперимента. Линейные и нелинейные подсистемы в данной работе моделируются при использовании измерений во временной области. Это приводит к значительному сокращению усилий и объема измеренных данных по сравнению с измерениями в частотной области. Во временной области отклик представляет собой реальную функцию, и обычно для моделирования нелинейных систем требуется гораздо меньше уровней мощности и моментов времени. Модель аналогична модели S параметров, используемой для анализа в частотной области, но уравнения, описывающие модель, записываются и решаются в область времени. Отраженные напряжения $u_{1r}(t)$ и $u_{2r}(t)$ от входов четырехполюсника определяются через S параметры выражениями:

$$u_{1r}(t) = S_{11}(u_{1i}(t)) + S_{12}(u_{2i}(t)); \quad (1.15)$$

$$u_{2r}(t) = S_{21}(u_{1i}(t)) + S_{22}(u_{2i}(t)), \quad (1.16)$$

где $S_{11}(u_{1i}(t))$, $S_{12}(u_{2i}(t))$, $S_{21}(u_{1i}(t))$, $S_{22}(u_{2i}(t))$ – функции, зависящие от напряжений падающих волн, определенные во временной области. Преимущество решения уравнений во временной области состоит в том, что функции рассеяния

могут обновляться на каждом временном шаге в соответствии с уровнем сигнала. Используя структурную схему сигналов функций рассеяния (рисунок 1.3) для представления взаимосвязи подсистем, можно явно и эффективно смоделировать всю систему во временной области без необходимости использования итераций для решения нелинейных уравнений. Такое структурное моделирование радиотехнической системы, когда известны модели отдельно взятых устройств, входящих в систему, возможно и для моделирования систем, работающих при воздействии видеоимпульсными сигналами, используя и другие модели, отличные от моделей S-параметров во временной области.

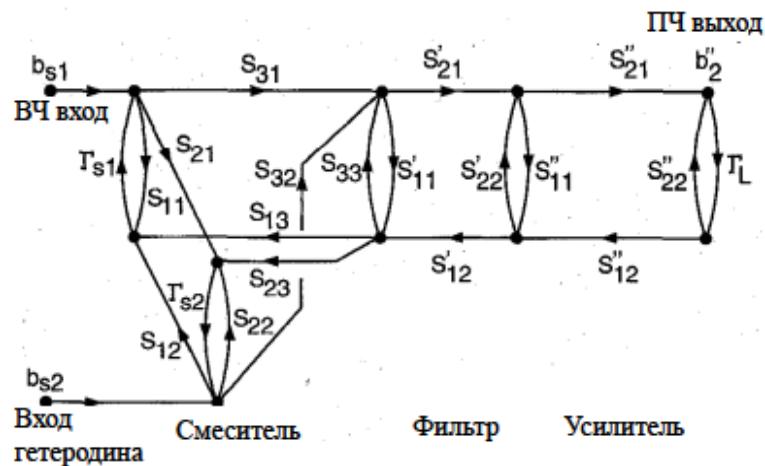


Рисунок 1.3 – Блок-схема сигналов функций рассеяния приемной системы

В моделях, рассмотренных выше, отсутствовала обратная связь. Такие модели относятся к моделям, основанным на трансверсальном фильтре. Рассмотрим другие модели, имеющие обратные связи и относящиеся к рекурсивным фильтрам.

В работах [35–37] показаны методы характеристики нелинейных цепей с использованием рекурсивных фильтров первого, второго и третьего порядков. Характеризация основана на определении 2–5 характеристических функций, которые позволяют описать поведение нелинейного устройства. Схемы замещения объекта на основе нелинейно-инерционного рекурсивного фильтра первого, второго и третьего порядков показаны на рисунке 1.4.

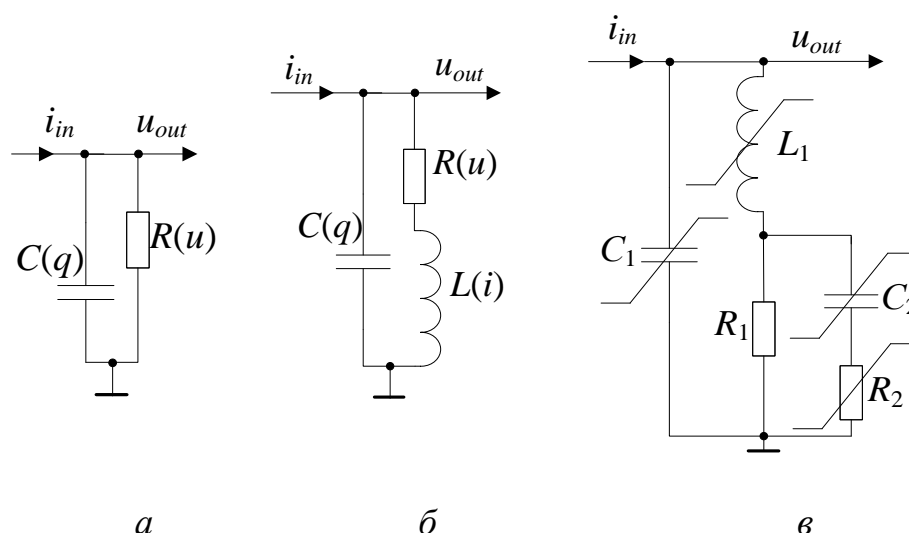


Рисунок 1.4 – Схема замещения объекта на основе нелинейного рекурсивного фильтра: первого (а), второго (б) и третьего (в) порядков

Нелинейно-инерционная модель первого, второго и третьего порядков позволяет учитывать, как статические, так и динамические нелинейные искажения характеризуемого устройства. Модель первого порядка позволяет учитывать нелинейность амплитудной характеристики (на плоской вершине импульса) объекта, нелинейность на фронте импульса. Модель второго порядка делает возможным учитывать те же искажения что и модель первого порядка, но с добавлением нелинейности, связанной с выбросом на вершине импульса. Модель третьего порядка позволяет более полно охарактеризовать поведение устройство добавлением динамических искажений, связанных с провалом на плоской вершине импульса и тем самым дополняет модель второго порядка.

Структурно модели на основе рекурсивных фильтров выглядят как показано на рисунках 1.5–1.7. Алгоритм расчета отклика цепи на произвольное входное воздействие для рекурсивных фильтров: первого порядка осуществляется по выражениям (1.17)–(1.20), для второго порядка выражениями (1.21)–(1.26), а для третьего выражениями (1.27)–(1.38). По известным значениям входного тока, других токов (i_R – для первого, i_{RL} – для второго, i_{L1} – для третьего порядков), а также емкостных зарядов в нулевой точке, определяется выходное напряжение объекта для первой точки. Так последовательно точка за точкой определяется

отклик объекта (выходное напряжение u_{out}) на входной ток произвольной формы, при известных экстрагированных заранее характеристических функций модели.

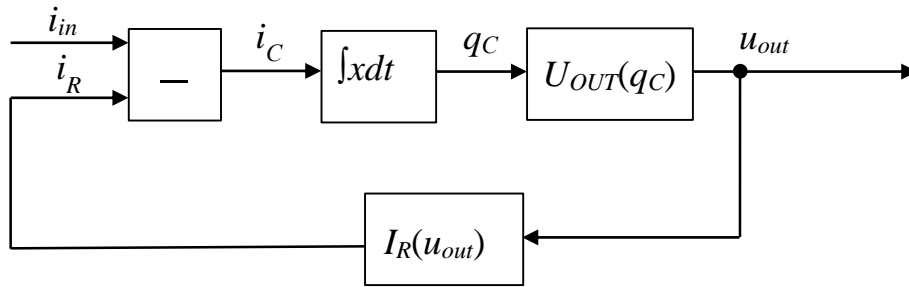


Рисунок 1.5 – Функциональная схема нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка

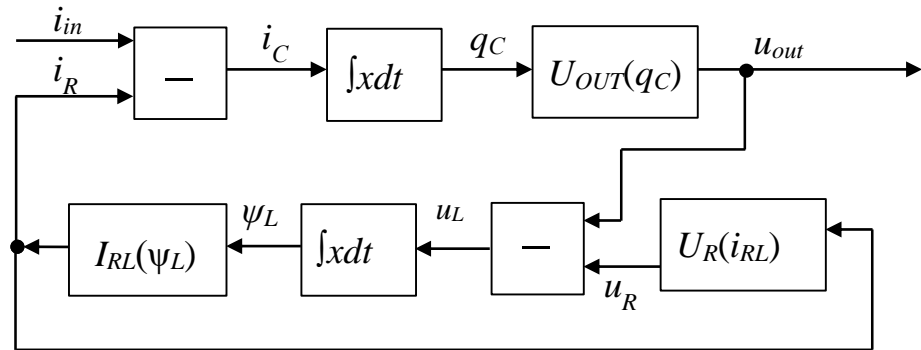


Рисунок 1.6 – Функциональная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка

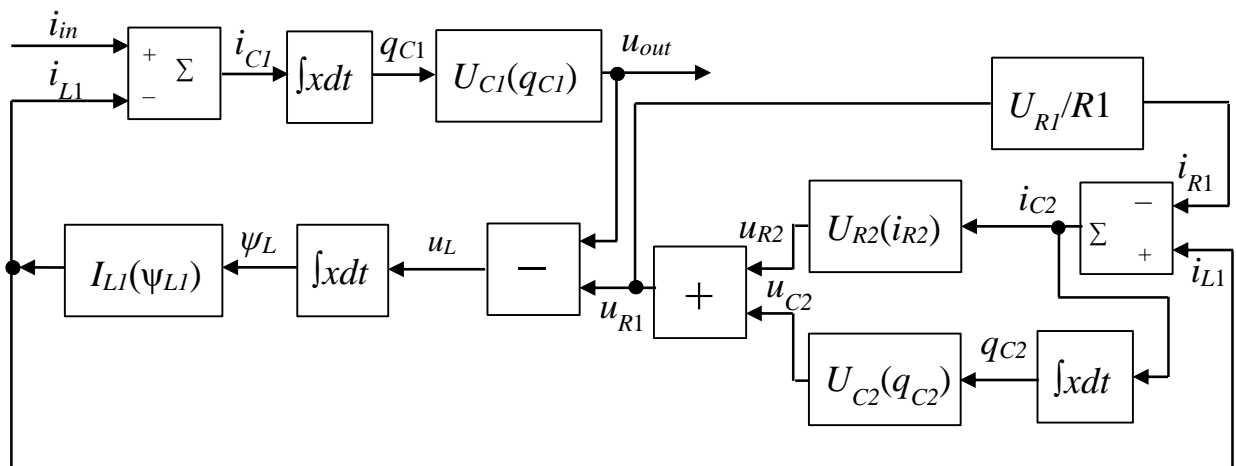


Рисунок 1.7 – Функциональная схема нелинейного рекурсивного фильтра третьего порядка

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_R(j - 1); \quad (1.17)$$

$$q_C(j) = q_C(j - 1) + \Delta t [i_C(j) + i_C(j - 1)]/2; \quad (1.18)$$

$$u_{out}(j) = U_{out}[q_C(j)]; \quad (1.19)$$

$$i_R(j) = I_R[u_{out}(j)]; \quad (1.20)$$

где j – номер точки в дискретизованном сигнале; Δt – интервал дискретизации; i_C – ток через емкость; i_{in} – ток падающей волны; i_R – ток через резистор; q_C – заряд емкости; u_{out} – выходное напряжение.

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_{RL}(j - 1); \quad (1.21)$$

$$q_C(j) = q_C(j - 1) + \Delta t [i_C(j) + i_C(j - 1)]/2; \quad (1.22)$$

$$u_{out}(j) = U_{out}[q_C(j)]; \quad (1.23)$$

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j - 1)]; \quad (1.24)$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j - 1) + \Delta t [u_L(j) + u_L(j - 1)]/2; \quad (1.25)$$

$$i_{RL}(j) = I_{RL}[\psi_L(j)], \quad (1.26)$$

где $i_{in}(j)$ – входной ток в точке j вектора i_{in} ; $i_{RL}(j-1)$ – ток через последовательно соединенные нелинейную проводимость и нелинейную индуктивность; $i_C(j)$ – ток через емкость; $q_C(j)$ – заряд; Δt – интервал дискретизации по времени; $u_{out}(j)$ – выходное напряжение; $U_{out}[q_C(j)]$ – кулон-вольтовая характеристика; $u_L(j)$ – напряжение на индуктивности; $U_R[i_{RL}(j-1)]$ – вольт-амперная характеристика; $\psi_L(j)$ – магнитный поток; $i_{RL}(j)$ – ток через индуктивность; $I_{RL}[\psi_L(j)]$ – вебер-амперная характеристика.

$$i_{C1}(j) = i_{in}(j) - i_{L1}(j - 1); \quad (1.27)$$

$$q_{C1}(j) = q_{C1}(j - 1) + \Delta t [i_{C1}(j) + i_{C1}(j - 1)]/2; \quad (1.28)$$

$$u_{out}(j) = U_{C1}[q_{C1}(j)]; \quad (1.29)$$

$$i_{C2}(j) = i_{L1}(j - 1) - i_{R1}(j - 1); \quad (1.30)$$

$$q_{C2}(j) = q_{C2}(j - 1) + \Delta t [i_{C2}(j) + i_{C2}(j - 1)]/2; \quad (1.31)$$

$$u_{C2}(j) = U_{C2}[q_{C2}(j)]; \quad (1.32)$$

$$u_{R2}(j) = U_{R2}[i_{C2}(j)]; \quad (1.33)$$

$$u_{R1}(j) = u_{R2}(j) + u_{C2}(j); \quad (1.34)$$

$$u_{L1}(j) = u_{out}(j) - u_{R1}(j); \quad (1.35)$$

$$\psi_{L1}(j) = \psi_{L1}(j-1) + \Delta t[u_{L1}(j) + u_{L1}(j-1)]/2; \quad (1.36)$$

$$i_{L1}(j) = I_{L1}[\psi_{L1}(j)]; \quad (1.37)$$

$$i_{R1}(j) = u_{R1}(j)/R1, \quad (1.38)$$

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

Сравнивая нелинейные модели на основе рекурсивных фильтров разных порядков можно сделать вывод что характеристические функции для моделей второго и третьего порядка взаимозависимы. Некоторые характеристические функции в этих моделях описывают внутреннюю динамику нелинейного рекурсивного фильтра, недоступную непосредственному наблюдению. Такие характеристические функции определяются методом подбора (итерационным методом), а не методом измерения, что не позволяет указать погрешность определения этих характеристик. Модель первого порядка на основе рекурсивного фильтра лишена этого недостатка (характеристические функции модели можно определять методом измерения, что будет показано далее), поэтому её целесообразно выбрать в качестве нелинейно-инерционной модели для характеристики нелинейных цепей, имеющих как статическую, так и динамическую нелинейность. Если сравнивать эту модель с моделями на основе трансверсальных фильтров для цепей (объектов), имеющих экспоненциальный переходный процесс, то можно сделать вывод, что данная модель позволяет аппроксимировать этот переходный процесс с большей экономией ресурсов (порядок рекурсивного фильтра будет меньше порядка трансверсального фильтра). Исходя из этих рассуждений, в дальнейших исследованиях по характеристике нелинейных цепей был выбран рекурсивный фильтр первого порядка.

1.3 Проблемы экстракции параметров модели

Экстракция параметров модели предполагает решение обратной задачи – нахождение параметров модели по ограниченному числу измерений характеристик модели [38]. Решая такую задачу, для получения модели объекта необходимо из измеренных откликов объекта найти собственные характеристики (параметры) модели. Стоит сказать, что решение обратной задачи не всегда является однозначным (одному и тому же значению измеренных характеристик могут соответствовать несколько параметров моделей). Рассмотрим ниже как решается обратная задача в существующих методах характеристики объектов и какие при этом возникают проблемы.

Проблема экстракции параметров при построении точных моделей СВЧ-устройств хорошо изучена и описана в литературе. Чаще всего в качестве объекта, для которого экстрагируются параметры модели, выступает полевой транзистор [39–43]. Наиболее распространенная эквивалентная схема полевого транзистора, работающего по схеме с общим истоком, изображена на рисунке 1.8. На данной эквивалентной схеме (модели) изображены как внутренние параметры транзистора, обведенные в прямоугольную рамку, так и внешние паразитные параметры. Внутренними параметрами для транзистора являются емкости: затвор-исток ($C_{зи}$), затвор-сток ($C_{зс}$), сток-исток ($C_{си}$) и сопротивления каналов: затвор-сток ($R_{зс}$), затвор-исток ($R_{зи}$), сток-исток ($R_{си}$), а также нелинейный источник тока $I_{си}$. Внешними паразитными параметрами транзистора являются также емкости между выводами транзистора, индуктивности и сопротивления выводов, обозначенные первой буквой «п» в индексе паразитного параметра.

Экстракция параметров транзистора, распаянного на подложку, выполняется по его измеренным S -параметрам. Зачастую экстракция параметров транзистора выполняется в таком порядке:

- 1) определяются внешние паразитные параметры транзистора из измерений в «холодных» режимах (при нулевом напряжении на стоке);

2) определяются Y -параметры внутренней части транзистора путем вычитания внешних элементов;

3) оптимизация значений элементов эквивалентной схемы с целью наилучшего соответствия измеренных и смоделированных S -параметров.

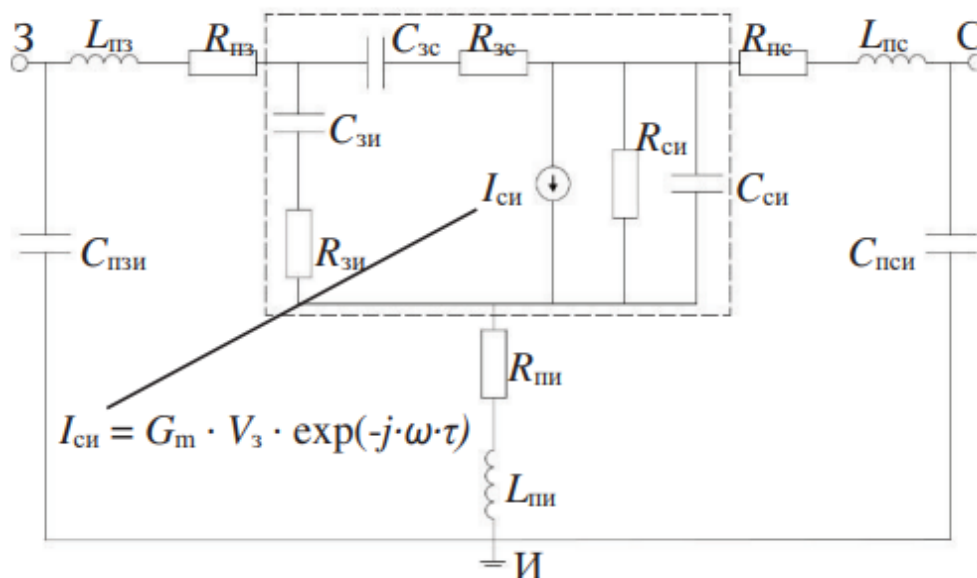


Рисунок 1.8 – Эквивалентная схема полевого транзистора с общим истоком, работающего в малосигнальном режиме

Определение внешних параметров транзистора в «холодном» режиме предполагает подачу нулевого напряжения между выводами сток-исток и также напряжения смещения транзистора (затвор-исток) меньше напряжения отсечки [44–46]. В таком режиме транзистор заперт и нелинейный источник тока на эквивалентной схеме отсутствует (рисунок 1.9).

Определение емкостных паразитных параметров производят по Π -образной схеме (рисунок 1.10, а) для удобной их экстракции из измеренных Y -параметров холостогоходной тестовой структуры. Определение паразитных сопротивлений и индуктивностей производят по T -образной схеме замещения, что позволяет произвести экстракцию индуктивностей из мнимой части Z -параметров, а сопротивлений из действительной части Z -параметров, короткозамкнутой тестовой структуры (рисунок 1.10, б).

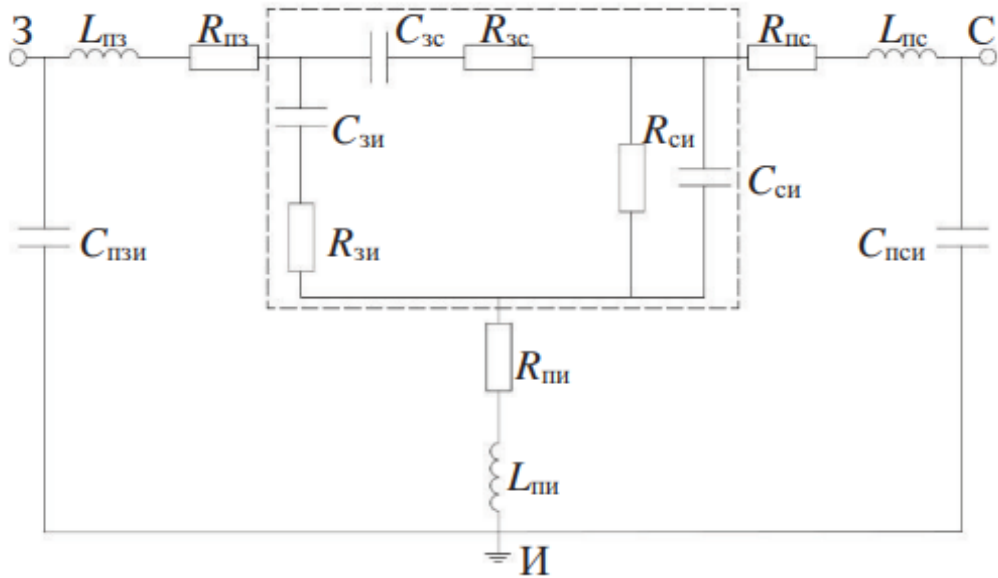


Рисунок 1.9 – Эквивалентная схема полевого транзистора с общим истоком в «холодном режиме», работающего в режиме малого сигнала

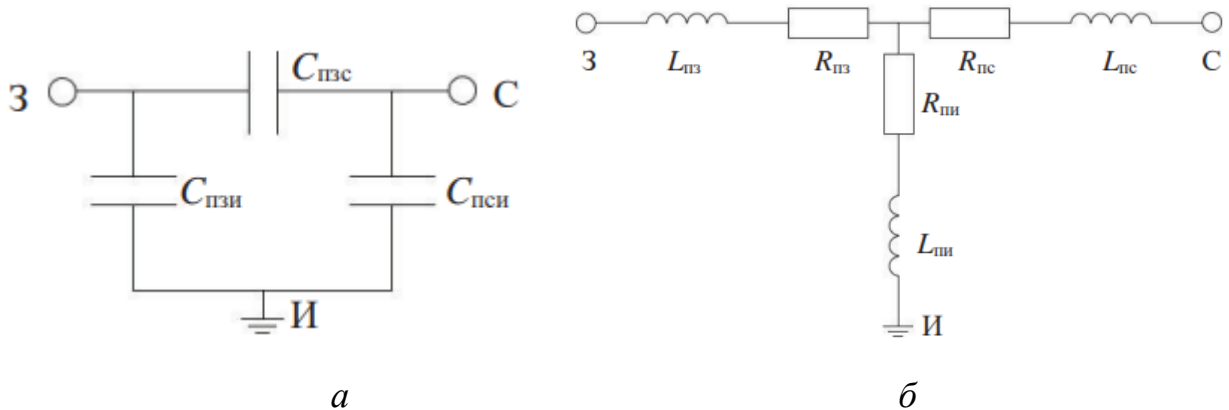


Рисунок 1.10 – Эквивалентная схема полевого транзистора с общим истоком в «холодном режиме», работающего в режиме малого сигнала для расчета: паразитных емкостей (*а*); паразитных сопротивлений и индуктивностей (*б*)

Один из распространенных методов экстракции паразитных емкостей транзистора был предложен Дамбрином [39]. В данном методе два одинаковых конденсатора C_b (рисунок 1.11) использовались для замещения емкостей, обусловленных областью пространственного заряда барьера Шоттки. Экстракция параметров производится из мнимой части Y -параметров путем вычитания паразитных индуктивностей и сопротивлений. Основное ограничение связано с

тем, что в эквивалентной схеме данного метода используются одинаковые ёмкости C_b в результате чего данный метод может привести к переоценке емкости $C_{\text{пзи}}$, и как следствие отрицательной емкости $C_{\text{пси}}$. Таким образом данный метод не является универсальным для определения паразитных параметров транзистора.

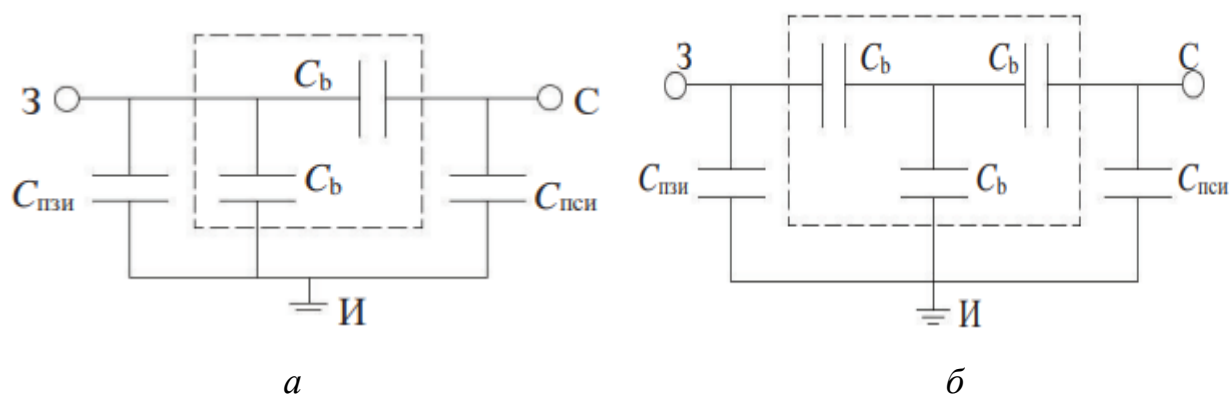


Рисунок 1.11 – Замещения емкостей, обусловленных областью пространственного заряда барьера Шоттки в транзисторе: по методу Дамбриана (*а*), по методу Уайта (*б*)

Другим автором предложено использовать дополнительную емкость (см. рисунок 1.11,*б*), которая позволяет устранить ограничение метода Дамбриана [47]. Уайт предположил, что в холодном режиме, при напряжении на затворе меньшем напряжения отсечки, эквивалентная схема области пространственного заряда барьера Шоттки должна быть симметричной. Однако конденсатор обедненного слоя, связанный с затвором, не может быть идентичен конденсатору, связанному с истоком и стоком, поскольку в реальном устройстве геометрия затвора отличается от геометрии истока и стока. Такой подход также, как и подход Дамбриана, в некоторых случаях приводил к отрицательному значению паразитной емкости $C_{\text{пси}}$. Метод Уайта был проверен в [48] на примере транзистора с высокой подвижностью на основе арсенида галлия (pHEMT GaAs). В результате экстракции параметров емкость $C_{\text{пси}}$ получилась меньше нуля, что физически невозможно. Таким образом, показано что метод Уайта не является универсальным для экстракции параметров модели транзистора.

Методика экстракции паразитных емкостей была предложена и автором Тайрани. В своем методе Тайрани предложил эквивалентную схему (рисунок 1.12), в которой учитывается емкость перехода сток-исток ($C_{си}$). В его методе, перед экстракцией параметров производят вычитание определённых ранее паразитных индуктивностей и сопротивлений, а между емкостями устанавливается соотношение ($C_{пси} = 0,25C_{си}$), которое определяется из условия минимальной ошибки расчёта S -параметров. Практические результаты показывают, на примере того же транзистора, изготовленного по технологии рНЕМТ GaAs, что предположение $C_{пси} = 0,25C_{си}$ достаточно справедливо, поскольку позволяет получить значения $C_{пзи}$ и $C_{пси}$, практически аналогичным значениям, рассчитанным с использованием метода открытой тестовой структуры, на которую монтируется исследуемый транзистор [48]. Таким образом показана универсальность метода Тайрани для определения паразитных внешних емкостей транзистора.

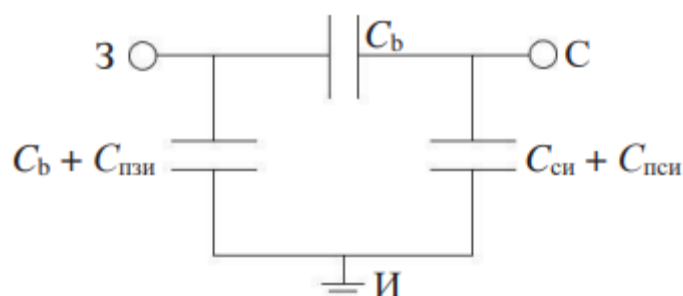


Рисунок 1.12 – Замещения емкостей, обусловленных областью пространственного заряда барьера Шоттки в транзисторе по методу Тайрани

Для определения паразитных индуктивностей и сопротивлений используется Т-образная схема замещения (см. рисунок 1.10,б). В методиках предполагается, что во внутренней части транзистора преобладает емкостной характер при «холодном» режиме и нулевом отрицательном смещении на затворе [49, 50]. Поэтому необходимо учитывать внутренние емкости транзистора (C_z , C_c , C_i). Эквивалентная схема представляется в виде Т-схемы, изображенной на рисунке 1.13. Для расчета значений паразитных индуктивностей и сопротивлений применяется метод линейной регрессии. Стоит иметь в виду, что метод линейной

регрессии чувствителен к выбранному частотному диапазону. Из-за некорректно выбранного частотного диапазона в результате расчета могут получиться отрицательные значения индуктивностей. Недостаток метода является то, что присутствует сильная зависимость рассчитываемых паразитных параметров от выбранного диапазона частот, для которого применяется метод линейной регрессии.

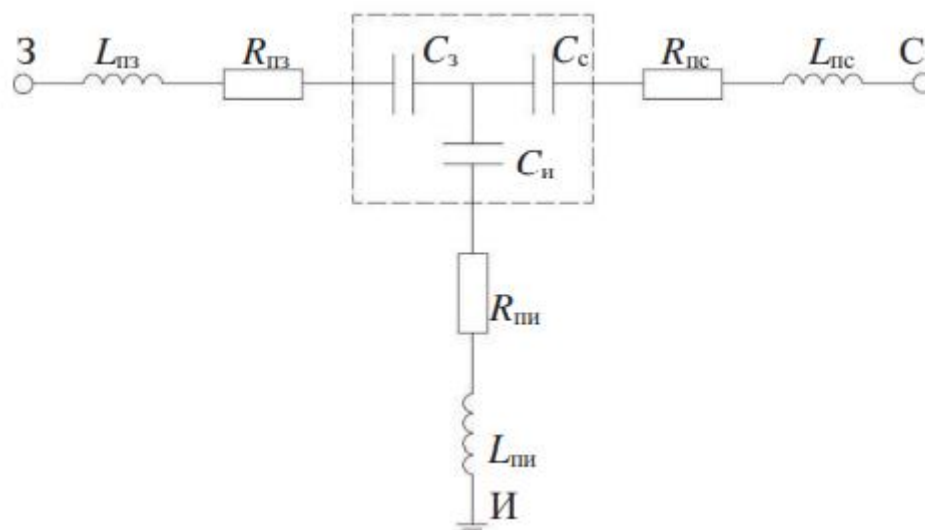


Рисунок 1.13 – Эквивалентная схема для определения паразитных внешних индуктивностей и сопротивлений

Каждая из рассмотренных методик имеет свои преимущества и недостатки и не позволяет экстрагировать точно параметры объекта. В методе [45] был предложен метод экстракции, основанный на методе Тайрани, но экстракция паразитных емкостей выполняется, используя метод линейной регрессии из мнимой части Y -параметров, измеренных в холодном режиме. Для экстракции паразитных емкостей в [45] использовались Y -параметры, измеренные в диапазоне частот до 1 ГГц, так как измеренные в этом диапазоне частот Y -параметры имеют преимущественно емкостной характер.

Паразитные индуктивности в методе [45] экстрагировались в относительно высокочастотной области, измеренных Y -параметров, поскольку в данном диапазоне частот наиболее выражена индуктивная составляющая.

Паразитные сопротивления $R_{пз}$ и $R_{пш}$ в [45] экстрагировались в диапазоне частот 10–20 ГГц, так как зависимости Z -параметров, подвергшиеся линейной регрессии, линейны, но на низких частотах проявляется нелинейный характер. Для экстракции $R_{пс}$ использовался диапазон частот до 7 ГГц так как на высоких частотах проявляется нелинейный характер зависимости.

Стоит отметить, что данные диапазоны частот в [45] выбирались эмпирическим путем и для экстракции параметров модели другого транзистора диапазоны частот могут быть другими.

Для экстракции внутренних параметров транзистора в [45] использовалась схема замещения, изображенная на рисунке 1.14, учитывающая сопротивление $R_{зс}$. Для этих целей из измеренных S -параметров транзистора в рабочей точке исключается влияние экстрагированных паразитных элементов. Внутренние параметры определяются выражениями, приведенными в [45], которые полностью определяются Y -параметрами транзистора. Для экстракции внутренних параметров также применяются разные диапазоны частот, выбираемые эмпирическим путем.

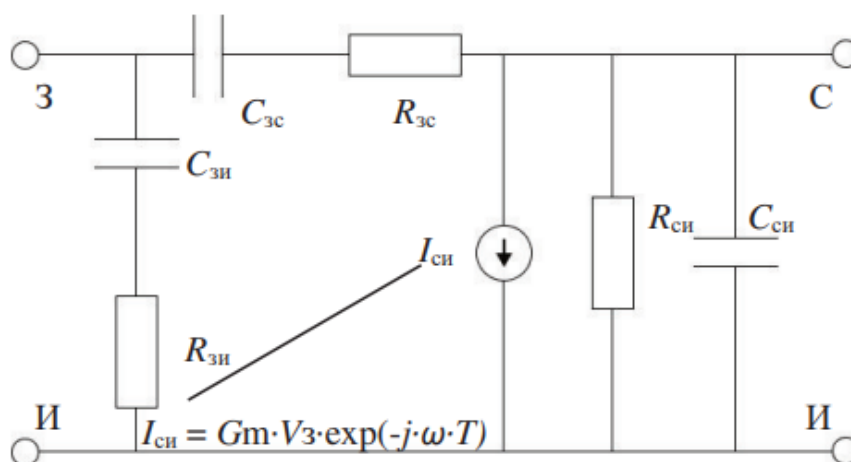


Рисунок 1.14 – Эквивалентная схема для определения внутренних параметров СВЧ-транзистора

После экстракции всех элементов малосигнальной модели транзистора в [45] производится оптимизация по алгоритму Левенберга – Маквардта для минимизации ошибки измеренных S -параметров. Таким образом, экстракция

параметров производится комбинационным методом (сначала предварительное определение параметров транзистора, а после запускается процесс оптимизации). Такое определение параметров не позволяет указать точность экстрагируемых параметров.

Существуют и нелинейные большесигнальные модели транзисторов: Angelov [51], EENEMT [52], Materka-Kasparzak [53], Curtice-Ettenberg [54]. Недостатком данных моделей является то, что они имеют слишком большое количество экстрагируемых параметров (например, модель Materka-Kasparzak включает 24 параметра) для описания поведения устройства. Процесс определения этих параметров сложен и занимает много времени. Полученные при такой экстракции результаты не всегда верны. Часть параметров модели зачастую определяется методом подбора. Таким образом, также как и для линейных малосигнальных моделях невозможно указать точность экстрагируемых параметров модели.

1.4 Обзор методов измерения нелинейных характеристик цепей

1.4.1 Квазистатический метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик

Квазистатический метод характеристики двухполюсных элементов позволяет измерять характеристики двухполюсника при воздействии гармоническим сигналом. Суть метода заключается в измерении импеданса тестируемого двухполюсника, а затем косвенного определения эквивалентных емкости и сопротивления исследуемого устройства [55, 56]. Измерения импеданса производится по параллельной или последовательной схемам замещения (рисунок 1.15). При таких измерениях на исследуемый двухполюсник подается одночастотный гармонический сигнал малой амплитуды (для измерения вольт-фарадной характеристики) и происходит сканирование по постоянному

напряжению. Характеристики двухполюсника при таких измерениях являются нелинейными функциями постоянного напряжения и зависят только от постоянного смещения.



Рисунок 1.15 – Эквивалентные схемы замещения двухполюсника, при измерении квазистатическим методом (*a*) последовательная; (*б*) параллельная

В случае, когда необходимо характеризовать двухполюсник вольт-амперными (ВАХ) и вольт-фарадными (ВФХ) характеристиками, используют параллельную схему замещения объекта (см. рисунок 1.15,б). В такой схеме замещения эквивалентное параллельное сопротивление (R_p) зависит от постоянного напряжения смещения и через него можно выразить вольтамперную характеристику, а эквивалентная параллельная емкость (C_p), зависящая от постоянного смещения, определяет вольт-фарадную характеристику объекта. Данные характеристики измеряются при одночастотном воздействии и с их помощью трудно предсказать работу объекта на одиночном видеоимпульсном сигнале, который имеет сплошной спектр. Трудности возникают из-за того, что измеряемый объект нелинейный и невозможно определить его характеристики на видеоимпульсном сигнале, измеряя их последовательно на гармонических сигналах, входящих в спектр импульсного сигнала (не применим принцип суперпозиции). К тому же данный метод измерения ВАХ и ВФХ предполагает измерение характеристик в условиях полного заряда емкости объекта (когда переходные процессы в объекте установились), что не удовлетворяет условиям сверхкороткоимпульсного сигнала.

Электрическая прочность двухполюсника ограничена средней рассеиваемой на нем мощностью. При воздействии сверхкоротким импульсом на двухполюсник длительность воздействия оказывается значительно меньшей, чем при воздействии постоянным напряжением. Таким образом область допустимых значений напряжения, при котором двухполюсник может работать, увеличивается. Исходя из этого можно сделать вывод, что измерять сверхкороткоимпульсные характеристики двухполюсника в предельных режимах его работы, используя квазистатический метод (при длительном воздействии на него) не представляется возможным.

1.4.2 Импульсный метод измерения вольт-амперных характеристик (PIV-метод)

В [57] приведен импульсный метод измерения ВАХ объекта – Pulsed IV (PIV-метод). Измерения ВАХ проводятся на примере высокочастотного полевого транзистора с барьером Шоттки (MESFET). Структурная схема установки приведена на рисунке 1.16. Суть данного метода измерения ВАХ заключается в подаче импульсного напряжения, длительность которого много больше времени заряда емкости измеряемого объекта (высокочастотный транзистор). ВАХ измеряется на плоской вершине импульса, в условиях полного заряда емкости объекта. При заданной амплитуде импульсного сигнала, поданного на затвор, производится свипирование постоянного напряжения сток-исток. ВАХ, измеренные импульсным методом, отличаются от статических ВАХ из-за эффектов саморазогрева полупроводника и захвата заряда ловушками (рисунок 1.17). Приведенный выше метод является сканирующим. Недостаток данного метода заключается в том, что измерения проводятся на вершине импульсного сигнала и длительность импульса выбирается больше времени заряда емкости объекта. Таким образом в данном методе измерения ВАХ имеются ограничения по длительности тестового сигнала. Главный недостаток данного метода в том, что он

не дает информацию о реактивных (инерционных) свойствах объекта, что очень важно при проектировании бытродействующих устройств.

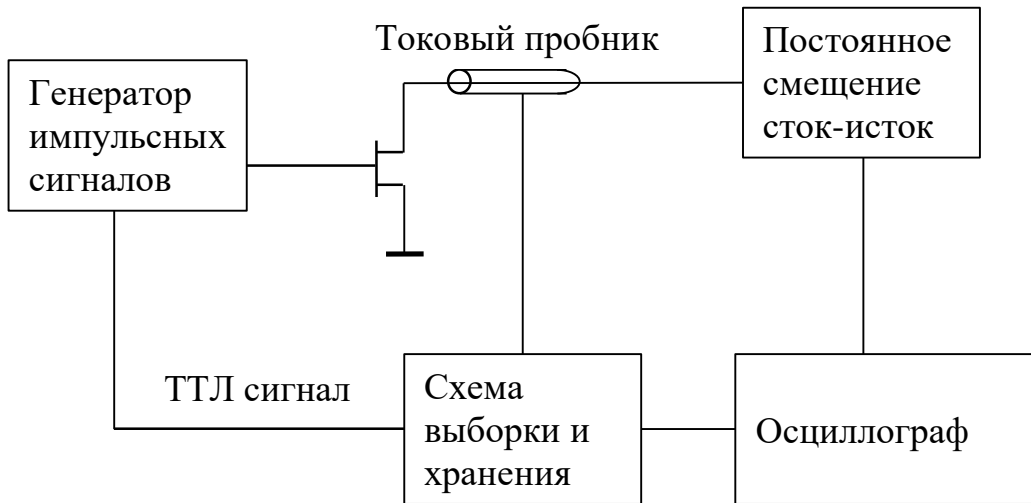


Рисунок 1.16 – Структурная схема установки для измерения ВАХ импульсным (PIV) методом

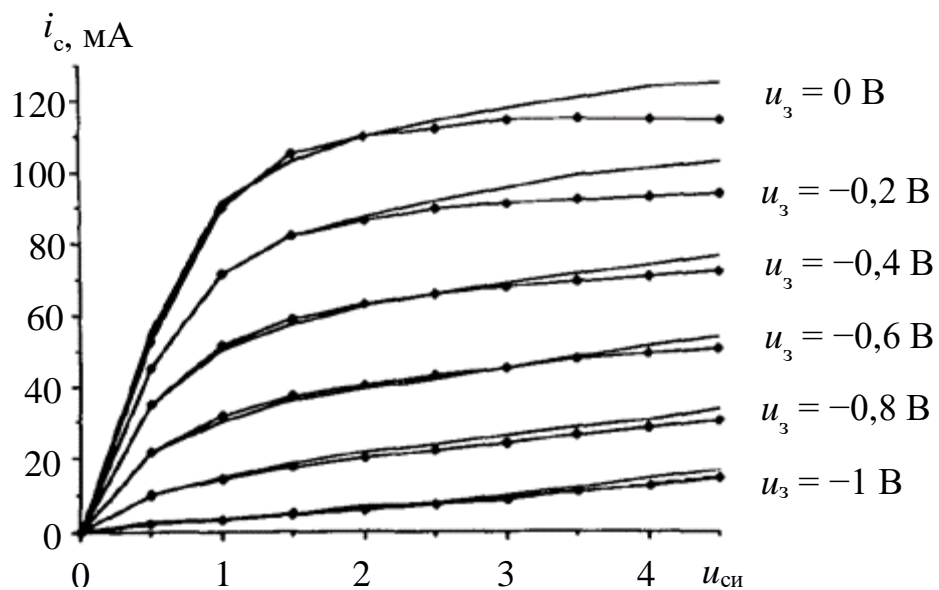


Рисунок 1.17 – Выходные ВАХ транзистора Avantek AT12535, измеренные при длительности импульса 2 мкс: статическим методом (сплошные кривые, проведенные через точки) и PIV-методом (сплошные кривые)

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

В [58] показано, что нелинейные свойства объектов проявляются по-разному в зависимости от формы тестового сигнала. Также в данной статье сделан вывод, что сверхширокополосные сигналы подвергаются большим искажениям, чем радиоимпульсные сигналы. Исходя из этого, сделан вывод о том, что для более точного определения характеристик объекта на сигнале определенной формы, необходимо измерять этот объект на том сигнале, на котором он будет работать.

При измерении вольт-амперных (ВАХ) и вольт-фарадных (ВФХ) характеристик элементов посредством непрерывных сигналов диапазон изменения напряжений и токов ограничен предельной рассеиваемой на элементе мощностью. В итоге части ВАХ и ВФХ, на которых реально работает элемент в импульсном режиме, оказываются недоступными для измерения. Эта проблема частично решается с помощью импульсного метода измерения ВАХ (PIV). Однако данный метод накладывает ограничения на длительность тестового воздействия (длительность импульса больше времени установления переходных процессов в измеряемом объекте).

В [59] приведен метод отдельного и одновременного измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик элементов при воздействии видеоимпульсным сигналом произвольной длительности. Достоинство данного метода – способность измерять характеристики объекта при любой длительности импульсного сигнала и при большем уровне сигнала чем это возможно, применяя квазистатический метод (тепловое разрушение объекта). В основе метода – параллельная схема замещения, состоящая из последовательно соединенных нелинейной проводимости и нелинейной емкости (рисунок 1.18). Полный ток, протекающий через исследуемый объект, состоит из активного (протекающего через нелинейную проводимость), а также реактивного (через нелинейную емкость). Суть метода заключается в том, что по измеренным токам и напряжениям

косвенно измеряют вольт-амперную (1.39) и вольт-фарадную (1.40) характеристики:

$$i_{IV}(u) = \frac{i_r(u)u'_f(u) - i_f(u)u'_r(u)}{u'_f(u) - u'_r(u)}; \quad (1.39)$$

$$C(u) = \frac{i_r(u) - i_f(u)}{u'_r(u) - u'_f(u)} \quad (1.40)$$

где $i_r(u)$, $i_f(u)$ – измеренные прямым образом токи через элемент на фронте и спаде импульса $u(t)$, соответствующие определенному u ; $u'_r(u)$ и $u'_f(u)$ – зависимость производной напряжения от измеренного прямым образом напряжения на фронте и спаде импульса. Более подробно метод описан в [60].

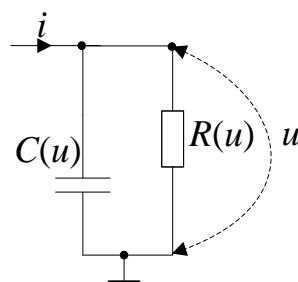


Рисунок 1.18 – Параллельная схема замещения для сверхкороткоимпульсного метода измерения вольтамперных и вольтфарадных характеристик

Данный метод, помимо своих достоинств, имеет и недостатки. Напряжение и ток измеряются с определенной погрешностью (инструментальная погрешность аналого-цифрового преобразователя). В результате этого погрешность косвенных измерений может оказаться больше погрешности прямых измерений тока через объект и напряжения на объекте. Приведенный выше метод является моноимпульсным (позволяет измерять ВАХ и ВФХ объекта на одиночном импульсе заданной формы, а не на серии импульсов). Ещё одним недостатком сверхкороткоимпульсного метода является то, что измеряемые характеристики объекта изменяются при изменении всего лишь одного параметра сигнала

(например, амплитуды) и не являются собственными характеристиками объекта. Исходя из этого возникают трудности в применении измеренных характеристик объекта при моделировании работы импульсных устройств, содержащих измеренный объект.

1.4.4 Метод измерения квазистатических вольт-фарадных характеристик

В [61] приводится метод измерения квазистатических вольт-фарадных характеристик. Емкость при таком методе измеряется не при воздействии гармоническим сигналом на исследуемое устройство как было описано в [55, 56], а при подаче линейнонарастающего напряжения на исследуемое устройство, заряде емкости объекта и подаче тока противоположной полярности, который разряжает емкость объекта. Ток разряда при таком методе задается выражением:

$$I_{ramp} = C_{val} Ramprate, \quad (1.41)$$

где I_{ramp} – разрядный ток; C_{val} – заданная пользователем приблизительная емкость объекта (Ф); $Ramprate$ – скорость разряда емкости объекта (В/с). Измеренная емкость определяется выражением:

$$C_{out} = \frac{I_2}{(dV / dt)}, \quad (1.42)$$

где C_{out} – измеренная емкость объекта; I_2 – измеренный ток в момент времени разряда конденсатора до низкого уровня; dV – разность напряжений в конце и начале разряда емкости объекта; dt – интервал времени между окончанием и началом разряда емкости объекта.

Недостатком данного метода является то, что метод позволяет определять только инерционную составляющую объекта (емкость) без статической нелинейности объекта. По результатам измерений не представляется возможным

построить нелинейную модель объекта, позволяющую рассчитывать отклик объекта на произвольное тестовое воздействие.

1.5 Средства импульсных измерений и вопросы калибровки

Для измерения нелинейных характеристик объектов по методам, приведенным в подразд. 1.4 необходим, как и для любых измерений, набор измерительных приборов. Качество любых измерений определяется точностью измерений. Для повышения точности измерений необходимо осуществлять калибровку измерительной установки. Этим двум вопросам и посвящен данный подраздел.

Измерение квазистатическим методом осуществляется при использовании LCR метра. Примером такого прибора является Keysight E4980A/AL Precision LCR Meter [55] или измеритель иммитанса E7-30 [56]. Согласно [55] LCR метр Keysight E4980A/AL имеет внутренний источник синусоидального сигнала с выходным напряжением со среднеквадратичным значением в диапазоне 0–20 В, а также внутренний источник постоянного смещения в диапазоне 0–40 В. Прибор имеет измеритель импеданса в диапазоне 20–2·10⁶ Гц с погрешностью измерения импеданса не более 0,05 %. Согласно [56] измеритель иммитанса E7-30 имеет внутренний источник гармонического сигнала со среднеквадратическим значением, лежащим в диапазоне 5–1000 мВ, источник постоянного смещения в диапазоне 0–40 В. Данный прибор имеет измеритель импеданса, измеряющий импеданс в диапазоне частот 25–3·10⁶ Гц с базовой погрешностью не более 0,1 %. Таким образом, для измерения ВАХ и ВФХ объекта квазистатическим методом требуется LCR метры, имеющий в своем составе источник тестового сигнала и измеритель.

Данные LCR метры необходимо калибровать для обеспечения точности измерений. Калибруются такие приборы при использовании набора калибровочных мер (холостой ход, короткое замыкание). Поскольку диапазон

измерения прибора относительно низкочастотный (не более 3 МГц), то калибровку на отражение можно выполнять без использования набора калибровочных мер (на холостой ход при разомкнутых измерительных входах прибора, калибровку на короткое замыкание при замкнутых между собой входах прибора).

Измерение ВАХ PIV методом требует в экспериментальной установке наличия генератора видеоимпульсных сигналов, устройства выборки и хранения (например, цифровой осциллограф), источников постоянного смещения, токовый пробник. Согласно [57] измерение ВАХ полевого транзистора с использованием PIV метода позволяет с лучшей точностью измерить ВАХ и обусловленные ей нелинейные искажения, нежели, используя квазистатический (статический) метод измерения. Такой эффект достигается ввиду того что в полупроводнике имеется эффект «захвата заряда ловушками». Погрешность измерения в данной измерительной системе напрямую зависит от погрешностей приборов, входящих в измерительную установку (нелинейность осциллографа, генератора, постоянное смещение каналов осциллографа). Таким образом, для калибровки такой измерительной системы необходимо выполнить калибровку постоянного смещения каналов осциллографа, калибровку нелинейности амплитудной характеристики осциллографа и генератора.

Для одновременного измерения ВАХ и ВФХ сверхкороткоимпульсным методом [59] экспериментальная установка состоит из генератора тестовых сигналов, измерительного преобразователя, аналого-цифрового преобразователя, шасси и ЭВМ (рисунок 1.19). Экспериментальная установка разработана нами ранее [62, 63] и имеет внешний вид, показанный на рисунке 1.20. Измерительный прибор построен таким образом, что в измерительном преобразователе измеряется каналами осциллографа сигнал напрямую на последовательно соединенными измеряемом объекте и последовательном токовом шунте, а также на последовательном токовом шунте. Таким образом, косвенно измеряется форма напряжения на объекте и тока через объект. Система, построенная таким образом, позволяет исключить искажения, выдаваемые генератором тестовых сигналов. Таким образом на результат измерения влияют только искажений, вносимые

аналого-цифровым преобразователем при измерении, которые и определяют искажения всей системы в целом.

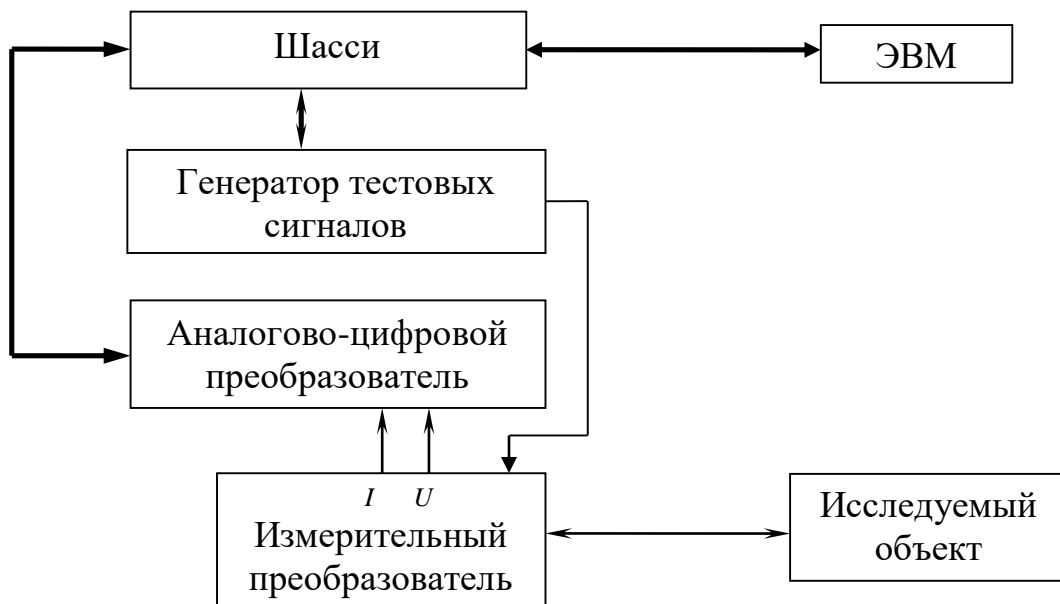


Рисунок 1.19 – Структурная схема сверхкороткоимпульсного характериографа

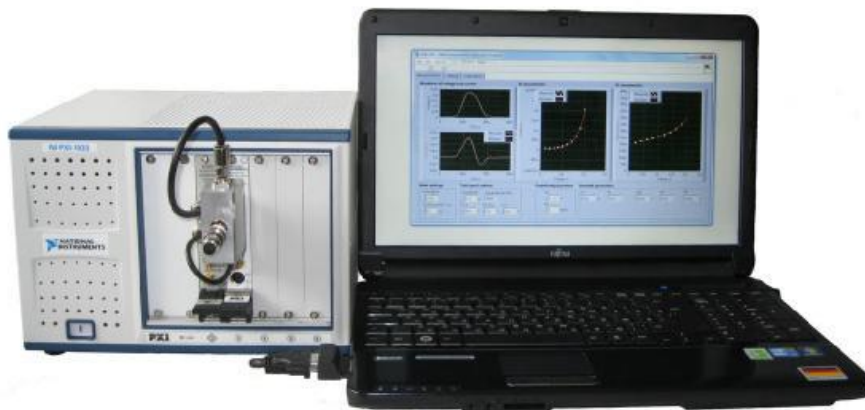


Рисунок 1.20 – Внешний вид характериографа для измерения ВАХ и ВФХ двухполюсников сверхкороткоимпульсным методом

Аналого-цифровой преобразователь линейно и нелинейно искажает форму сигнала. Поскольку ВАХ и ВФХ определяются косвенно из результатов прямых измерений тока через двухполюсный объект и напряжения на объекте (выражения (1.39) и (1.40)), то на точность измерения этих характеристик влияет погрешность измерения тока и напряжения на объекте. Погрешность измерения напряжения

аналого-цифровым преобразователем, связанная с линейными искажениями, была оценена в [64] и составляет не более 1,3 % для колоколообразного импульса длительностью 10 нс и не более 0,8 % для трапециеобразного импульса длительностью 100 нс. Для данного характеристического графа помимо относительной калибровки, которая выполняется для квазистатических характеристических графов, необходимо выполнять линейную абсолютную калибровку [65, 66]. Данные виды калибровок предполагают коррекцию убывающей с частотой передаточной функции одного из каналов регистрирующего устройства. Вторым каналом характеристического графа калибруется относительного первого канала регистрирующего устройства, для которого была произведена абсолютная калибровка. Абсолютная калибровка за счет коррекции передаточной функции позволяет расширить полосу частот канала аналого-цифрового преобразователя. На результат калибровки также влияют выбор фильтра (фазолинейный и минимально фазовый), уменьшающего шум измеряемого сигнала. В работе [67] показано, что линейно нарастающий фронт меньше искажается фазолинейным фильтром, а экспоненциальный фронт – минимально фазовым фильтром. Данный характеристический граф позволяет измерять характеристики объекта моноимпульсным методом. Недостатком данных измерений является то, что измеренные характеристики зависят от формы и амплитуды тестового сигнала и меняются от сигнала к сигналу, а значит не являются собственными характеристиками объекта.

Измерения «сверхбыстрых» ВАХ и квазистатических ВФХ с использованием генератора с линейно нарастающим фронтом представлены в составе установки Keithley 4200 A-SCS, приведенной в [68]. Установка имеет в своем составе два независимых высокоскоростных синхронизированных канала источника-измерителя с частотой дискретизации 200 МГц и генератор сигналов произвольной формы с периодом дискретизации 10 нс для измерения сверхбыстрых ВАХ. Для измерения квазистатической емкости при подаче с выхода генератора линейно нарастающего фронта [61] требуется два модуля источника измерителя совместно с двумя модулями предусилителей для измерения малого разрядного тока в конечный момент времени, которые подключаются с двух сторон к

исследуемому объекту. Сведений о калибровке измерителя в документации не представлено.

Исходя из обзора средств импульсных измерений и вопросов калибровки можно сделать следующие выводы:

1) для измерения нелинейных характеристик цепей разрабатываемый измерительный прибор должен состоять как минимум из генератора тестовых сигналов и измерительного приемника;

2) требуется калибровка линейных искажений измерительного приемника для измерения нелинейных характеристик цепей при импульсных тестовых сигналах, выполняемая в частотной области. Однако, такая калибровка выполняется в случае если отклик исследуемого объекта на импульсный тестовый сигнал сопоставим с длительностью переходной характеристики приемника. Таким образом, выбрав измерительный приемник с длительностью переходной характеристики значительно меньшей длительности отклика исследуемого объекта (полоса приемника значительно больше полосы отклика исследуемого объекта) необходимость в применении калибровки линейных искажений приемника отпадает;

3) калибровка статической нелинейности измерительных приборов, входящих в состав установок для измерения нелинейных характеристик цепей не производится, поскольку нелинейность может иметь бессистемный характер и быть незначительной.

1.6 Постановка цели и задачи исследования

Исходя из вышеизложенного были сформулированы задачи исследования:

1) разработка способа измерения нелинейных характеристик цепей на основе рекурсивного фильтра первого порядка. Способ измерения должен позволять учитывать нелинейность исследуемого объекта в установившемся режиме

(статическую нелинейность) и в условиях продолжающихся переходных процессов (динамическую нелинейность);

2) разработка автоматизированной установки для измерения нелинейных характеристик объекта по нелинейно-инерционной модели на основе рекурсивного фильтра первого порядка;

3) выявление и коррекция источников погрешности автоматизированной установки;

4) измерение характеристических функций модели для исследуемых нелинейных объектов и оценка погрешности аппроксимации откликов объектов, используя полученную модель;

5) оценка качества работы полученной модели на тестовое воздействие произвольной формы.

2 ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Как показано в [35, 69], отклик на ступенчатую функцию можно использовать в качестве характеристической функции для нелинейной схемы. В нелинейном случае для характеристики схемы требуется набор откликов на входные ступенчатые функции с различными амплитудами. Таким образом, использование семейства переходных характеристик нелинейного устройства является достаточным для характеристики нелинейных схем. Этот раздел будет посвящен вопросам измерению семейства откликов (переходных характеристик объекта) на набор ступенчатых функций (функций Хевисайда).

2.1 Формирование требований к измерительному оборудованию для измерения переходных характеристик объекта

Для измерения семейства переходных характеристик объекта необходимо воздействовать на исследуемый объект сигналами с выхода генератора тестовых сигналов. Генератор тестовых сигналов должен являться генератором ступенчатых функций. Условие, при котором генератор является источником ступенчатых функций, заключается в том, что длительность фронта ступенчатой функции должна быть существенно меньше длительности переходных характеристик исследуемого объекта. Для генератора тестовых сигналов предъявляются также и другие требования, связанные с его нелинейностью.

Генератор ступенчатых функций может обладать как статической (нелинейность на плоской вершине), так и динамической (нелинейность на фронте импульса) нелинейностью.

Динамическая нелинейность генератора (на фронте импульса) не оказывает влияния на измерение семейства переходных характеристик, поскольку важным условием для генератора ступенчатых функций является лишь то, что длительность фронта должна быть на порядок меньше длительности переходной характеристики

исследуемого устройства и тогда динамические искажения генератора будут по длительности значительно меньше чем длительность переходных процессов в исследуемом объекте. В результате этого динамические искажения генератора не будут изменять форму переходной характеристики исследуемого устройства.

Статическая нелинейность генератора ступенчатых функций скажется на амплитуде измеренной переходной характеристики. Такое изменение амплитуды будет влиять на результат измерения семейства переходных характеристик исследуемого устройства. Чтобы снизить статические искажения измеряемого семейства переходных характеристик объекта, необходимо выбирать высоколинейный генератор ступенчатых функций или выполнить калибровку статической нелинейности генератора.

Измерение откликов исследуемого объекта на воздействие семейства ступенчатых функций (переходных характеристик) происходит с использованием цифрового осциллографа (регистрирующего устройства). Переходная характеристика регистрирующего устройства должна иметь длительность фронта существенно меньшую, чем длительность фронта переходной характеристики исследуемого объекта, для измерения переходной характеристики объекта без существенных линейных искажений. Регистрирующее устройство, как и генератор ступенчатых функций, обладает статической и динамической нелинейностью.

Статическая нелинейность регистрирующего устройства определяется его амплитудной характеристикой. Снизить влияние статической нелинейности регистрирующего устройства на результат измерения переходной характеристики можно путем калибровки нелинейности канала регистрирующего устройства.

Динамическая нелинейность проявляется в различной степени в зависимости от соотношения длительности переходной характеристики объекта с длительностью переходной характеристики регистрирующего устройства. Соотношения могут быть нескольких видов:

- 1) переходная характеристика объекта значительно меньше переходной характеристики канала регистрирующего устройства;

2) переходная характеристика объекта и канала регистрирующего устройства сопоставимы;

3) переходная характеристика объекта значительно превышает переходную характеристику канала регистрирующего устройства.

Вопрос влияния динамической нелинейности канала регистрирующего на результат измерения переходных характеристик объекта требует исследования и будет освещен далее. Забегая вперед, стоит сказать, что для снижения влияния динамической нелинейности канала регистрирующего устройства необходимо выбирать регистрирующее устройство с переходной характеристикой, значительно превышающей переходную характеристику исследуемого объекта.

Подводя итог вышеизложенному, можно сказать, что для измерения переходных характеристик исследуемого объекта необходимо задаться только длительностью переходной характеристики исследуемого объекта. В качестве примера зададимся длительностью переходной характеристики, которую будем измерять разрабатываемой установкой, около 100 нс. Таким образом, объединив два требования для генератора ступенчатых функций и регистрирующего устройства для измерения переходных характеристик объекта был выбран в качестве примера генератор тестовых сигналов произвольной формы National Instruments PXI-5422, имеющий разрядность 16 бит и скорость нарастания выходного напряжения не более 4.8 нс, с амплитудой тестового сигнала не более 12 В [70]. В качестве регистрирующего устройства, для примера, соответствующего длительности объекта около 100 нс, выберем регистрирующее устройство National Instruments PXI-5114, обладающее длительностью времени нарастания не более 3,5 нс (полосой 125 МГц), разрядностью 8 бит и имеющее возможность работы в режиме асинхронного стробоскопа. Выбранные генератор и регистрирующее устройство являются модулями PXI платформы, встраиваются в шасси National Instruments PXI-1033 [71] и управляются с помощью ЭВМ. Структурная схема измерительной установки для измерения семейства переходных характеристик приведена на рисунке 2.1.

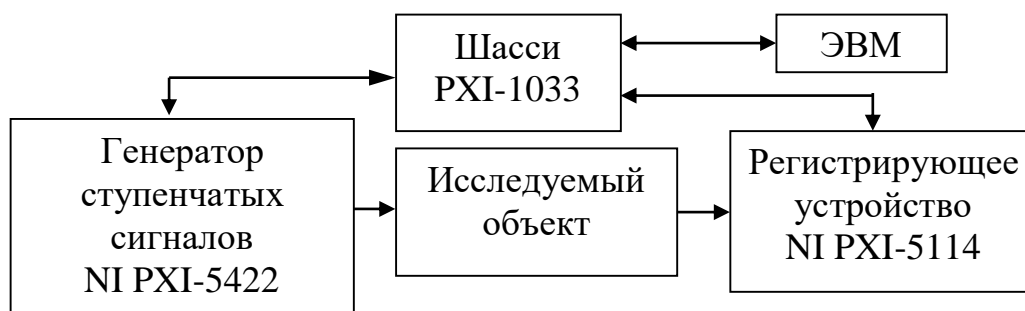


Рисунок 2.1 – Структурная схема установки для измерения переходных характеристик объекта

2.2 Исключение источников погрешности измерения переходных характеристик

Рассмотрим источники погрешности влияющие на результат измерения семейства переходных характеристик.

Поскольку измерительная установка состоит из генератора ступенчатых функций и регистрирующего устройства, измеряющего переходные характеристики объекта, то эти два прибора будут влиять на точность измерения характеристик. Регистрирующее устройство вносит как линейные, так и нелинейные искажения регистрируемого сигнала. Линейные искажения компенсируются, применяя линейную абсолютную калибровку каналов регистрирующего устройства [65, 66, 72]. Ранее был показан способ оценивания влияние линейных искажений, которые вносит регистрирующее устройство при измерении сигнала [64]. На результат калибровки линейных искажений регистрирующего устройства влияет выбор фильтра (фазолинейный и минимально фазовый), уменьшающего шумы сигнала при измерении [67]. Помимо линейных искажений на результаты измерения переходных характеристик влияют нелинейные искажения регистрирующего устройства и генератора измерительной установки.

Существуют четыре источника погрешности измерительной установки (см. подразд. 2.1): смещение нуля канала регистрирующего устройства, статическая нелинейность канала регистрирующего устройства, динамическая нелинейность канала регистрирующего устройства и статическая нелинейность генератора.

2.2.1 Смещение нуля канала регистрирующего устройства

На результат измерения переходной характеристики исследуемого устройства влияет постоянное смещение канала регистрирующего устройства. Согласно [73] смещение нуля канала определяется выражением:

$$\Delta u = \pm(A \cdot u_r + B \cdot FS + C), \quad (2.1)$$

где A , B – составляющие относительной погрешности регистрации напряжения, выраженные в %; C – постоянное смещение канала регистрации напряжения, выраженное в мВ; u_r – значение напряжения, поданного на вход канала регистрирующего устройства; FS – значение размаха напряжения, в котором работает регистрирующее устройство для данного измерения. Согласно [73] для размаха напряжения 1 В ($FS = 1$ В) смещение нуля канала регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114, выбранного ранее в качестве примера, будет составлять 0,64 мВ.

Для коррекции смещения нуля канала регистрирующего устройства существует принципиально два подхода:

1) использовать опорный источник питания, способный устанавливать напряжение на своем выходе со значительно меньшей погрешностью чем смещение нуля канала регистрирующего устройства (рисунок 2.2,а);

2) использовать источник питания с произвольной установкой выходного напряжения совместно с измерительным приемником (например, вольтметром), имеющим погрешность регистрации значительно меньшую чем у калибруемого регистрирующего устройства (рисунок 2.2,б).

Будем использовать второй подход при коррекции смещения нуля канала регистрирующего устройства. Исходя из изложенных выше требований, в качестве примера, был выбран источник-измеритель National Instruments PXI-4130, который также, как генератор и регистрирующее устройство помещается внутрь шасси National Instruments PXI-1033 и управляется с помощью ЭВМ. Источник-измеритель имеет два канала для установки напряжения на своих выходах. Максимальное напряжение установки напряжения на канале под номером 1 составляет до 20 В. Источник имеет внешний вход измерения напряжения sense (референсный вольтметр), который будет являться опорным при коррекции постоянного смещения (можно использовать для измерения напряжения с выхода канала 1 источника). Погрешность измерения опорного измерителя sense составляет 120 мкВ на каждый вольт измеренного напряжения [74]. Таким образом для диапазона измерения канала регистрирующего устройства 1 В смещение нуля составляет по меньшей мере 0,64 мВ, в то время как погрешность измерения опорного измерителя для данного напряжения составляет не более 0,12 мВ [74]. Данный измеритель можно считать опорным.

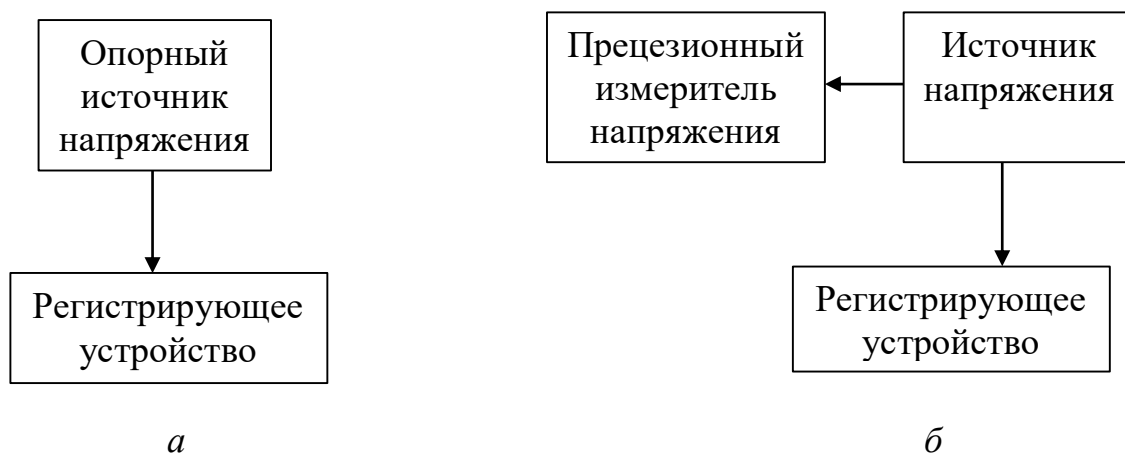


Рисунок 2.2 – Структурные схемы для коррекции смещения нуля канала регистрирующего устройства: с опорным источником питания (а); с источником питания и прецизионным измерителем напряжения (б)

Подадим напряжение с выхода источника-измерителя, равное нулю, на вход канала регистрирующего устройства и измерим напряжение опорным каналом источника-измерителя. Смещение нуля канала регистрирующего устройства определим выражением:

$$\Delta u = u_{0py} - u_{0ин}, \quad (2.2)$$

где Δu – смещение нуля канала регистрирующего устройства; u_{0py} – значение напряжения, измеренное каналом регистрирующего устройства, поданное с выхода источника питания; $u_{0ин}$ – опорное напряжение, измеренное референсным вольтметром, поданное с выхода источника питания.

Таким образом, была произведена компенсация смещения канала регистрирующего устройства. Теперь при измерении сигнала каналом регистрирующего устройства для учета коррекции будем вычитать напряжение Δu из измеренного сигнала.

Для выбранного ранее в качестве примера регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114 произведем калибровку смещения его канал и оценим её эффективность. С выхода опорного источника-измерителя National Instruments PXI-4130 подавалось постоянное нулевое напряжение. Значение напряжения, измеренное его вольтметром при первом измерении, составило 79,2 мкВ. Регистрирующее устройство измеряло этот сигнал в течении 400 мс. Результат измерения этого сигнала регистрирующим устройством изображено на рисунке 2.3,а. Среднее напряжение этого сигнала составляет 1,9 мВ. Таким образом напряжение смещения составляет около 1,98 мВ. Запомним это смещение в память и будем использовать для коррекции смещения канала регистрирующего устройства. Произведем калибровку второй раз для оценки качества выполненной калибровки. Для второго измерения напряжение, измеренное вольтметром источника-измерителя National Instruments PXI-4130, составило 195,8 мкВ. Сигнал на выходе регистрирующего устройства показан на рисунке 2.3,б. Среднее напряжение этого сигнала с учетом калибровки, выполненной ранее составило –0,13 мВ. Постоянное смещение составило около 0,33 мВ. Таким образом,

остаточное напряжение смещения в канале регистрирующего устройства составляет 16,7 % от смещения без учета калибровки.

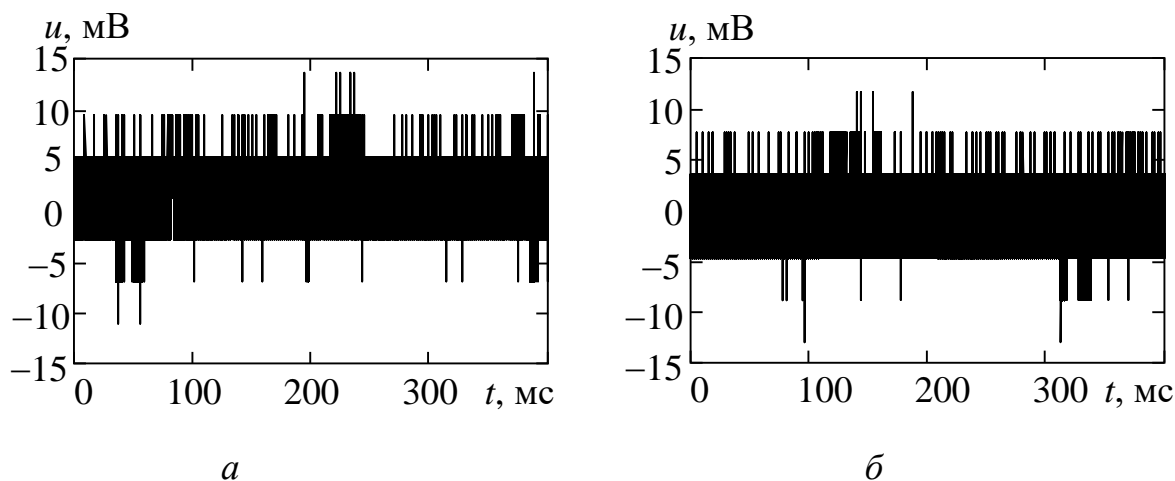


Рисунок 2.3 – Сигнал, измеренный регистрирующим устройством:
без учета калибровки постоянного смещения (а),
с учетом калибровки постоянного смещения (б)

2.2.2 Динамическая нелинейность канала регистрирующего устройства

Любое регистрирующее устройство при регистрации сигнала вносит искажения в форму зарегистрированного сигнала. Линейные искажения измерителя нелинейных характеристик цепей не представляют особого интереса, поскольку, для рассматриваемого нами примера, длительность переходной характеристики исследуемого объекта выбрана значительно больше длительности переходной характеристики канала регистрирующего устройства (подразд. 2.1) и их влияние незначительно. Важным при нелинейных измерениях является влияние нелинейных искажений измерителя (в частности регистрирующего устройства) на результат измерения характеристик.

В данном пункте остановимся на динамической нелинейности регистрирующего устройства. Для оценки влияния динамической нелинейности регистрирующего устройства на результат измерения переходных характеристик объекта будем оценивать нелинейные искажения зарегистрированных им импульсов с разной крутизной фронта:

1) длительность фронта импульса существенно меньше длительности переходной характеристики канала регистрирующего устройства;

2) длительности фронта импульса и переходной характеристики канала регистрирующего устройства сопоставимы;

3) длительность фронта импульса существенно больше длительности переходной характеристики канала регистрирующего устройства.

Рассмотрим, как динамическая нелинейность измерительного приемника проявляется для каждого из условий, приведенных выше. Семейство переходных характеристик регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114, выбранного нами ранее в качестве примера, было измерено и показано на рисунке 2.4. Длительность переходной характеристики составляет около 2,8 нс. Для оценки влияния динамической нелинейности канала регистрирующего устройства на результат измерения фронта импульса будем измерять регистрирующим устройством семейство импульсов с постоянной времени: $\tau = 0,2$ нс (примерно на порядок меньше длительности переходной характеристики канала регистрирующего устройства), $\tau = 2$ нс (сопоставима с длительностью переходной характеристики канала регистрирующего устройства), $\tau = 20$ нс (превышающая примерно на порядок) и $\tau = 200$ нс (превышающая примерно на два порядка).

Для семейства импульсов с одинаковыми длительностями фронта (соответствующему одному τ), но разными амплитудами построим поверхность распределения, показывающую нелинейность зарегистрированных сигналов семейства каналом приемника. В данном трехмерном графике по одной из независимых осей будем откладывать время, показывающее время на фронте зарегистрированного сигнала, а по другой независимой оси значение амплитуды семейства откликов на тестовые сигналы с заданной крутизной фронта. Таким образом, для первого зарегистрированного отклика (на тестовый сигнал с минимальной амплитудой) при одном единственном напряжении на графике будет изображена зависимость нелинейности регистрирующего устройства от времени на фронте импульса. Итого для каждой кривой отклика (при единственной

амплитуде) будет своя зависимость нелинейности от времени. Число кривых зависимости нелинейности от времени будет соответствовать числу тестовых сигналов.

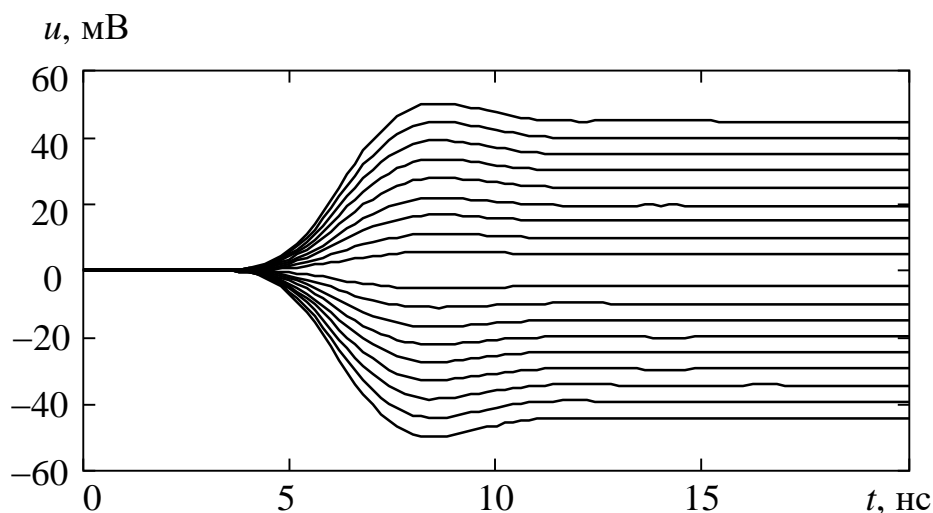


Рисунок 2.4 – Переходная характеристика регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114

Для расчета откликов на семейство тестовых сигналов с экспоненциальными фронтами было определено семейство передаточных функций канала приемника по методу [64]. Отклик регистрирующего устройства на входной сигнал с экспоненциальным фронтом будет определяться выражением для расчета отклика линейной цепи на тестовый сигнал:

$$s_{out} = F^{-1}[F(s_{in})H(\omega)], \quad (2.3)$$

где F и F^{-1} – прямое и обратное преобразование Фурье; s_{in} – входной сигнал регистрирующего устройства; $H(\omega)$ – передаточная функция, s_{out} – отклик сигнала s_{in} .

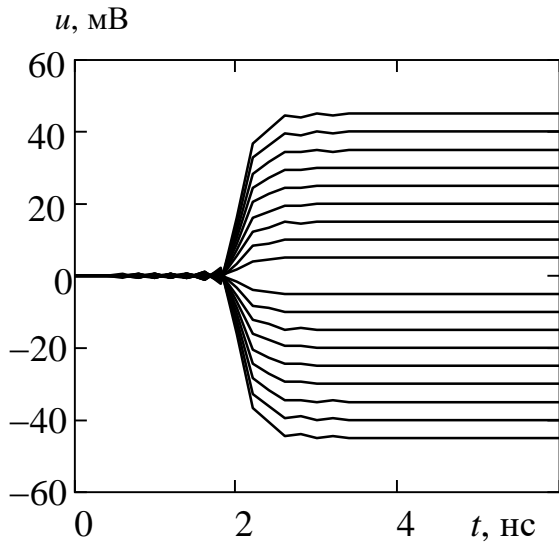
В качестве метода оценки нелинейных искажений сигнала, зарегистрированного каналом регистрирующего устройства, будем использовать метод сравнения реального отклика объекта на тестовый сигнал и отклика линеаризованной модели объекта на этот же сигнал [75–79]. Характеристика

нелинейности по данному методу для измеренных переходных характеристик определяется выражением:

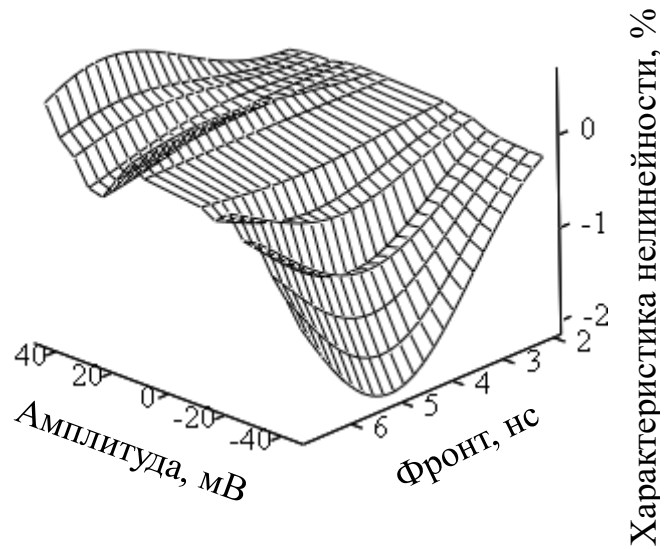
$$\varepsilon(t) = u_i(t) - \frac{u_{i \text{ flat}}}{u_{0 \text{ flat}}} \cdot u_0(t), \quad (2.4)$$

где $u_0(t)$ – отклик для зарегистрированного малосигнального тестового сигнала (регистрируемого без нелинейных искажений); $u_i(t)$ – отклик для тестового сигнала, зарегистрированного с нелинейными искажениями; $u_{i \text{ flat}}$ – напряжение на плоской вершине сигнала $u_i(t)$; $u_{0 \text{ flat}}$ – напряжение на плоской вершине сигнала $u_0(t)$.

Оценим влияние нелинейных искажений регистрирующего устройства на семейства сигналов с экспоненциальным фронтом с одинаковой постоянной времени внутри семейства и различной для каждого семейства по полученным поверхностям характеристик нелинейности, рассчитанных по выражению (2.4). Ниже приведены формы семейства тестовых сигналов (ступенчатые функции с разной амплитудой, пропущенные через однозвенную интегрирующую RC-цепочку с постоянной времени τ), поданных на вход регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114 и поверхность распределения нелинейности (характеристика нелинейности) для сигналов разной амплитуды внутри семейства и в зависимости от длительности сигнала по фронту (рисунки 2.5–2.8), с $\tau = 0,2$ нс (функция Хевисайда), $\tau = 2$ нс, $\tau = 20$ нс, $\tau = 200$ нс. Максимальная нелинейность для семейства сигналов с $\tau = 0,2$ нс составляет не более 2 % и падает с ростом τ . Максимальная нелинейность для $\tau = 200$ нс составляет уже не более 0,2 %. Таким образом показано, что нелинейность семейства зарегистрированных сигналов падает с ростом τ , что говорит о том, что влияние нелинейности канала регистрирующего устройства (осциллографа) на результат измерения переходных характеристик объекта уменьшается при увеличении длительности фронта тестовых сигналов.

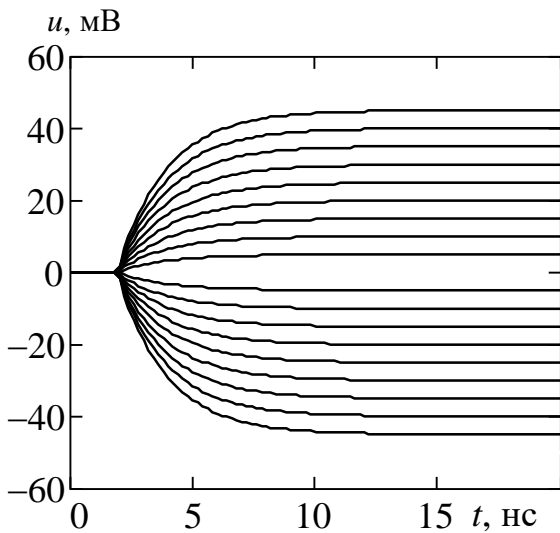


а

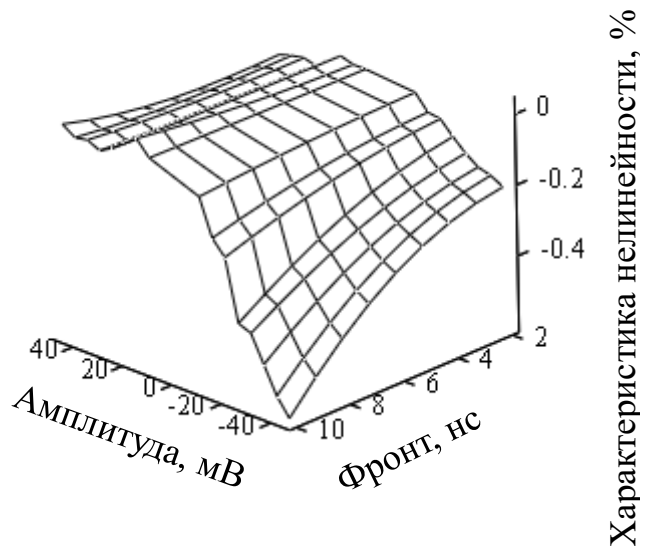


б

Рисунок 2.5 – Семейство сигналов с постоянной времени $\tau = 0,2$ нс, поданных на вход осциллографа National Instruments PXI-5114 (а) и поверхность распределения нелинейности откликов на эти функции (б)



а



б

Рисунок 2.6 – Семейство сигналов с постоянной времени $\tau = 2$ нс, поданных на вход осциллографа National Instruments PXI-5114 (а) и поверхность распределения нелинейности откликов на эти функции (б)

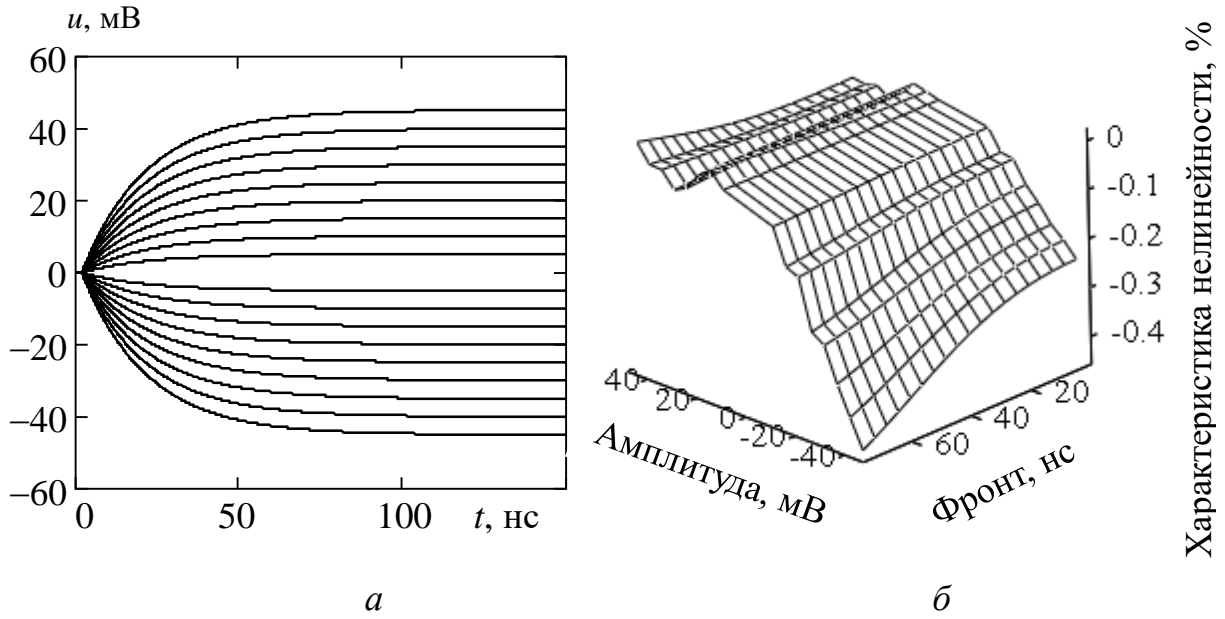


Рисунок 2.7 – Семейство сигналов с постоянной времени $\tau = 20$ нс, поданных на вход осциллографа National Instruments PXI-5114 (а) и поверхность распределения нелинейности откликов на эти функции (б)

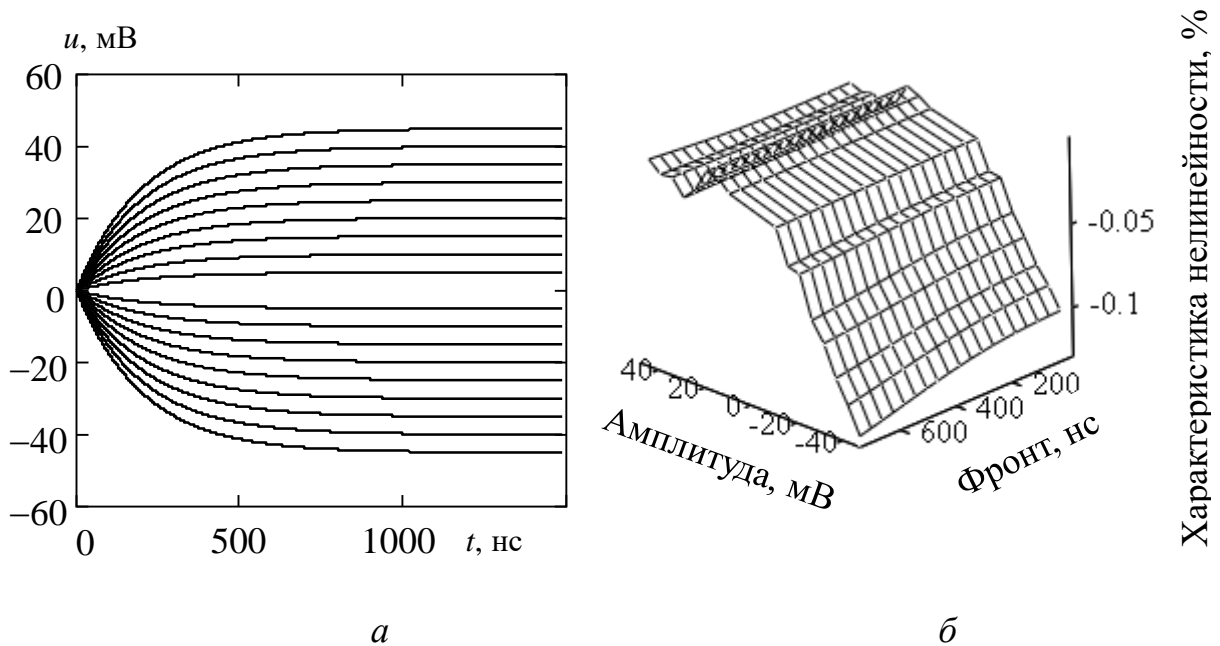


Рисунок 2.8 – Семейство сигналов с постоянной времени $\tau = 200$ нс, поданных на вход осциллографа National Instruments PXI-5114 (а) и поверхность распределения нелинейности откликов на эти функции (б)

Таким образом, можно сделать вывод, что на точность измерения переходных характеристик исследуемого устройства влияет нелинейность осциллографа, которая уменьшается с уменьшением длительности переходных процессов осциллографа. Исходя из графиков относительной динамической нелинейности, можно определить минимальную полосу осциллографа, требуемую для измерения сигналов с заданным уровнем нелинейных искажений. Для устранения влияния динамической нелинейности осциллографа на результат измерения переходных характеристик объекта в дальнейшем будем измерять объекты с длительностью переходной характеристики как минимум на порядок превышающей его переходную характеристику ($\tau > 20$ нс).

2.2.3 Статическая нелинейность канала регистрирующего устройства

На результат измерения переходных характеристик влияет статическая нелинейность канала регистрирующего устройства. Статическая нелинейность оказывает влияние на регистрацию сигнала в условиях, когда процессы заряда-разряда в объекте завершились. Такая нелинейность определяется амплитудной характеристикой канала регистрирующего устройства. Таким образом, для коррекции амплитудной характеристики канала регистрирующего устройства необходимо её измерить в том диапазоне сигналов, в котором будет измеряться семейство переходных характеристик объекта.

Для измерения амплитудной характеристики можно использовать:

- 1) меру напряжения с точностью установки выходного напряжения на порядок выше нелинейности канала регистрирующего устройства;
- 2) источник с произвольной точностью установки совместно с прецизионным вольтметром, у которого точность регистрации напряжения на порядок выше точности регистрации напряжения каналом регистрирующего устройства.

Для измерения амплитудной характеристики регистрирующего устройства воспользуемся вторым методом. В качестве источника и прецизионного вольтметра

можно выбрать источник-измеритель, например, National Instruments PXI-4130, у которого точность измерения напряжения составляет 120 мкВ на 1 В [74]. Точность регистрации напряжения каналом регистрирующего устройства определяется выражением [74]:

$$\Delta u = \pm(1,5 \% |u_r - V_{offset}| + 2 \% V_{offset} + 0,3 \cdot FS + C), \quad (2.5)$$

где Δu – погрешность регистрации напряжения каналом регистрирующего устройства; u_r – значение зарегистрированного сигнала; V_{offset} – вертикальное смещение напряжения канала регистрирующего устройства; FS – значение размаха канала регистрирующего устройства; C – постоянное смещение канала регистрирующего устройства, выраженное в мВ.

Для размаха канала регистрирующего устройства равного 1 В погрешность регистрации канала будет 0,3 % от 1 В и составляет 3 мВ (в то время как погрешность регистрации измерителя источника составляет 120 мкВ).

Для коррекции нелинейности измеренной амплитудной характеристики обратим амплитудную характеристику (то есть выходное напряжение, измеренное регистрирующим устройством, будем считать входным, а входное напряжение, измеренное опорным вольтметром, считать выходным) и произведем интерполяцию сплайнами измеренной амплитудной характеристики. Для этого будем производить интерполяцию для напряжения в каждой точке измеренной переходной характеристике. Независимым аргументом для интерполяции будет являться значение напряжения, зарегистрированного каналом регистрирующего устройства (выходное напряжение), а зависимым аргументом значение напряжения в этих же точках, измеренные прецизионным измерителем прибора National Instruments PXI-4130 (входное напряжение).

Для измерения амплитудной характеристики канала регистрирующего устройства, взятого в качестве примера, National Instruments PXI-5114 подадим на его вход с выхода источника National Instruments PXI-4130 семейство ступенчатых сигналов с длительностью 400 мс и разной амплитудой (с одинаковым шагом по амплитуде) (рисунок 2.9,а). Определим нелинейность амплитудной

характеристики канала регистрирующего устройства как разность измеренной кривой и линеаризованной, нормированную на максимальное значение амплитудной характеристики, выраженную в процентах. Данная нелинейность была рассчитана для нескольких измеренных подряд амплитудных характеристиках (рисунок 2.9,б). Из рисунка видно, что дрейфовая погрешность канала регистрирующего устройства сопоставима с нелинейностью амплитудной характеристики. Калибровать такую нелинейность не имеет смысла, поскольку это не приведет к существенной коррекции нелинейности.

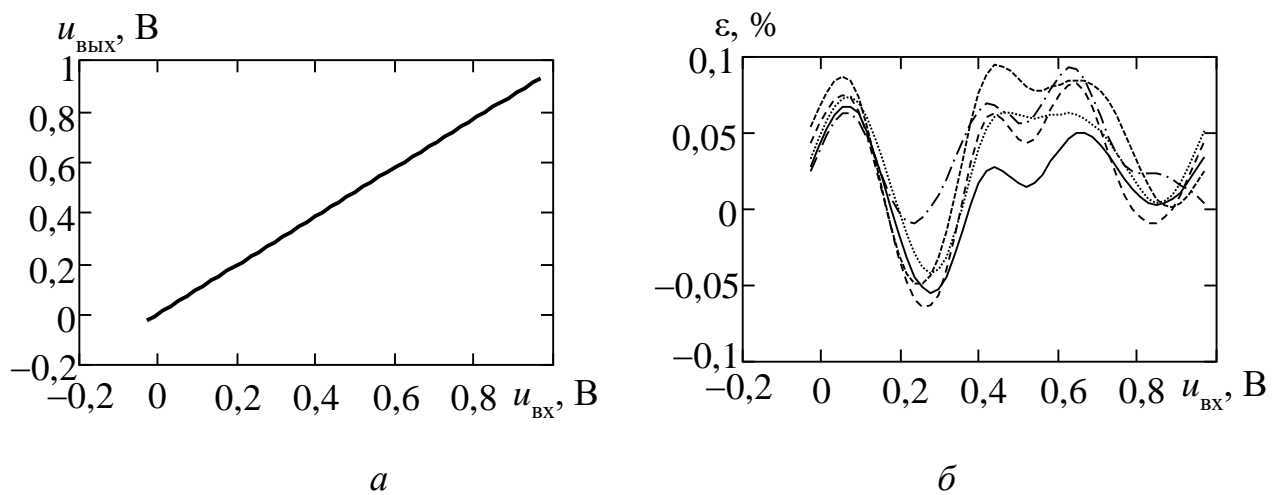


Рисунок 2.9 – Амплитудная характеристика канала

регистрирующего устройства (а), нелинейность ε амплитудной характеристики канала регистрирующего устройства для нескольких измерений (б)

2.2.4 Нелинейность генератора

На результат измерения переходных характеристик влияет и нелинейность генератора. Нелинейность генератора состоит из динамической и статической нелинейности. Поскольку генератор National Instruments PXI-5422, выбранный в качестве примера, является генератором ступенчатых функций для исследуемого объекта (в нашем примере переходная характеристика генератора 4,8 нс, а исследуемого объекта около 100 нс), то нелинейные искажения, которые

сосредоточены на фронте импульса генератора, не будут влиять на отклик исследуемого устройства. Таким образом, динамической нелинейностью (нелинейностью на фронте импульса) можно пренебречь.

Статическая нелинейность генератора проявляется на плоской вершине импульса и определяется нелинейностью амплитудной характеристики генератора.

Для устранения статической нелинейности измерим амплитудную характеристику генератора. Для измерения потребуется регистрирующее устройство (осциллограф) с собственной нелинейностью меньшей чем у генератора. В качестве такого осциллографа выберем National Instruments PXI-5114, который уже откалиброван по смещению нуля и статической нелинейности в предыдущих пунктах. Подадим семейство импульсных сигналов с выхода генератора на вход осциллографа с одинаковым шагом по амплитуде и измерим семейство откликов (рисунок 2.10).

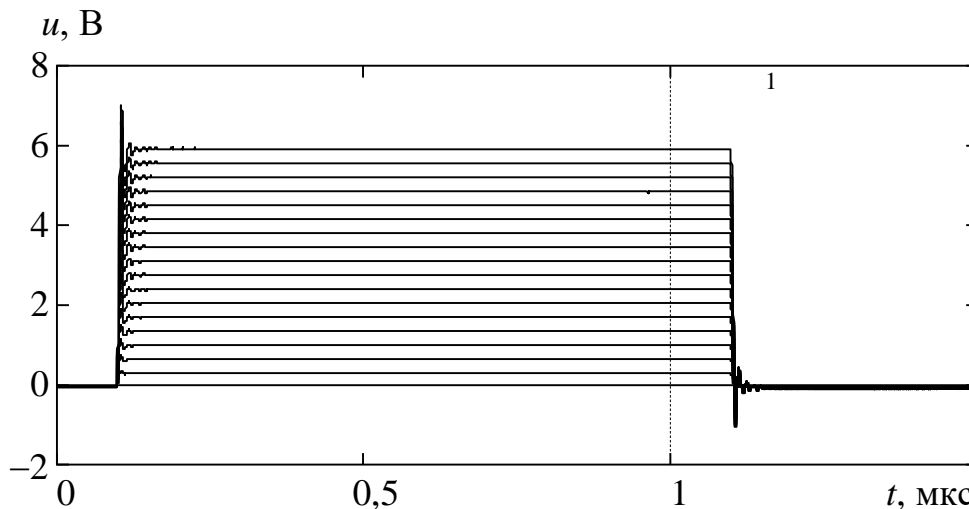


Рисунок 2.10 – Семейство выходных сигналов генератора, измеренное осциллографом. Пунктирная прямая – момент стробирования

Произведя стробирование напряжения в одинаковый момент времени (1 мкс) на плоской вершине импульса для каждого отклика, определим семейство амплитуд откликов. Таким образом получен график амплитудной характеристики генератора (рисунок 2.11,а). На построенном графике амплитуда откликов в

момент стробирования будет выходным напряжением генератора, а амплитуда тестовых сигналов, задаваемая генератору – входным значением.

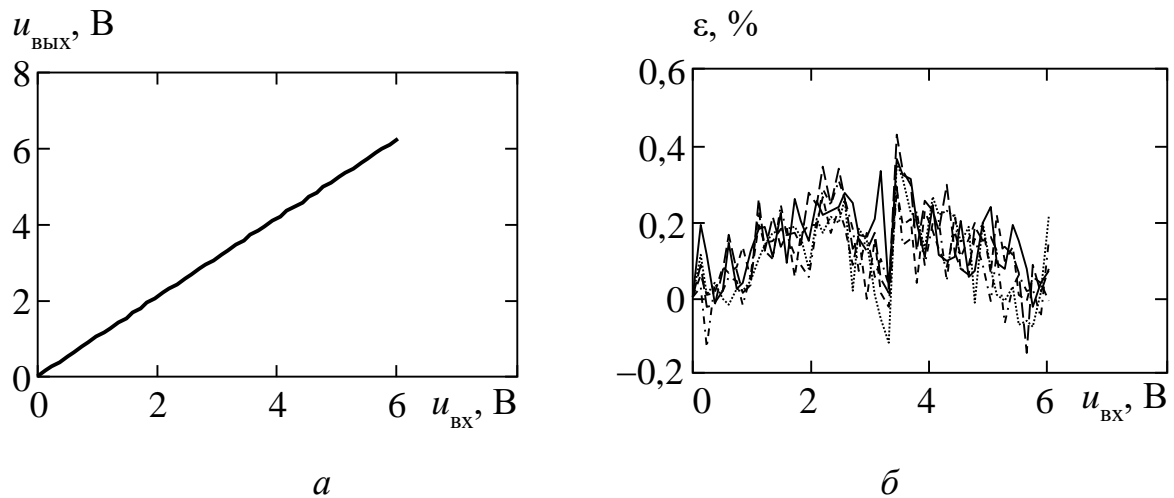


Рисунок 2.11 – Амплитудная характеристика генератора (а),
нелинейность ε амплитудной характеристики генератора
для нескольких измерений (б)

Определим нелинейность генератора как разность измеренной кривой и линейризованной, нормированную на максимальное значение амплитудной характеристики. Нелинейность генератора будем выражать в процентах (рисунок 2.11,б). Относительная погрешность нелинейности генератора составила не более 0,3 %. Для калибровки нелинейности необходимо произвести интерполяцию сплайнами значений заданных амплитуд при генерации тестовых сигналов по амплитудной характеристике генератора, где аргументом будет являться значение отклика на тестовый сигнал, а значению функции – амплитуда тестового сигнала. Однако, в нашем рассматриваемом примере статическая нелинейность генератора имеет высокую дрейфовую погрешность, сопоставимую с нелинейностью, и поэтому корректировать её таким образом нецелесообразно, поскольку коррекция не даст существенных результатов.

Статическая нелинейность генератора влияет на амплитуду генерируемого напряжения на вход объекта (входного тока падающей волны, рассчитываемого как

нормировка генерируемого напряжения к сопротивлению подводящей линии). Таким образом, погрешность входного тока объекта будет составлять не более 0,3 %.

2.2.5 Шумы канала регистрирующего устройства

Шумы канала регистрирующего устройства влияют на погрешность регистрации переходных характеристик регистрирующим устройством, имеют случайную природу и подчиняются нормальному (гауссовскому) закону распределения вероятности, если измерения переходных характеристик происходит многократно и эти измерения между собой являются некоррелированными [80].

Поскольку результаты измерения одной и той же переходной характеристики последовательно в разные моменты времени являются некоррелированным случайным процессом, то для оценки погрешности необходимо рассчитать доверительный интервал измеряемой величины, в который гарантированно попадает измеряемая величина, используя коэффициент Стьюдента [80]. Для оценки случайной погрешности можно измерять любой объект, имеющий переходную характеристику с длительностью фронта заданную нами ранее в качестве примера (около 100 нс).

Ограничимся числом наблюдений переходной характеристики равным 10. Для оценки уровня шумов на результат измерения переходных характеристик объекта, было произведено измерение переходной характеристики объекта подряд 10 раз. Измерение производилось с помощью осциллографа National Instruments PXI-5114, взятого ранее в качестве примера. Результаты измерения производились с учетом калибровок, приведенных в пп. 2.2.2–2.2.4. Измеренные переходные характеристики объекта изображены на рисунке 2.12. Произведем оценку случайной погрешности измерения переходной характеристики в точке на плоской вершине импульса для 10 последовательно измеренных переходных характеристик объекта.

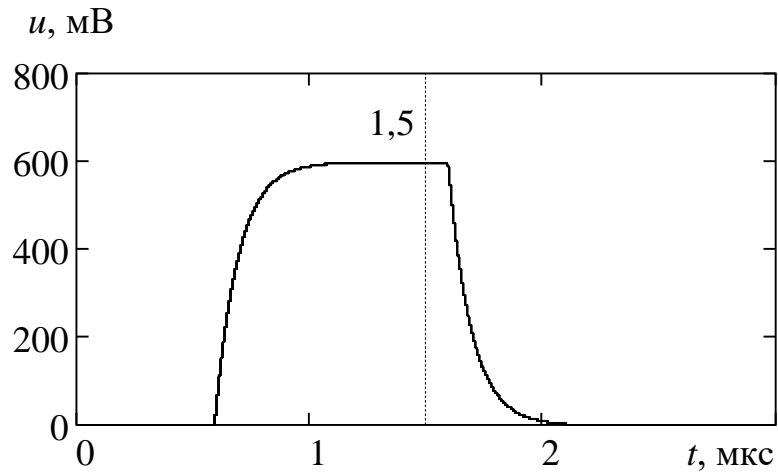


Рисунок 2.12 – Результат измерения переходной характеристики объекта (сплошная кривая), точка, в которой производится оценка случайной погрешности измерения (пунктирная кривая)

Вычислим математическое ожидание измеренной величины в точке по выражению [80]:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N x_i, \quad (2.6)$$

где x_i – значение напряжения на переходной характеристике в точке для i кривой, N – общее число кривых.

Полученная величина для 10 измерений составляет $\bar{x} = 597,31$ мВ.

Вычислим выборочное среднеквадратичное отклонение среднего по выражению [80]:

$$S_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N(N-1)}}, \quad (2.7)$$

где x_i – значение напряжения в точке для i переходной характеристики; N – число переходных характеристик.

Полученное для 10 измерений среднеквадратичное отклонение среднего составило $S_{\bar{x}} = 0,024$ мВ.

Рассчитаем доверительный интервал, приняв доверительную вероятность попадания измеренной величины в доверительный интервал 95 %. Коэффициент Стьюдента для данной доверительной вероятности для 10 измерений составляет $t_p = 2,3$ [80]. Таким образом доверительный интервал определяется выражением [80]:

$$\Delta x = t_p \cdot S_{\bar{x}}. \quad (2.8)$$

Полученный доверительный интервал составляет $\Delta x = 0,055$ мВ. Данный доверительный интервал будет одинаковый для переходной характеристики объекта произвольной амплитуды, попадающей в диапазон оцифровки осциллографа National Instruments PXI-5114. Можно оценить относительную погрешность случайной погрешности для измеренной характеристики нормированием доверительного интервала на математическое ожидание в точке. Полученная относительная погрешность для данных измерений составляет 0,009 %. С уменьшением амплитуды измеренной переходной характеристики объекта доля влияния случайной погрешности регистрирующего устройства будет в большей степени сказываться на результат измерения и относительная погрешность будет возрастать.

2.3 Выводы по второму разделу

По результатам работы, проделанной во втором разделе, можно сформулировать следующие выводы:

1) на результат измерения переходных характеристик исследуемого объекта влияют только статическая нелинейность генератора, если он является генератором ступенчатых функций для исследуемого объекта, и статическая нелинейность канала регистрирующего устройства при условии, что полоса его канала значительно превышает полосу исследуемого объекта;

2) динамическая нелинейность регистрирующего устройства (осциллографа) значительно превышает его статическую нелинейность и для уменьшения влияния динамической нелинейности на результат измерения переходных характеристик следует выбирать регистрирующее устройство с полосой, значительно превышающей полосу исследуемого объекта;

3) на результат измерения переходных характеристик влияет наличие постоянного смещения канала регистрирующего устройства, которое необходимо измерить опорным вольтметром, подав сигнал с выхода источника с меньшей нелинейностью. Измеренное постоянное смещение необходимо учесть при калибровке канала регистрирующего устройства. Полученное остаточное постоянное смещение после калибровки для рассматриваемого регистрирующего устройства составляет 16.7 % от смещения без учета калибровки;

4) коррекция нелинейности амплитудных характеристик генератора (или канала регистрирующего устройства) предполагает интерполяцию генерируемых значение амплитуд для генератора (или измеренных значение сигналов для регистрирующего устройства) по их обратной амплитудной характеристике, где для интерполяции значением аргумента является выходное значение амплитудной характеристики генератора (или регистрирующего устройства), а значением функции входное значение амплитудной характеристики генератора (или регистрирующего устройства);

5) если нелинейность амплитудной характеристики генератора (или канала регистрирующего устройства) имеет дрейфовую погрешность сопоставимую с нелинейностью его амплитудной характеристики, коррекция не требуется, поскольку она не приведет к существенному уменьшению погрешности регистрации переходных характеристик исследуемого объекта.

3 КОСВЕННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ И КУЛОН-ВОЛЬТОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ ЕГО ИЗМЕРЕННОГО СЕМЕЙСТВА ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

3.1 Разработка способа косвенного измерения вольт-амперных и кулон-вольтových характеристик

Характеризация исследуемого устройства осуществляется на основе нелинейно-инерционной модели [35, 37] первого порядка, схема замещения которой приведена на рисунке 3.1. Поскольку разрабатываемая модель является поведенческой моделью, то необходимо установить взаимозависимость между входом и выходом устройства. Входным параметром для данной модели будет являться ток на входе объекта, а выходным – выходное напряжение объекта. Схема замещения модели состоит из нелинейной проводимости, учитывающей вольт-амперную характеристику (ВАХ) объекта (статическую нелинейность), и нелинейной емкости, учитывающей кулон-вольтovou характеристику (КВХ) объекта (динамическую нелинейность). Данные характеристики необходимо косвенно измерить из результатов прямых измерений переходных характеристик объекта. Для экстракции характеристик по данной схеме замещения будем подавать на объект семейство единичных скачков с одинаковым шагом по амплитуде и измерять семейство переходных характеристик [35–37]. Амплитуда входного тока будет определяться как отношение входного напряжения на плоской вершине к сопротивлению подводящей линии (50 Ом). Таким образом, произведя стробирование в одинаковый момент времени на плоской вершине каждой кривой входного тока, определим семейство амплитуд входного тока. Теперь, зная семейство амплитуд входных токов в условиях, когда процесс заряда емкости завершен (ток проводимости), и семейство амплитуд измеренных выходных напряжений (стробирование в тот же момент времени что и для входного тока) на плоской вершине, определим и построим ВАХ для всего семейства входных токов

и выходных напряжений на плоской вершине. Таким образом, косвенно измерена ВАХ объекта.

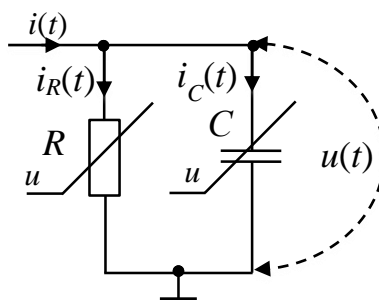


Рисунок 3.1 – Структурная схема нелинейно-инерционной модели первого порядка

Произведем косвенное измерение КВХ объекта из результатов прямых измерений входного тока и выходного напряжения. Для этого вновь обратимся к рисунку 3.1. Из рисунка видно, что полный ток определяется как сумма тока проводимости и емкостного тока:

$$i(t) = i_R(t) + i_C(t), \quad (3.1)$$

где $i(t)$ – ток на входе исследуемого объекта; $i_R(t)$ – ток проводимости через объект; $i_C(t)$ – емкостной ток через объект.

Отсюда следует, что ток через нелинейную емкость (емкостной ток) определяется как разность входного тока $i(t)$ и тока проводимости $i_R(t)$. Ток проводимости i_R (рисунок 3.2,б) определяется как интерполяция выходного напряжения u (рисунок 3.2,б) по измеренной ранее вольт-амперной характеристике (рисунок 3.2,а). Поскольку ток определяется как скорость изменения заряда по времени, то для нахождения заряда необходимо проинтегрировать емкостной ток по времени. Получим зависимость заряда от времени. Далее для косвенного измерения КВХ произведем стробирование заряда и напряжения в тот же момент времени что и для определения тока и напряжения при косвенном измерении ВАХ. Таким образом косвенно измерена КВХ объекта. Данный способ измерения ВАХ и КВХ объекта описан в [81].

Методы измерения статической и динамической нелинейности также были рассмотрены и в работах [82-83], однако в качестве динамической нелинейности вместо КВХ рассматривалась вольт-фарадная характеристика (ВФХ). Предложенный выше метод измерения ВАХ и КВХ объекта имеет сложности, связанные с точностью измерения обеих характеристик одновременно. Проблема точности одновременного измерения статической нелинейности при значительно превышающей динамической нелинейности объекта частично решалась в [84], а измерение динамической нелинейности при значительно превышающей статической нелинейности в [85].

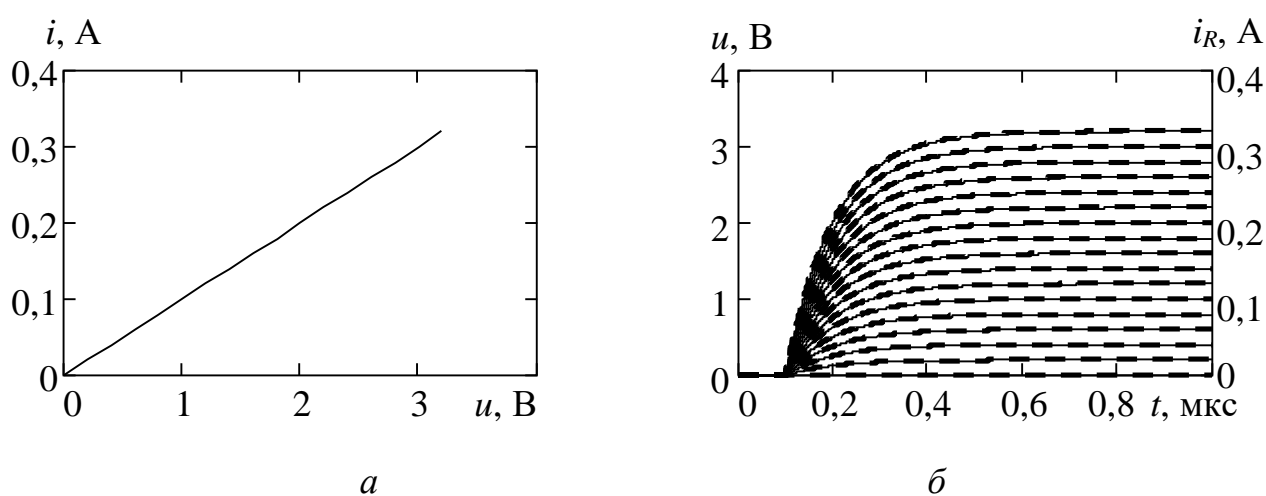


Рисунок 3.2 – Измеренная косвенно ВАХ (*a*); выходное напряжение (*б*) (сплошная кривая) и ток проводимости (*б*) (пунктирная кривая)

Произведем определение ВАХ и КВХ для известной параллельной RC -цепи, взятой в качестве примера и изображенной на рисунке 3.3 (сопротивление резистора 10 Ом и емкость конденсатора 10 нФ). Зададим форму входного напряжения через эту цепь семейством ступенчатых функций с линейно-нарастающим шагом по амплитуде. Входной ток определялся как отношение входного напряжения к сопротивлению подводящей линии (сопротивлению генератора) 50 Ом (рисунок 3.4,*a*). Форма переходных характеристик цепи определяется выражением для заряда цепи конденсатора: $u(t) = 1 - \exp(-t/RC)$, где R – сопротивление резистора; C – емкость конденсатора (рисунок 3.4,*б*). По способу, описанному выше, определим ВАХ, используя которую, определим ток

проводимости. Далее определим емкостной ток и емкостной заряд (рисунок 3.5). Таким образом, известны зависимость емкостного заряда от времени, используя которую можно определить КВХ объекта.

Определимся с точкой стробирования при определении ВАХ и КВХ. Она должна выбираться на плоской вершине импульсов, где переходные процессы уже завершились. Выберем эту точку с временем равным 800 нс. Произведя стробирование в этой точке, построим ВАХ и КВХ объекта (рисунок 3.6). Из рисунка видно, что характеристики линейны. Это объясняется тем, что рассматриваемая цепь линейная.

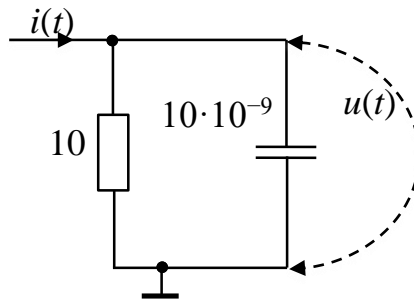
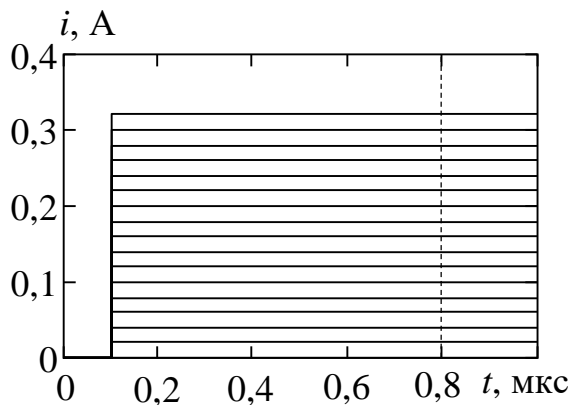
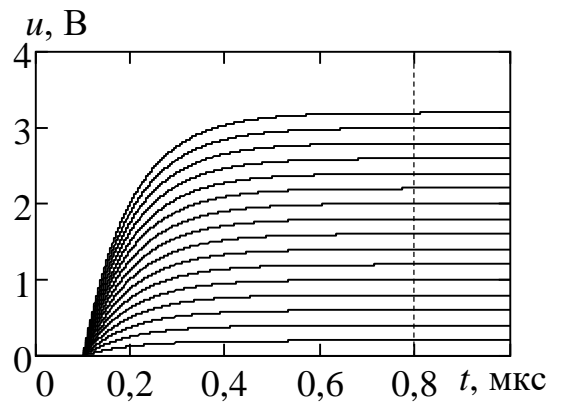


Рисунок 3.3 – Линейная RC -цепь для проверки методики косвенного измерения ВАХ и КВХ



a



б

Рисунок 3.4 – Зависимости для RC -цепи: входного тока от времени (*a*); выходного напряжения от времени (*б*)

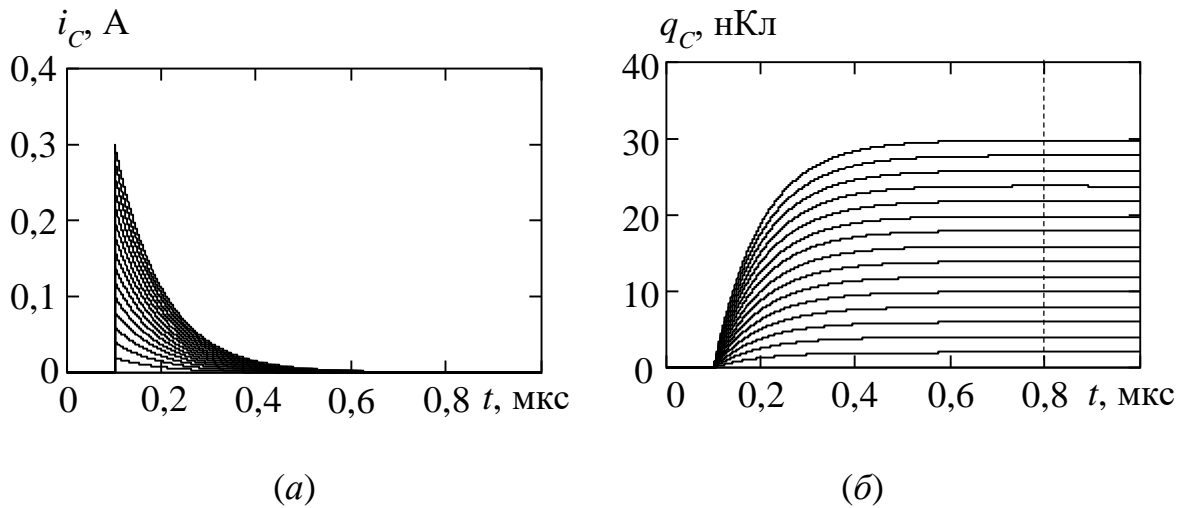


Рисунок 3.5 – Зависимости для RC -цепи: емкостного тока от времени (а), емкостного заряда от времени (б)

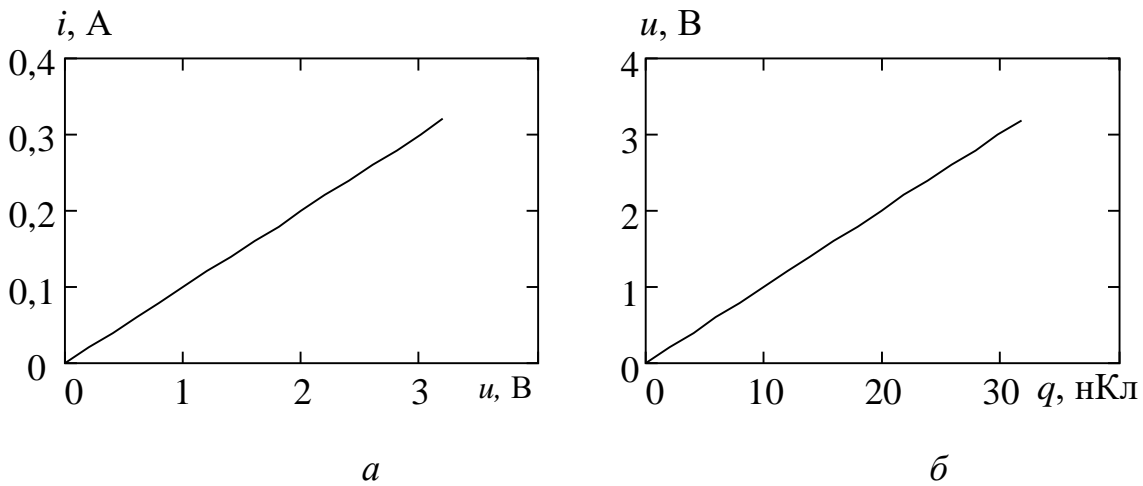


Рисунок 3.6 – ВАХ (а) и КВХ RC -цепи (б)

3.2 Проверка способа косвенного измерения вольт-амперных и кулон-вольтовых характеристик

Измеряемые косвенно вольт-амперная и кулон-вольтовая характеристики нуждаются в проверке для оценки правильности предлагаемого метода их измерения. Проверка предполагает использование полученных в результате косвенного измерения нелинейных характеристик в качестве входных данных и определение по ним исходных данных, полученных в результате прямых измерений (соответствие выходного напряжения u входному току i).

Для проверки метода будем использовать выражения (1.17)–(1.20), приведенные для нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка в подразд. 1.2, на основе которого построена предлагаемая модель. Рассчитанное семейство выходных напряжений объекта по семейству измеренных входных токов, подставляемое в модель, должно с удовлетворительной погрешностью совпадать с измеренным семейством выходных напряжений объекта.

Проверку будем производить для линейной цепи, взятой ранее в качестве примера (см. рисунок 3.3). Подставим в качестве тестовых сигналов семейство ступенчатых функций форм токов, заданных нами ранее (см. кривые на рисунке 3.4,*а*). Таким образом должны получиться отклики напряжения, совпадающие с переходными характеристиками RC -цепи (рисунок 3.7,*а*). Рассчитаем относительную невязку переходных характеристик RC -цепи и откликов напряжения, полученных в результате моделирования (рисунок 3.7,*б*). Полученная для данного примера невязка составляет не более 0,3 %, что говорит о удовлетворимом совпадении переходных характеристик RC -цепи с напряжениями, полученными в результате моделирования. Таким образом, разработанная методика для косвенного измерения ВАХ и КВХ объекта, получила подтверждение своей состоятельности на примере простейшей линейной RC -цепи.

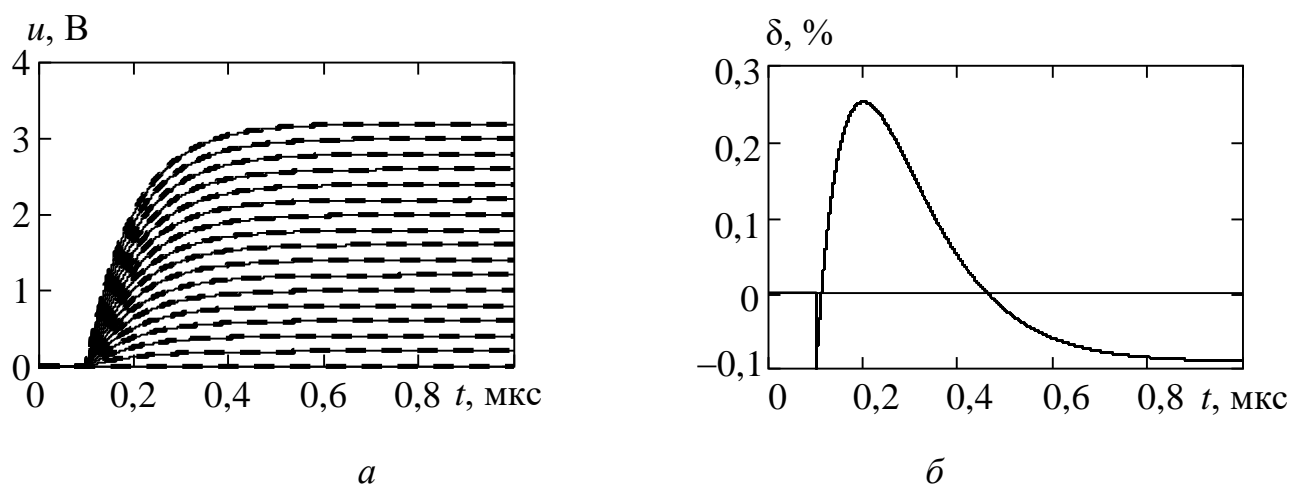


Рисунок 3.7 – Переходные характеристики RC -цепи (*а*):
измеренные (сплошные кривые), рассчитанные по модели (пунктирные кривые);
относительная невязка измеренных переходных характеристик RC цепи
и смоделированных (*б*)

3.3 Критерии выбора момента стробирования при измерении характеристик

При косвенном измерении нелинейных характеристик цепей возникает вопрос о корректности выбора момента стробирования тока, напряжения и емкостного заряда при построении ВАХ и КВХ. Рассмотрим этот вопрос на примере некой цепи, имеющей семейство переходных характеристик, приведенное на рисунке 3.8, которое при выходе на плоскую вершину импульса продолжает медленный рост. Медленный рост для данной цепи характерен для кривых, описывающих реакцию цепи при большесигнальном воздействии. График зависимости емкостного заряда от времени, соответствующий этому семейству, приведен на рисунке 3.8. Из рисунка 3.8 видно, что кривые зависимости заряда от времени, соответствующие большесигнальным измерениям, имеют тенденцию роста и, достигая максимального значения, начинают убывать. Соответственно и КВХ объекта при выборе точки стробирования в моменты времени t_1 и t_2 будут различаться. Различаться будут и ВАХ, полученные в моменты стробирования t_1 и t_2 , но это различие будет еле заметным.

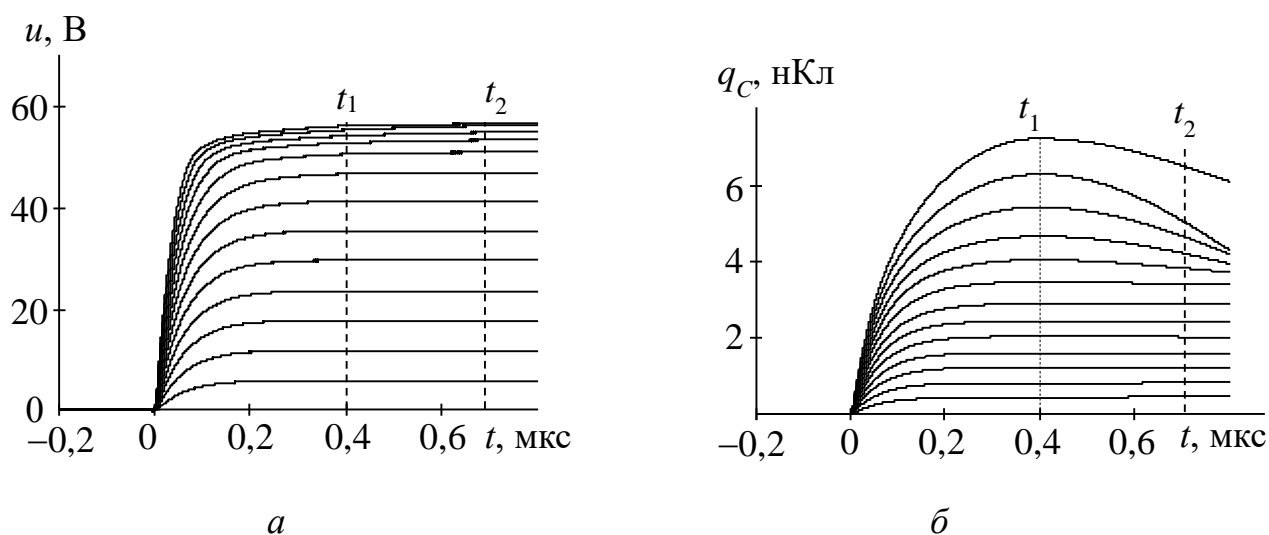


Рисунок 3.8 – Пример семейства переходных характеристик цепи (а): измеренные (сплошные кривые), и зависимости емкостного заряда от времени для этой цепи (б)

Рассмотрим эффект уменьшения заряда при входе его на плоскую вершину. Этот эффект связан с наличием диффузионной емкости объекта, которая обладает дополнительной инерцией, например, при накоплении и релаксации диффузионного заряда при ограниченной скорости диффузии носителей заряда. В результате на вершинах переходных характеристик объекта наблюдается медленное увеличение напряжения, не укладывающееся в квазистатическую модель рисунка 3.1. Причем эффект носит выражено нелинейный характер и наблюдается в большесигнальной области. Влияние диффузионной емкости объекта на его динамическую нелинейность было исследовано в работе [86].

Рассмотрим, как изменится погрешность моделирования переходных характеристик на семейство входных тестовых токов, при ВАХ и КВХ, измеренных косвенно в моменты времени t_1 и t_2 . Семейство измеренных переходных характеристик и полученных по модели в момент стробирования t_1 показано на рисунке 3.9,а, а измеренных и полученных по модели в момент стробирования t_2 показано на рисунке 3.9,б. Кривые, полученные по модели, удовлетворительно совпадают с измеренными переходными характеристиками.

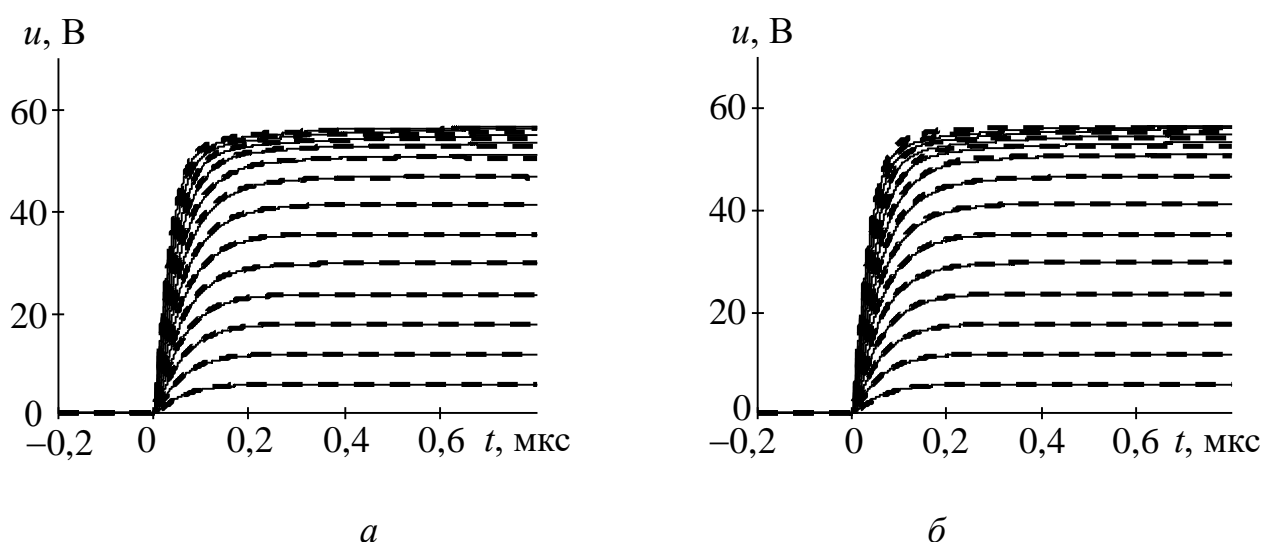


Рисунок 3.9 – Измеренные (сплошные кривые) и полученные по модели в момент стробирования t_1 переходные характеристики (а), измеренные (сплошные кривые) и полученные по модели в момент стробирования t_2 переходные характеристики (б)

Рассчитаем относительную погрешность невязки измеренных и полученных в результате моделирования кривых для моментов времени t_1 и t_2 . Максимальная погрешность невязки для момента времени t_1 составляет 3,12 % (рисунок 3.10,*а*), а для момента времени t_2 4,53 % (рисунок 3.10,*б*). Таким образом, чтобы сохранить удовлетворительное качество моделирования, выбирать отсчеты на переходных характеристиках следует там, где влияние дополнительной инерционности объекта минимально, т.е. сразу после окончания быстрой части переходных характеристик. Нужно, однако, учитывать, что при этом уменьшается диапазон охватываемых значений напряжения и заряда, т.е. сужается диапазон измерения ВАХ и КВХ объекта.

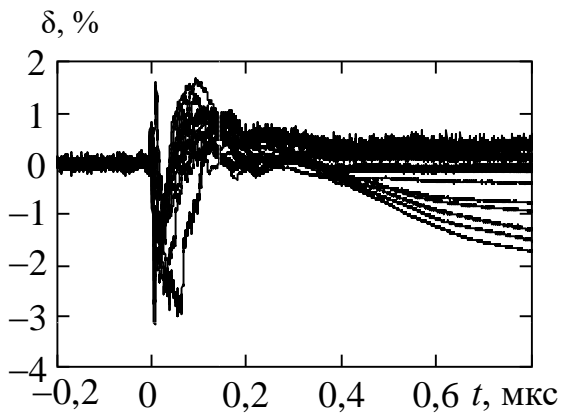
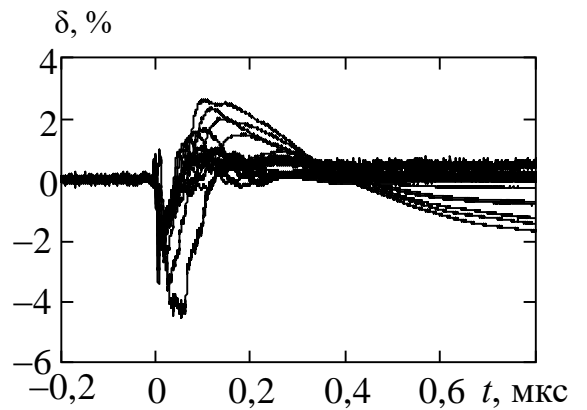
*а**б*

Рисунок 3.10 – Относительная невязка: измеренных и полученных в результате моделирования переходных характеристик при стробировании в моменте времени t_1 (*а*); измеренных и полученных в результате моделирования переходных характеристик при стробировании в моменте времени t_2 (*б*)

3.4 Расчет погрешности косвенных измерений вольт-амперной и кулон-вольтовой характеристик объекта

Поскольку измерения вольт-амперной (ВАХ) и кулон-вольтовой (КВХ) характеристик являются косвенными, то их погрешность определяется погрешностью прямых измерений переходных характеристик. Оценим погрешность измерения напряжения для ВАХ и КВХ, погрешность измерения тока для ВАХ и погрешность измерения заряда для КВХ.

Поскольку напряжение измеряется в момент стробирования на семействе переходных характеристик объекта, то погрешность его измерения зависит от статической нелинейности, которую вносит канал регистрирующего устройства при регистрации сигнала (динамическая нелинейность канала регистрирующего устройства не учитывается поскольку его полоса выбирается с большим запасом относительно полосы исследуемого объекта (пп. 2.2.2); постоянное смещение, вносимое каналом регистрирующего устройства также не учитывается, поскольку оно вносит одинаковую ошибку для каждой точки напряжения в ВАХ и КВХ). Статическая нелинейность канала регистрирующего устройства определяется его амплитудной характеристикой (пп. 2.2.3) и для выбранного нами в качестве примера регистрирующего устройства составляет не более 0,3 % (см. рисунок 2.9). Таким образом в разрабатываемой автоматизированной установке погрешность измерения напряжения составляет 0,3 %.

Оценим погрешность измерения тока для ВАХ объекта. Ток проводимости в ВАХ, определяемый в момент стробирования входного тока, равен ему на плоской вершине (т.е. равен амплитуде входного тока). Входной ток пропорционален выходному напряжению генератора ступенчатых функций, нормированному на сопротивление подводящей линии (подразд. 3.1). Таким образом, погрешность входного тока определяется погрешностью генерации ступенчатого сигнала с выхода генератора, а она в свою очередь определяется статической нелинейностью генератора (постоянное смещение генератора не учитывается, поскольку оно одинаково для всех выходных напряжений). Статическая нелинейность генератора

определяется его амплитудной характеристикой. Для генератора National Instruments-5422 статическая нелинейность не превышает 0,3 % (рисунок 2.11). Таким образом, погрешность измерения тока в ВАХ исследуемого объекта составляет не более 0,3 %.

Оценим погрешность измерения заряда в КВХ. Погрешность измерения заряда определяется исходя из того, что заряд является интегральной функцией от тока через емкостной элемент в модели $i_C(t)$. Этот ток определяется по выражению (3.2), и поэтому погрешность его измерения зависит от погрешностей установки входного тока $i(t)$ и погрешности измерения тока проводимости $i_R(t)$. Погрешность установки $i(t)$, как уже было сказано, составляет 0,3 %. Предел погрешности для $i_R(t)$ определяется погрешностью измерения u (0,3 %) и максимальной крутизной ВАХ.

$$i_C(t) = i(t) - i_R(t), \quad (3.2)$$

где $i_C(t)$, $i(t)$ и $i_R(t)$ – емкостной, входной токи и ток проводимости.

$$\Delta i_R = S \cdot \Delta u; \quad (3.3)$$

$$\delta i_R = \Delta i_R / i_R, \quad (3.4)$$

где Δi_R – абсолютная погрешность измерения тока проводимости в точке; S – крутизна тока проводимости (отношение изменения тока ВАХ к изменению напряжения ВАХ, определяемое в точке); Δu – изменение напряжения ВАХ в точке; δi_R – относительная погрешность измерения тока ВАХ в точке; i_R – значение тока ВАХ в точке, для которого определяется относительная погрешность. Таким образом, погрешность измерения заряда определяется суммой по модулю погрешностей входного тока и тока проводимости:

$$\delta q = \delta i \pm \delta i_R, \quad (3.5)$$

где δq – относительная погрешность измерения заряда; δi и δi_R – относительные погрешности прямого тока и тока проводимости.

3.5 Разработка меры нелинейности импульсных вольт-амперных и кулон-вольтových характеристик

Перед тем как производить измерения нелинейных ВАХ и КВХ объекта на автоматизированной установке, необходимо оценить собственную нелинейность установки. Для этой оценки необходимо выбрать цепь с известными параметрами, ВАХ и КВХ, которой можно рассчитать. Таким образом, необходима мера нелинейности для поверки измерительной установки.

В качестве меры нелинейности для измерения нелинейных характеристик объекта следует выбрать линейную цепь, параметры которой можно рассчитать теоретически из её используемой конструкции. Приемником экспериментальной установки является регистрирующее устройство National Instrument PXI-5114, имеющее входное сопротивление 50 Ом с погрешностью $\pm 1,5\%$ [73]. Данное входное сопротивление будет влиять на постоянную времени цепи меры нелинейности. Генератором ступенчатых функций экспериментальной установки является генератор сигналов National Instrument PXI-5422, имеющий выходное сопротивление 50 Ом [70], причем в документации не указана погрешность выходного сопротивления, которое будет тоже влиять на постоянную времени цепи меры нелинейности при измерении ВАХ и КВХ. Примем погрешность выходного сопротивления генератора не более $\pm 5\%$.

Для уменьшения влияния выходного сопротивления генератора и входного сопротивления регистрирующего устройства на постоянную времени меры нелинейности (на результат измерения ВАХ и КВХ) необходимо сконструировать её таким образом, чтобы она имела входное и выходное сопротивление примерно на порядок отличающееся от сопротивлений генератора и регистрирующего устройства. Таким условиям удовлетворяет Т-образная цепь, приведенная на рисунке 3.11,а. Данная цепь состоит из резисторов R_1 , R_2 и емкости C_1 . Вход цепи подключается к генератору с внутренним сопротивлением генератора $R_{Г}$ и к выходу регистрирующего устройства с внутренним сопротивлением $R_{ОЦ}$. Сопротивления R_1 и R_2 были выбраны по 450 Ом (в 9 раз больше $R_{Г}$ и $R_{ОЦ}$), таким

образом сопротивления генератора и регистрирующего устройства практически не влияют на характеристики Т-образной цепи (на его постоянную времени). Постоянная времени для данной цепи определяется как постоянная времени для эквивалентной RC -цепи, изображенной на рисунке 3.11,б, и определяется выражением:

$$\tau = \frac{(R_{\Gamma} + R1) \cdot (R2 + R_{\text{ОЦ}})}{R_{\Gamma} + R1 + R2 + R_{\text{ОЦ}}} \cdot C1. \quad (3.6)$$

Для выбранных сопротивлений $R1$ и $R2$ и постоянной времени 100 нс определим емкость Т-образной цепи 400 пФ.

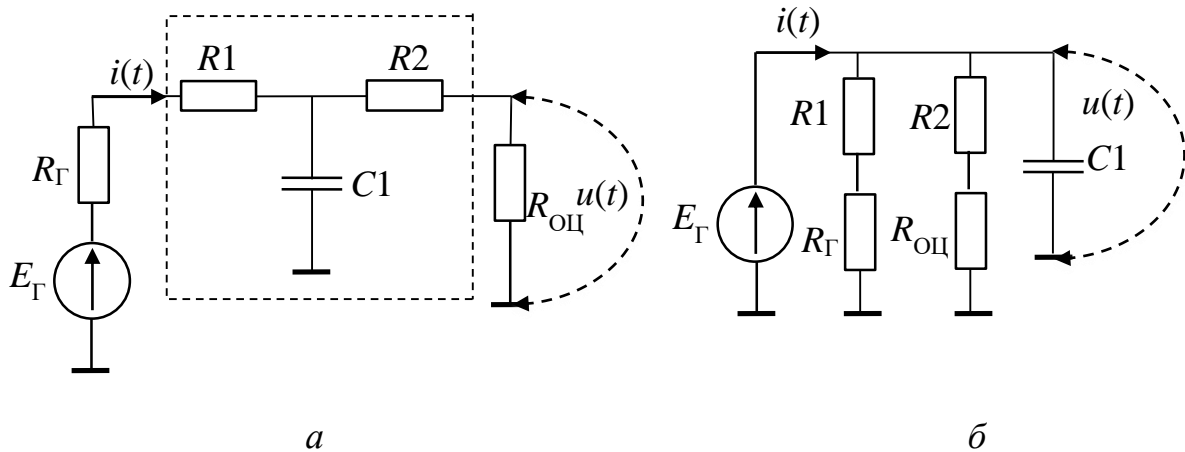


Рисунок 3.11 – Принципиальная схема Т-образной цепи (меры нелинейности), подключенной к измерительной установке (а); эквивалентная схема меры нелинейности совместно с сопротивлениями измерительных приборов (б)

Был изготовлен макет меры нелинейности, близкий к полученным параметрам, печатная плата которого изображена на рисунке 3.12. Резисторы и конденсаторы были измерены характериографом Keysight E4980A/AL Precision LCR Meter [55]. Предел измерения резистора (Range) при измерении составлял 300 Ом, тестовая частота 20 Гц, а амплитуда тестового сигнала 1 В. Погрешность измерения импеданса при таких параметрах согласно [55] составляет не более 0,03 %. Для резистора $R1$ были измерены два параллельных резистора, сопротивления которых составили $452,83 \pm 0,14$ Ом и $68,27 \pm 0,02$ кОм

($449,85 \pm 0,13$ Ом эквивалентное), а для резистора $R2$ сопротивления $453,1 \pm 0,14$ Ом и $67,76 \pm 0,02$ кОм ($450,09 \pm 0,13$ Ом эквивалентное). Емкость конденсатора измерялась при Range = 300 Ом, амплитуде тестового сигнала 1 В и частоте 100 кГц. Погрешность измерения импеданса при таких условиях составляет не более 0,05 %. Измеренная емкость конденсатора составляет $398,43 \pm 0,2$ пФ. Полученная по выражению (3.6) постоянная времени $\tau = 99,6$ нс (отличается на 0,4 % от запланированной при условии, что R_{Γ} и $R_{\text{ОЦ}}$ равны строго по 50 Ом каждая).

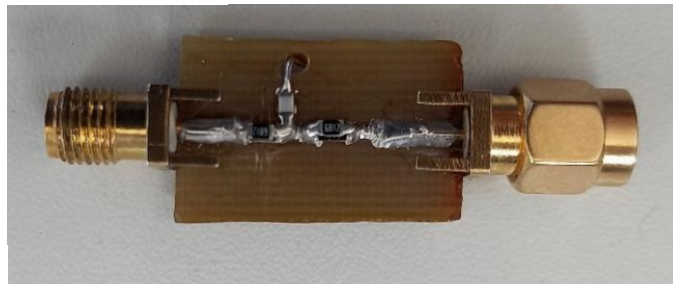


Рисунок 3.12 – Печатная плата Т-образной цепи (меры нелинейности)

Пересчитаем подключенную к измерительной установке меру нелинейности в параллельную схему замещения. Для этого обратимся к рисунку 3.11. Напряжение и ток на плоской вершине импульса определяется выражениями:

$$u = E_{\Gamma} \cdot \frac{R_{\text{ОЦ}}}{R_{\Gamma} + R1 + R2 + R_{\text{ОЦ}}}; \quad (3.7)$$

$$i = \frac{E_{\Gamma}}{2 \cdot R_{\Gamma}}, \quad (3.8)$$

где u – напряжение на выходе меры нелинейности; i – входной ток меры нелинейности.

Таким образом сопротивление двухполюсника, определяемого по параллельной схеме замещения для заданных значений сопротивлений, составляет $5,000 \pm 0,003$ Ом. Определим эквивалентную емкость конденсатора из условий равенства постоянной времени эталона и его параллельной схемы замещения

(равны поскольку фронты обеих схем должны совпадать). Полученная емкость конденсатора составляет $19,920 \pm 0,011$ пФ. Данную Т-образную цепь теоретически можно было бы сконструировать как параллельную схему с полученными выше параметрами сопротивления и емкости, однако конденсатор с таким относительно высоким значением емкости, состоящий из линейного диэлектрика (*NPO*) отсутствует у производителей конденсаторов (существуют только конденсаторы с нелинейным диэлектриком *X7R*, *Y5V* и др.). Применение конденсаторов с нелинейной емкостью недопустимо для меры нелинейности поскольку эту нелинейность не представляется возможность определить расчетным путем.

3.6 Разработка программного обеспечения установки для автоматизированного измерения нелинейных характеристик объектов

В качестве среды разработки программного обеспечения была выбрана широко распространенная среди радиоинженеров среда LabVIEW версии 2013 года. Для выбранных в качестве примера в подразд. 2.2 регистрирующего устройства, генератора тестовых сигналов, источника-измерителя постоянного напряжения и шасси фирмы National Instruments имеются драйверы управления измерительными приборами, предоставляемые производителем вместе с этими приборами. Использование данных драйверов позволяет увеличить скорость разработки автоматизированной установки.

Структурная схема алгоритма измерения ВАХ и КВХ объекта на разработанной автоматизированной установке приведена на рисунках 3.13, 3.14.

Перед выполнением измерений характеристик объекта необходимо выполнить калибровку измерителя (смещении нуля и нелинейности амплитудной характеристики осциллографа, нелинейности амплитудной характеристики генератора), описанную в разд. 2.

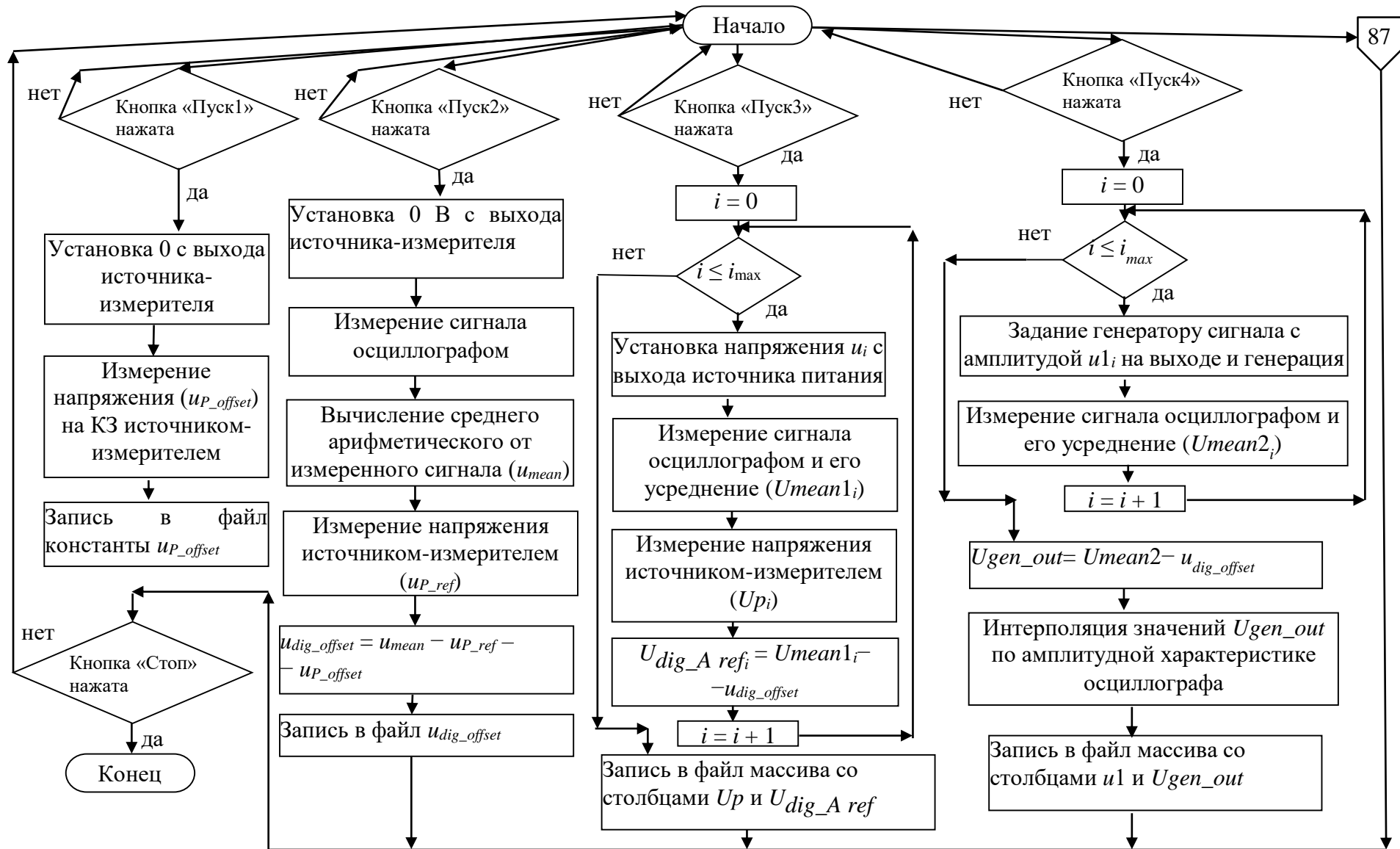


Рисунок 3.13 – Структурная схема алгоритма измерения ВАХ и KBX объектов на автоматизированной установке

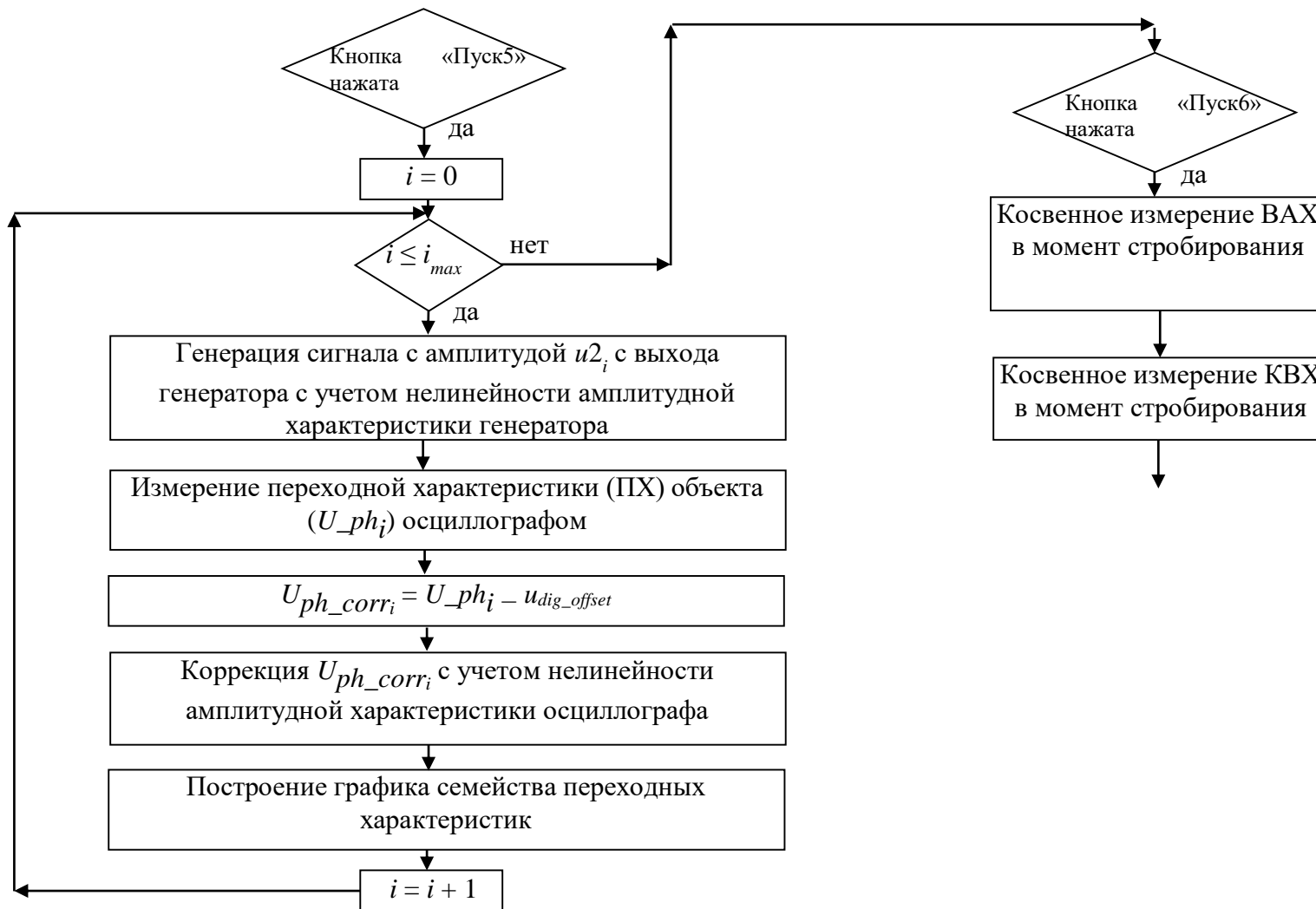


Рисунок 3.14 – Продолжение структурной схемы алгоритма измерения ВАХ и KBХ объектов на автоматизированной установке

Для выполнения калибровки осциллографа необходимо определить смещение нуля источника-измерителя National Instruments PXI-4130. Для этого подключим на вход вольтметра National Instruments PXI-4130 короткозамкнутую нагрузку и измерим напряжение смещения вольтметра. Теперь при калибровке осциллографа можно будет учесть смещение нуля вольтметра источника-измерителя National Instruments PXI-4130. Определение смещение вольтметра на структурной схеме алгоритма начинается после истинного выполнения условия «Кнопка пуск1 нажата» и заканчивается записью в файл измеренной константы u_{P_offset} . Программный код коррекции нуля вольтметра источника-измерителя приведен на рисунке 3.15. Данный программный код содержит в своем составе подприбор «Источник питания», программный код которого изображен на рисунке 3.16.

Далее выполним калибровку смещения нуля осциллографа. Для этих целей нулевое напряжение с выхода National Instruments PXI-4130 будем подавать на вход осциллографа и измерять напряжение референсным вольтметром, откалиброванным выше, и осциллографом (см. рисунок 2.2,б). Разница между референсным значением и измеренным осциллографом будет являться поправкой для калибровки постоянного смещения. Алгоритм калибровки смещения нуля осциллографа приведен на структурной схеме и начинается после положительного выполнения условия «Кнопка пуск2 нажата», а заканчивается записью в файл значения смещения осциллографа (константы u_{dig_offset}). Программный код калибровки смещения нуля осциллографа приведен на рисунке 3.17. Программный код включает в себя подприбор «Источник питания», программный код которого приведен ранее на рисунке 3.16 и подприбор «Запуск осциллографа», программный код которого изображен на рисунке 3.18.

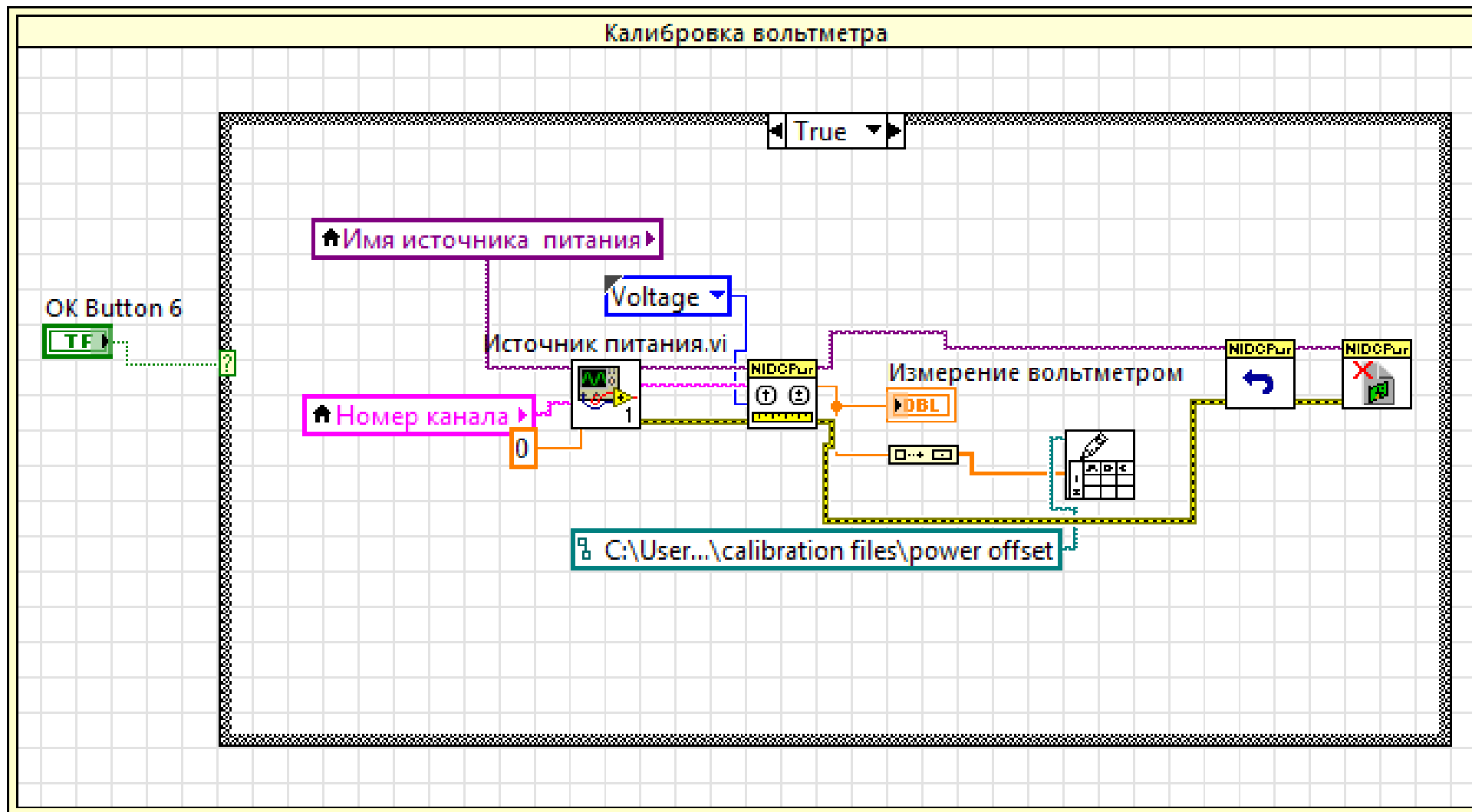


Рисунок 3.15 – Программный код калибровки смещения нуля вольтметра источника-измерителя

National Instruments PXI-4130

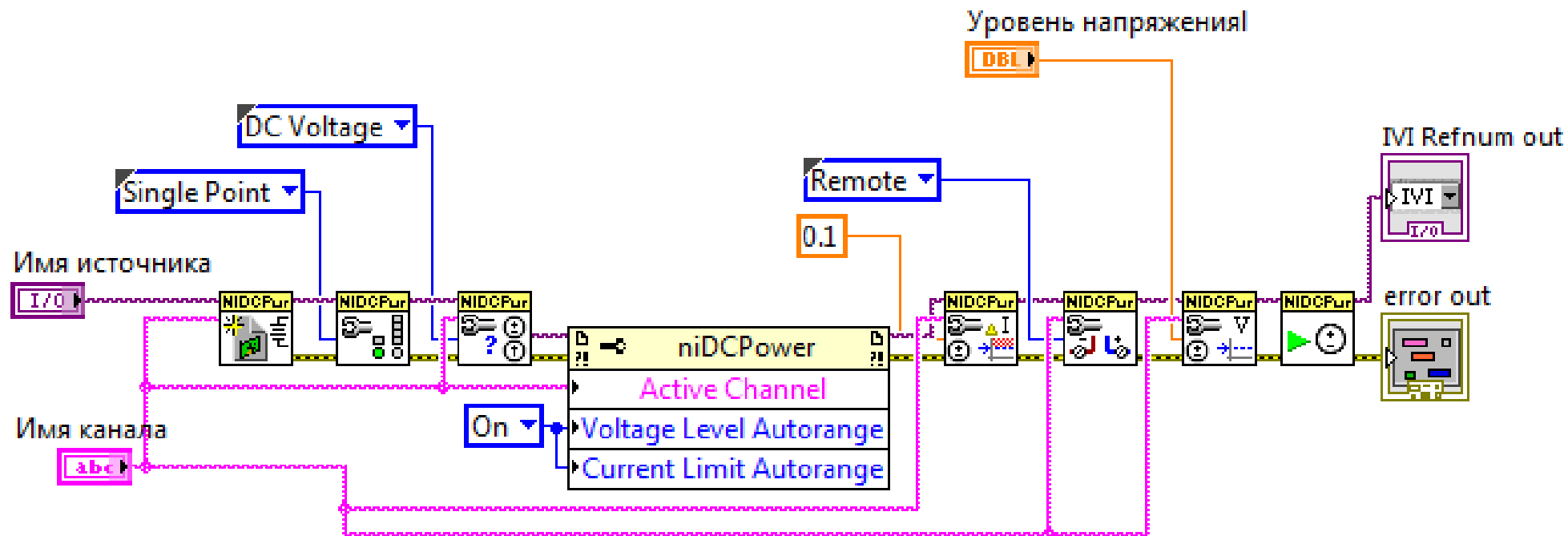


Рисунок 3.16 – Программный код подприбора «Источник питания», входящего в программный код калибровки смещения нуля вольтметра источника-измерителя National Instruments PXI-4130

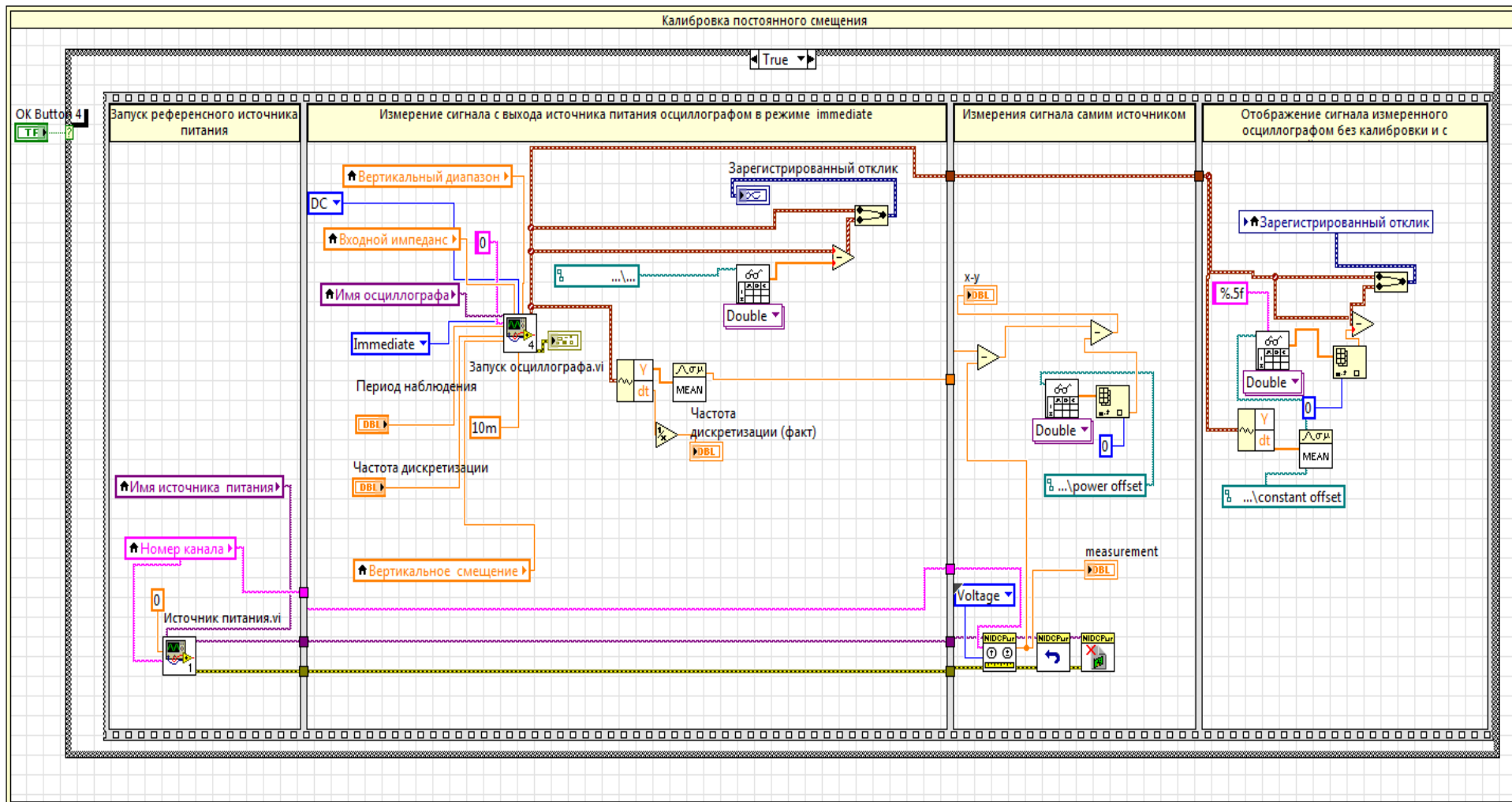


Рисунок 3.17 – Программный код калибровки постоянного смещения канала осциллографа National Instruments PXI-5114

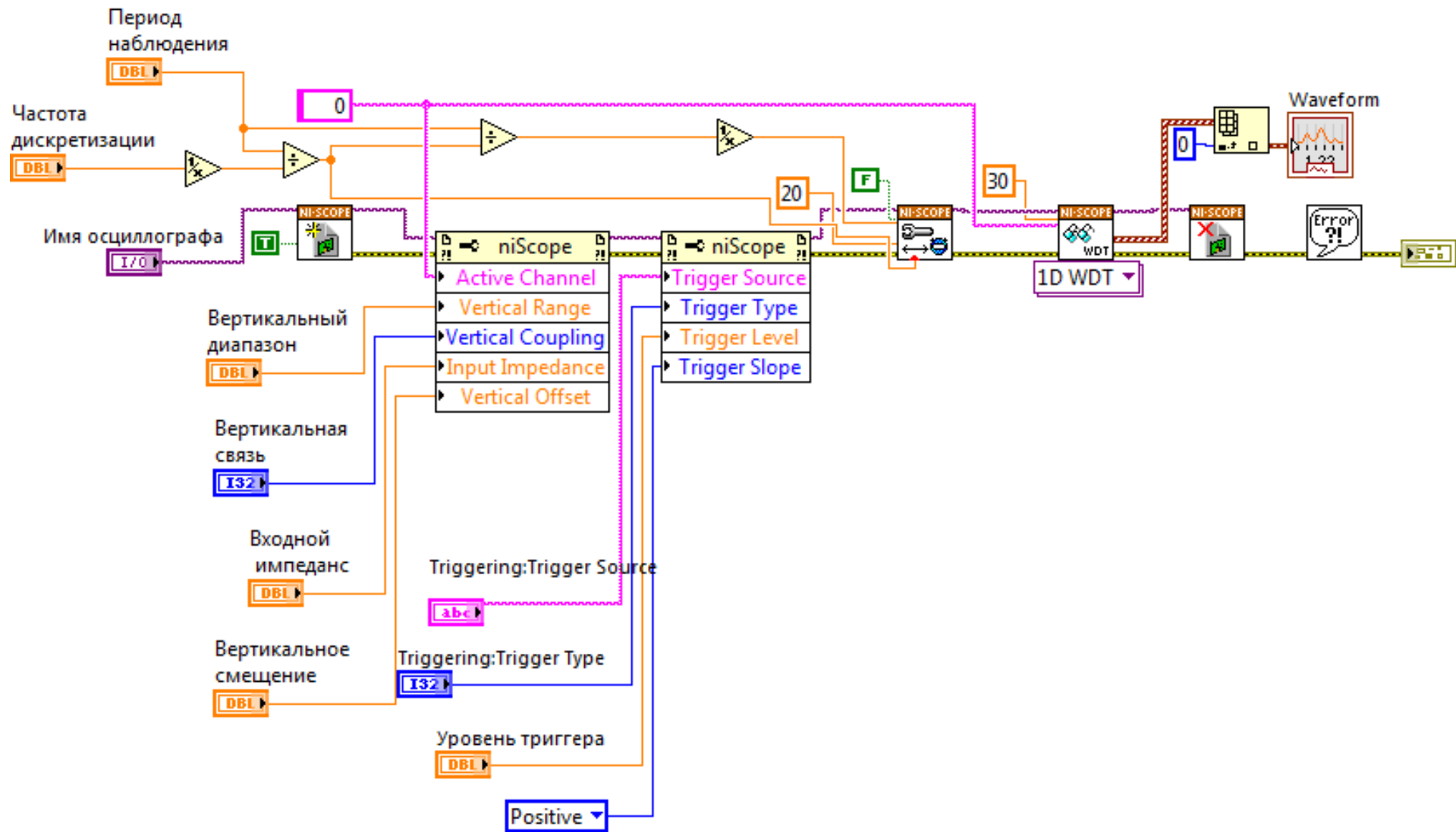


Рисунок 3.18 – Программный код подприбора «Запуск осциллографа»

Следующим шагом калибровки измерителя нелинейных характеристик цепей является калибровка нелинейности амплитудной характеристики канала осциллографа. В данной части программы определение амплитудной характеристики осциллографа определяется из заданных оператором числом точек (количество постоянных напряжений), а также минимального и максимального значения выдаваемого источником питания напряжения на выход. На результат определения амплитудной характеристики осциллографа влияет и заданное оператором время наблюдения и частота дискретизации для канала осциллографа. Программа работает таким образом: источник-измеритель последовательно выдает постоянное напряжение (его вольтметр измеряет референсное значение), а осциллограф измеряет это напряжение и программа усредняет измеренное напряжение. Последовательно измеряется амплитудная характеристика канала осциллографа, которая затем записывается в файл и используется при калибровке при измерении переходных характеристик. Структура этого алгоритма программы начинается на структурной схеме после положительного выполнения условия «Кнопка пуск3 нажата» и заканчивается записью в файл измеренной амплитудной характеристики осциллографа National Instruments PXI-5114 (массива со столбцами U_p и $U_{dig_A\ ref}$, где U_p – значение входного напряжения, а $U_{dig_A\ ref}$ – значение выходного напряжения амплитудной характеристики осциллографа). Программный код калибровки амплитудной характеристики канала осциллографа приведен на рисунке 3.19.

Следующим шагом при калибровке измерителя нелинейных характеристик цепей производится калибровка нелинейности амплитудной характеристики генератора. В данном алгоритме выдается число постоянных напряжений генератором (u_i) с одинаковым шагом, которые укладываются в диапазон от минимального до максимального значения напряжения, указанные пользователем. Пользователем также задаются настройки канала осциллографа, такие как время наблюдения и частота дискретизации.

В данном алгоритме генератор последовательно выдает постоянные напряжения (u_i) с одинаковым шагом, а осциллограф последовательно измеряет это постоянное напряжение. Измеренное осциллографом напряжение на каждой итерации усредняется (U_{mean1_i}). Строится амплитудная характеристика генератора как зависимость напряжения, измеренного осциллографом и усредненное (U_{mean1_i} – выходное напряжение), от напряжения, задаваемого в программе генератору (u_i – входное напряжение). Данная амплитудная характеристика записывается в файл и используется в дальнейшем для коррекции нелинейности генератора при измерении переходных характеристик исследуемого устройства. Алгоритм на структурной схеме начинается после успешного выполнения условия «Кнопка пуск4 нажата» и заканчивается записью в файл массива со столбцами $u1$ и U_{gen_out} , где $u1$ – входное, а U_{gen_out} – выходное напряжение амплитудной характеристики генератора. Программный код алгоритма коррекции амплитудной характеристики генератора приведен на рисунке 3.20. Программный код содержит подприборы «Запуск генератора» (рисунок 3.21) и подприбор «Запуск осциллографа», приведенный ранее.

После сделанных выше шагов (калибровки измерителя) можно проводить измерение переходных характеристик объекта, а из них уже косвенно и нелинейных характеристик объекта. Следующая часть алгоритма осуществляет прямые измерения семейства переходных характеристик исследуемого объекта и по результатам этих измерений производит косвенное измерение ВАХ и КВХ объекта. Измерение переходных характеристик осуществляется последовательно с амплитудой от минимального значения, до максимального значения с равным шагом по амплитуде заданным оператором.

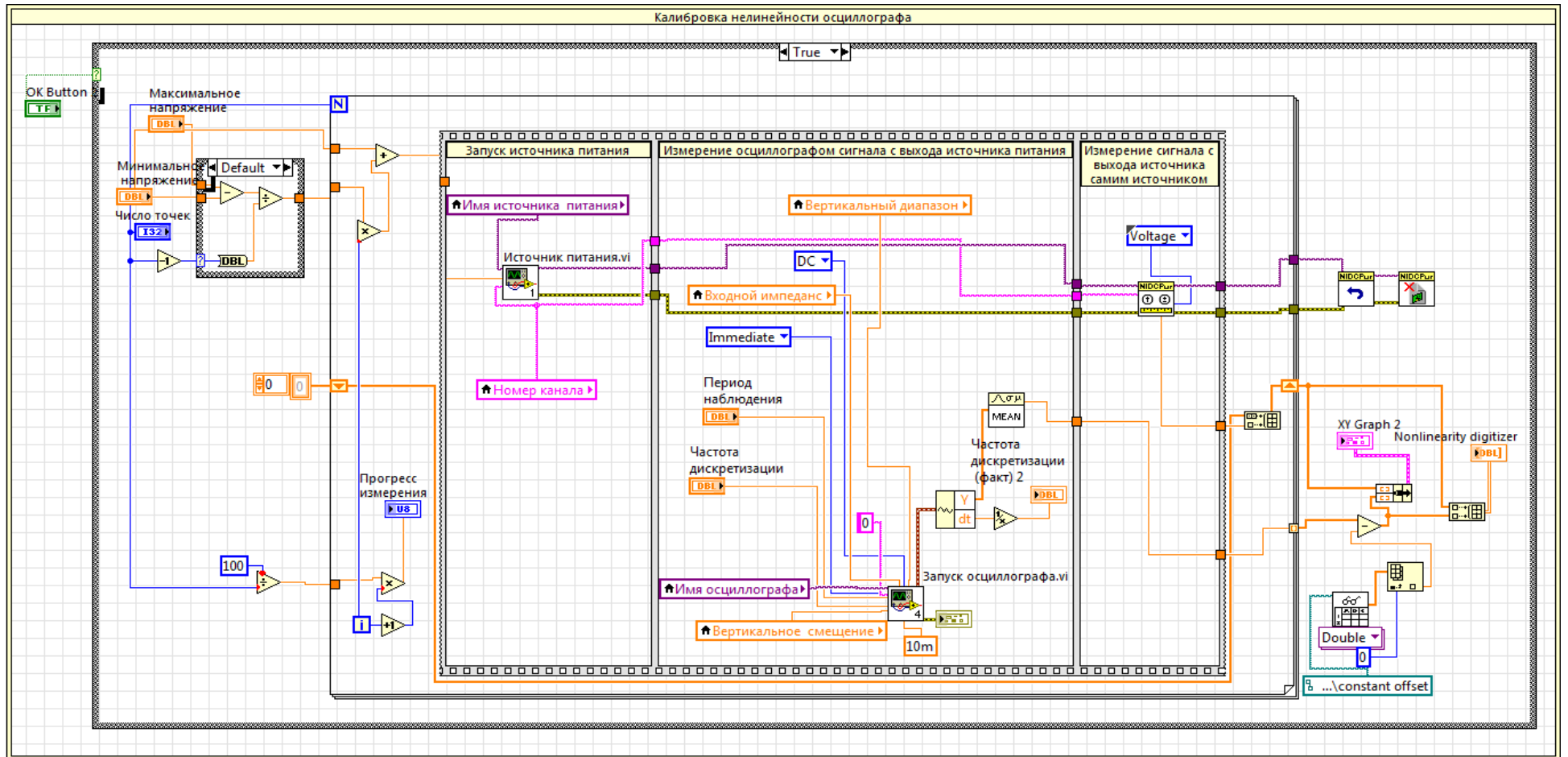


Рисунок 3.19 – Программный код калибровки нелинейности осциллографа National Instruments PXI-5114

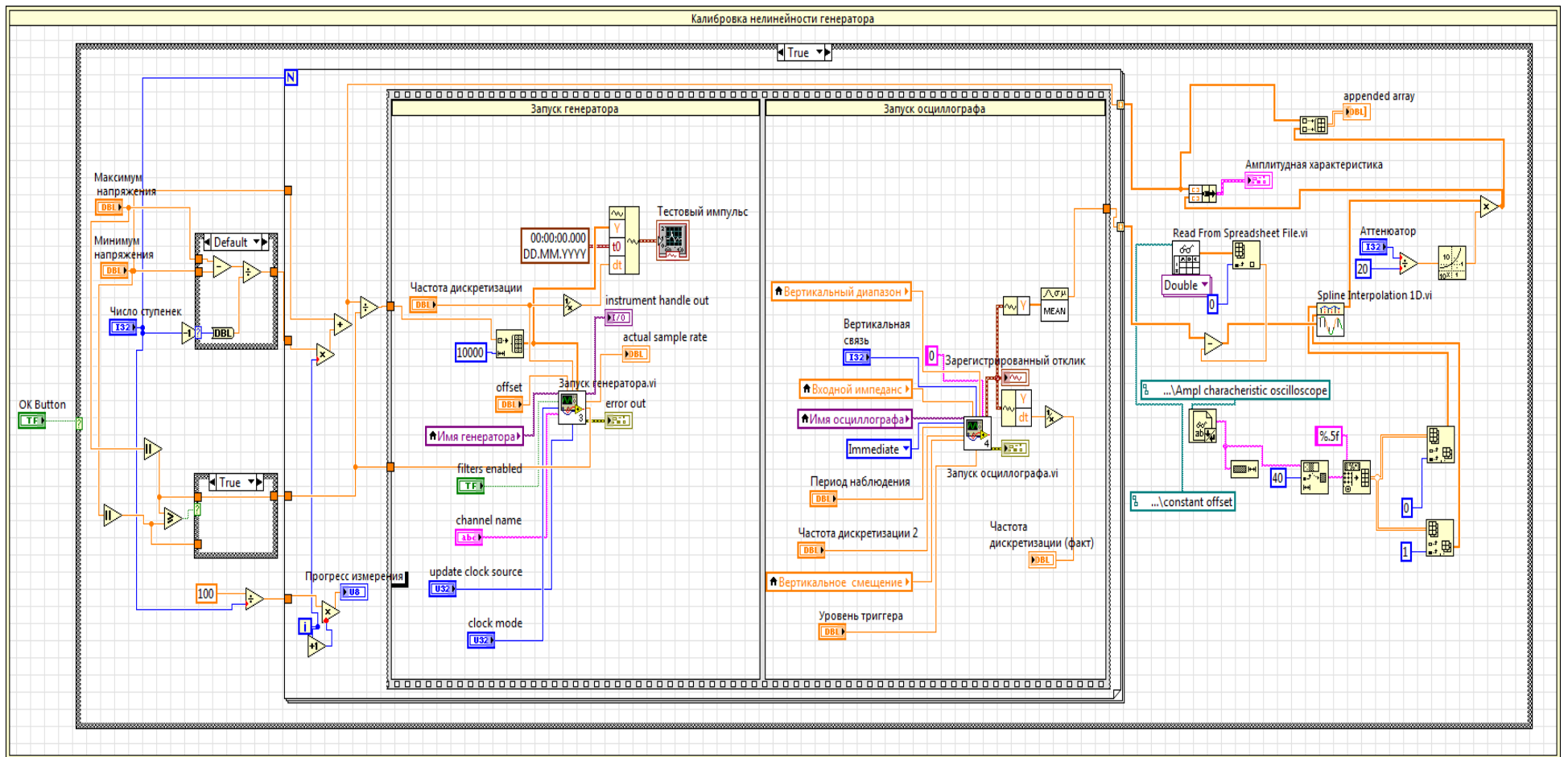


Рисунок 3.20 – Программный код калибровки нелинейности генератора National Instruments PXI-5422

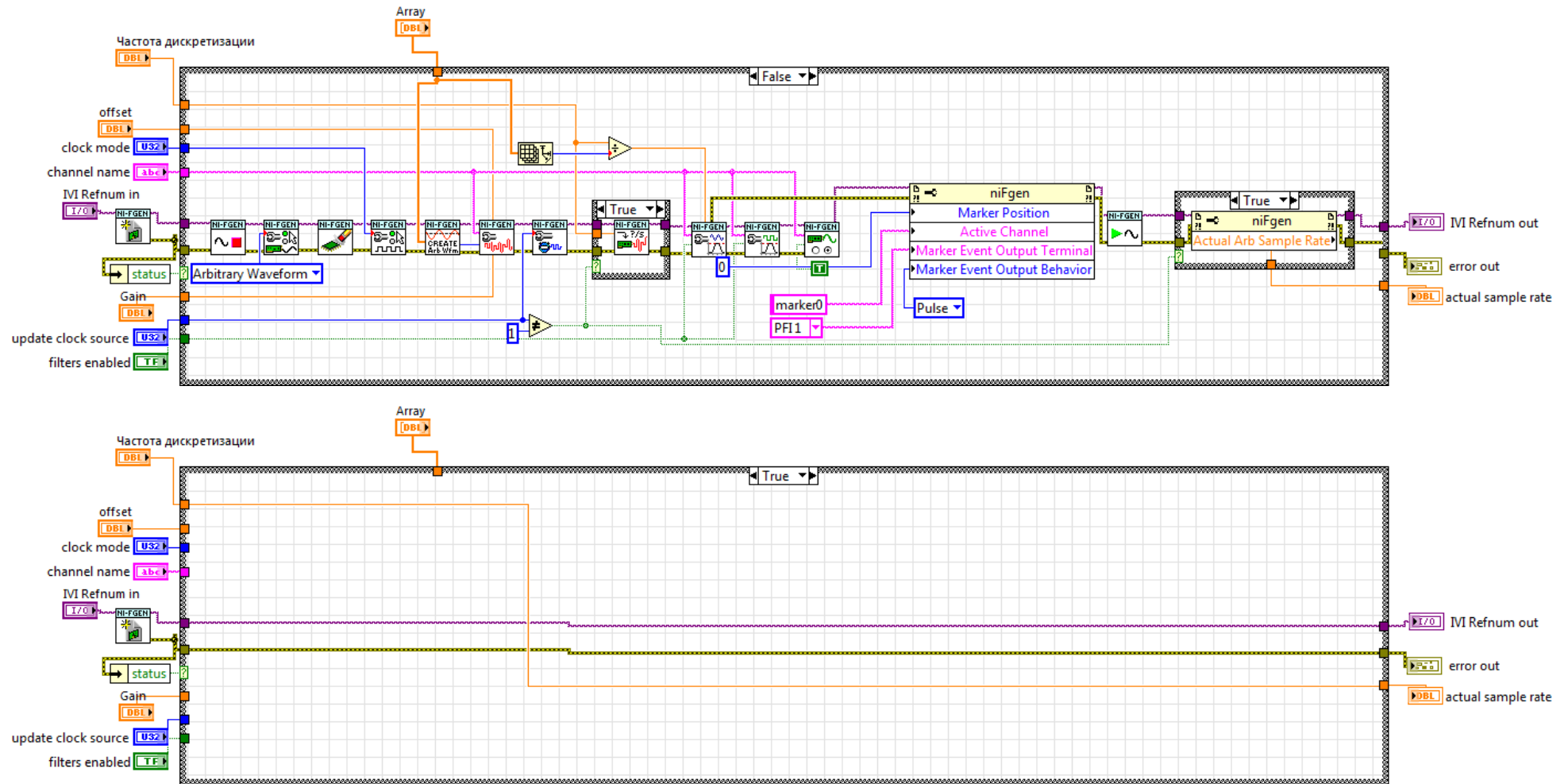


Рисунок 3.21 – Программный код подприбора «Запуск генератора»

На первой итерации генератор выдает на выход ступенчатый сигнал с амплитудой u_{2i} (где i – номер амплитуды), а регистрирующее устройство (осциллограф) измеряет переходную характеристику объекта U_{ph_i} (где i – номер переходной характеристики объекта с амплитудой u_{2i}). На следующем шаге производится коррекция постоянного смещения осциллографа (u_{dig_offset}), измеренного при калибровке. Далее происходит коррекция измеренной переходной характеристики объекта по измеренной в результате калибровки амплитудной характеристике осциллографа (интерполяция сплайнами переходной характеристики по обратимой амплитудной характеристике осциллографа, описанная в пп. 2.2.3). После данных операций на экран ЭВМ выводится семейство переходных характеристик, измеренных с учетом всех калибровок автоматизированной установки для измерения нелинейных характеристик цепей. Алгоритм, описанный выше, на структурной схеме начинается с выполнения условия «Кнопка Пуск5 нажата» и заканчивается выходом из цикла с конечным числом итераций. Далее производится косвенное измерение ВАХ и КВХ объекта.

Измерение ВАХ и КВХ объекта выполняется после выполнения условия «Кнопка Пуск6 нажата». В этой части алгоритма программа рассчитывает ВАХ и КВХ объекта по методике, описанной в подразд. 3.1, и выбранному оператором моменту стробирования. Программный код алгоритма показан на рисунке 3.23.

Алгоритм калибровки измерителя нелинейных характеристик объекта (ВАХ и КВХ) и измерения ВАХ и КВХ объекта имеет, как показано на рисунке 3.14, циклическую структуру и заканчивается при выполнении условия «Кнопка Стоп нажата».

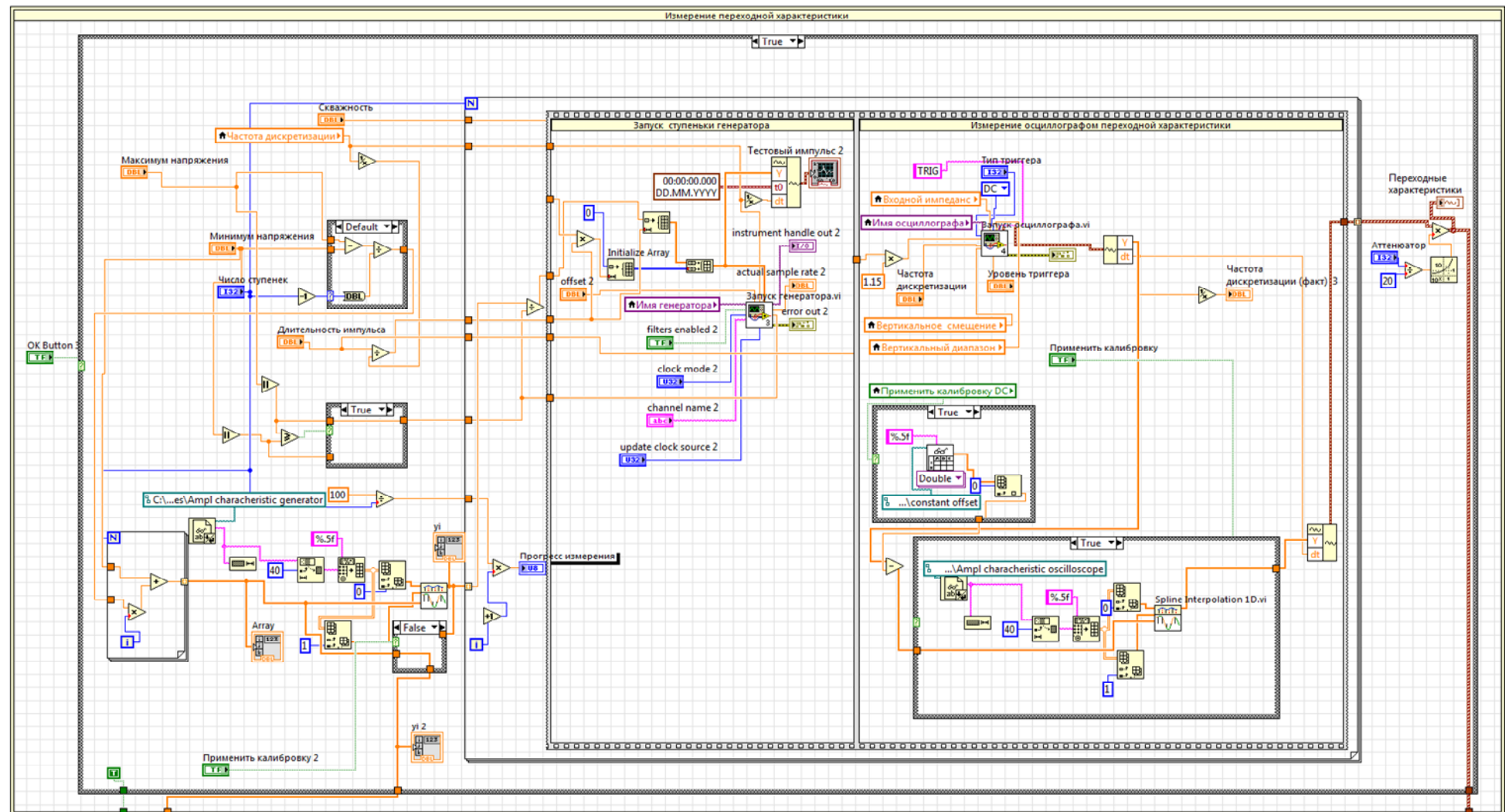


Рисунок 3.22 – Программный код измерения семейства переходных характеристик объекта

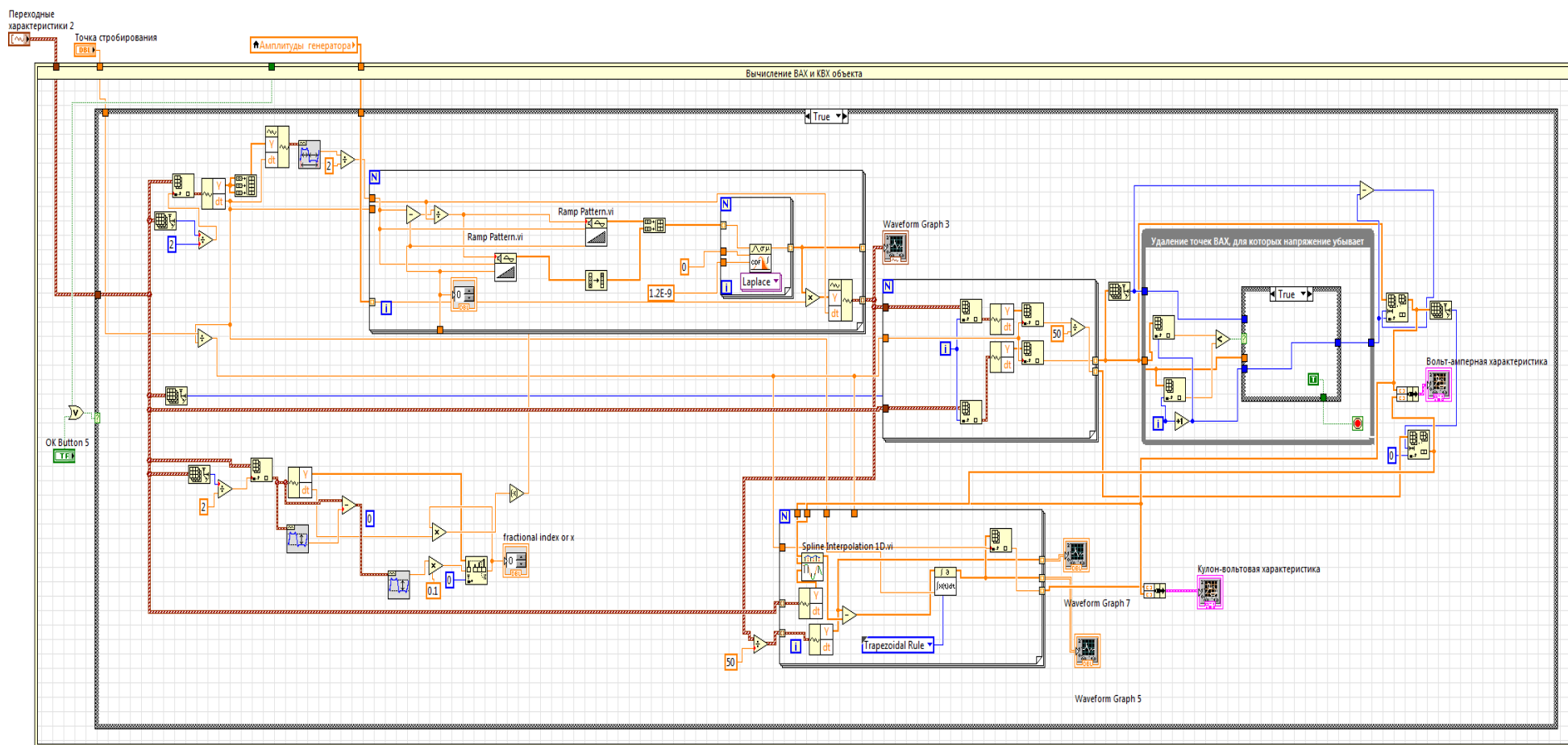


Рисунок 3.23 – Программный код косвенного измерения ВАХ и КВХ объекта

3.7 Выводы по третьему разделу

Основными выводами третьего раздела стали следующие:

1) на примере линейной RC -цепи показана возможность аппроксимации цепи с экспоненциальным фронтом с удовлетворительной погрешностью семейством косвенно измеренных ВАХ и КВХ этой цепи. Косвенное измерение ВАХ и КВХ цепи происходит, используя измеренное прямым образом семейства переходных характеристик объекта;

2) на качество модели, полученной при экстракции нелинейных характеристических функций, влияет выбор точки стробирования. Чтобы сохранить удовлетворительное качество моделирования, выбирать отсчеты на переходных характеристиках следует там, где влияние дополнительной инерционности объекта минимально, т.е. сразу после окончания быстрой части переходных характеристик;

3) точность косвенных измерений тока в вольт-амперной характеристике объекта зависит от нелинейности амплитудной характеристики генератора. Точность измерения напряжения в вольт-амперной и кулон-вольтовой характеристиках зависит от точности прямых измерений семейства переходных характеристик объекта регистрирующим устройством (нелинейности амплитудной характеристики осциллографа). Погрешность косвенных измерений заряда в кулон-вольтовой характеристике зависит как от нелинейности амплитудной характеристики генератора, так и от точности измерения прямого напряжения и варьируется от выбора точки тока проводимости в ВАХ;

4) для поверки автоматизированной установки для измерения нелинейных характеристик цепей необходимо спроектировать меру нелинейности, представляющую собой линейную цепь, на параметры которой в меньшей степени влияли бы выходной импеданс генератора и входное импеданс регистрирующего

устройства. Сделать эту меру необходимо по T-образной RC-цепи. Полученное эквивалентное сопротивление меры нелинейности составило $5,000 \pm 0,003$ Ом, а полученная эквивалентная емкость составила $19,920 \pm 0,011$ пФ.

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ В РАССМАТРИВАЕМОЙ СИСТЕМЕ ПАРАМЕТРОВ

Измерение нелинейных характеристик объектов можно проводить как в открытом пространстве [87], так и для цепей, имеющих канализованную структуру. В данном разделе будут рассмотрены примеры устройств, имеющих канализованную структуру, для которых измерялись нелинейные характеристики.

4.1 Поверка автоматизированной установки с помощью меры нелинейности

Перед тем как проводить измерения исследуемого объекта необходимо проверить качество калибровки, выполненной для автоматизированной установки, а также оценить нелинейность автоматизированной установки. Для этого проведем измерение меры нелинейности, разработанной в подразд. 3.4, и сравним измеренные ВАХ и КВХ с результатами расчета.

Подадим на меру нелинейности семейство ступенчатых функций токов (рисунок 4.1,*а*) и измерим семейство откликов на это воздействие (рисунок 4.1,*б*). Косвенно из результатов измеренных переходных характеристик определим ВАХ и КВХ объекта (рисунок 4.2). Из рисунка 4.2 видно, что ВАХ и КВХ, измеренные на автоматизированной установке, близко совпадают с ВАХ и КВХ рассчитанных по эквивалентной схеме, приведенной в подразд. 3.3 ($R = 5,000 \pm 0,003$ Ом, $C = 19,920 \pm 0,011$ пФ).

Для оценки погрешности измерения тока проводимости в ВАХ и емкостного заряда в КВХ для меры нелинейности, определим относительную невязку измеренных и рассчитанных из эквивалентной схемы ВАХ и КВХ. Относительная погрешность невязки определялась как разность измеренного тока ВАХ (заряда КВХ) и полученного в результате численных расчетов модели для каждой точки, нормированная на максимальное значение тока (заряда), выраженная в процентах.

Результаты расчета относительной погрешности тока (заряда) измеренных ВАХ и КВХ относительно меры нелинейности приведены на рисунке 4.3. Из рисунков можно сделать вывод, что относительная погрешность невязки измеренного тока в ВАХ и полученного в результате моделирования составляет не более 0,5 %, относительная погрешность невязки заряда составляет не более 1 %.

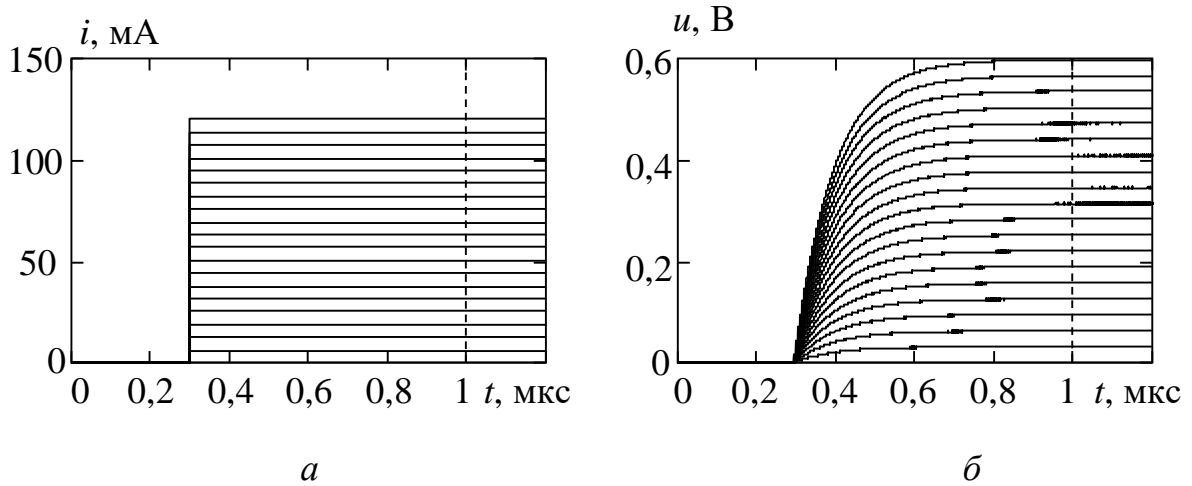


Рисунок 4.1 – Семейство (а) цифровых входных токов (сплошные кривые) и момент стробирования (пунктирная кривая); (б) семейство откликов (сплошные кривые) и момент стробирования (пунктирная кривая)

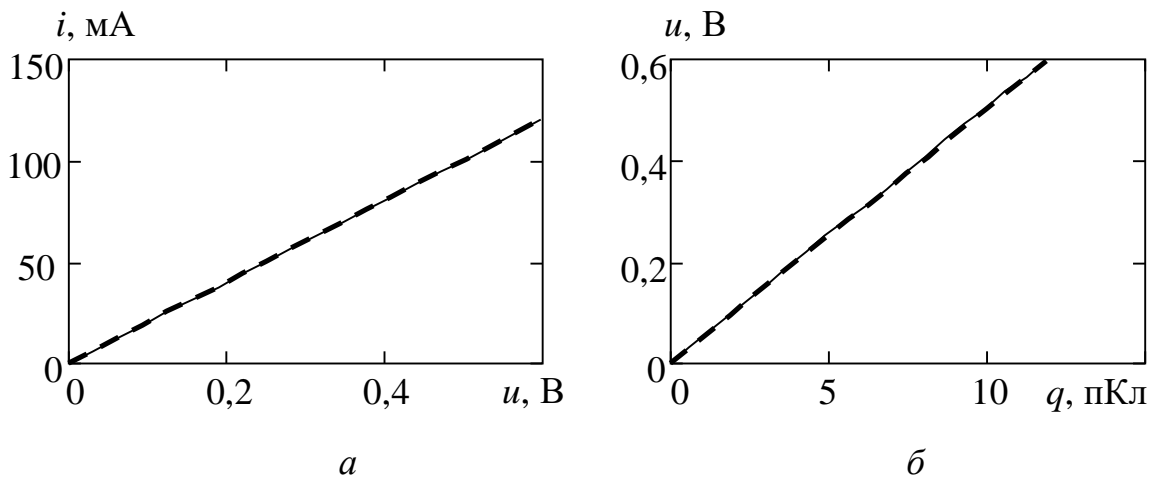


Рисунок 4.2 – Вольт-амперная характеристика меры нелинейности (а): измеренная (сплошная кривая), рассчитанная по модели (пунктирная кривая); кулон-вольтовая характеристика меры нелинейности (б): измеренная (сплошная кривая), рассчитанная по модели (пунктирная кривая)

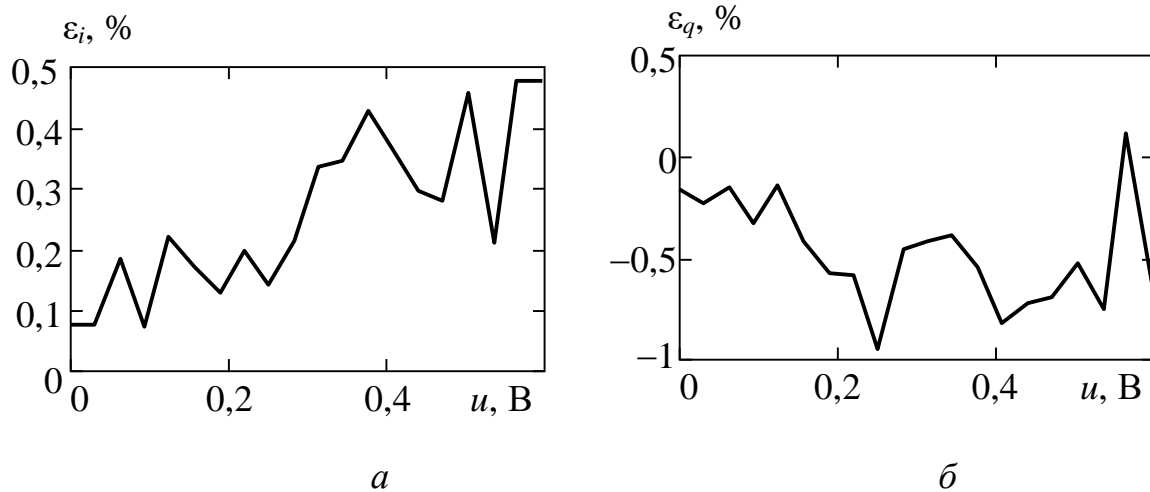


Рисунок 4.3 – Относительная погрешность измерения прямого тока в ВАХ (ε_i) для двух измерений (а); относительная погрешность измерения заряда в КВХ (ε_q) для двух измерений (б)

Если говорить об оценке относительной погрешности измерения напряжения для ВАХ и КВХ, то она определяется нелинейностью канала регистрирующего устройства и составляет не более 0,3 % [88].

4.2 Измерение видеоимпульсного усилителя мощности

4.2.1 Измерение нелинейных характеристических функций усилителя мощности

В качестве объекта измерения был выбран трехкаскадный усилитель, схема которого приведена на рисунке 4.4,а. Печатная плата данного усилителя приведена на рисунке 4.4,б.

На вход усилителя подавалось семейство ступенчатых функций напряжений и измерялось семейство откликов (рисунок 4.5,б, сплошные кривые). Семейство входных токов, приведенное на рисунок 4.5,а, определялось нормировкой семейства ступенчатых функций напряжений на сопротивление подводящей

линии (в данном случае 50 Ом). Далее вычислено семейство емкостных токов (рисунок 4.6,*а*) и соответствующее им семейство зарядов (рисунок 4.6,*б*). В соответствии с вышеизложенным в разд. 3 способом, определены вольт-амперная (рисунок 4.7,*а*) и кулон-вольтовая (рисунок 4.7,*б*) характеристики в точке стробирования. Точка стробирования установлена в момент времени 0,4 мкс от начала переходного процесса. К этому времени быстрая часть переходного процесса (для которой модель адекватна) заканчивается и остается медленное увеличение выходного напряжения, обусловленное зарядом диффузионных емкостей транзисторов (подробнее выбор момента стробирования описан в подразд. 3.3).

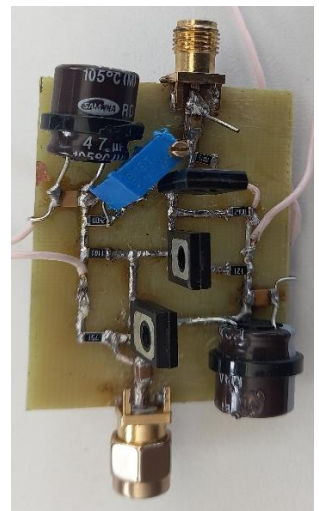
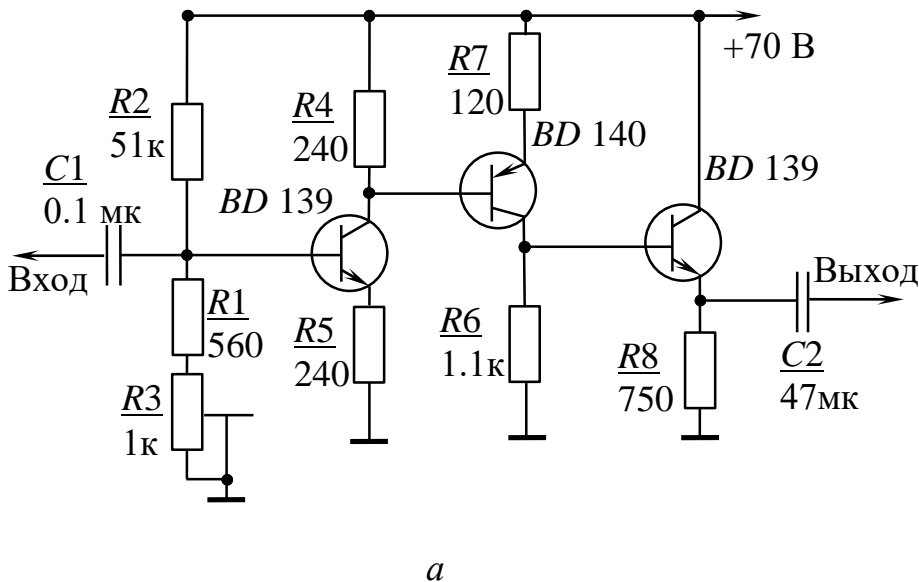


Рисунок 4.4 – Принципиальная схема видеоимпульсного усилителя мощности (*а*);
печатная плата усилителя мощности (*б*)

Произведем проверку измеренных косвенно ВАХ и КВХ видеоимпульсного усилителя. Установим в модели на рисунке 3.1 измеренные ВАХ и КВХ и подадим на ее вход семейство ступенчатых функций токов, представленное на рисунке 4.5,*а*. Отклики модели на это семейство изображены на рисунке 4.5,*б* штриховыми кривыми (определены по выражениям (1.17)–(1.20)) для нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка). Относительная погрешность между измеренными

переходными характеристиками и рассчитанными по модели составляет не более 3,2 %. Для поведенческих моделей это типичный и удовлетворительный результат.

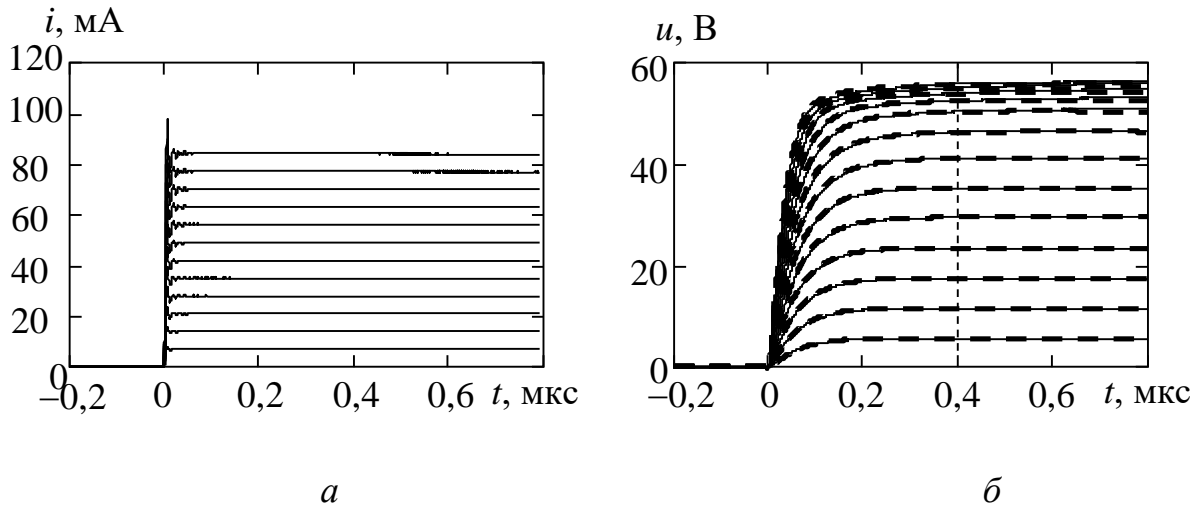


Рисунок 4.5 – Семейства входных токов (*a*) и выходных напряжений (*б*): измеренных (сплошные кривые) и рассчитанных по модели (штриховые кривые). Штриховая вертикальная линия – момент времени стробирования напряжения

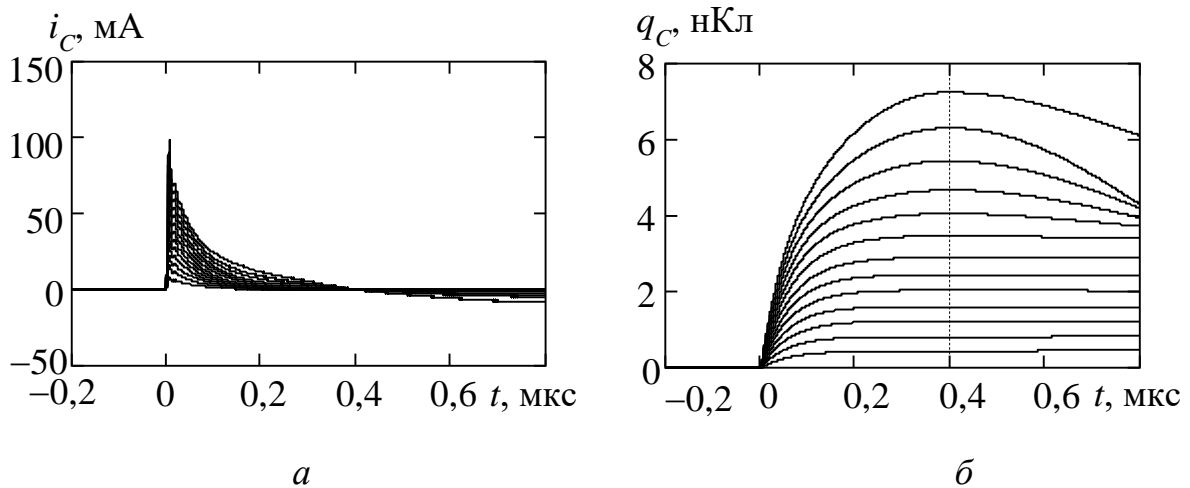


Рисунок 4.6 – Семейства емкостных токов (*a*) и заряда емкости (*б*). Штриховая вертикальная линия – момент времени стробирования заряда

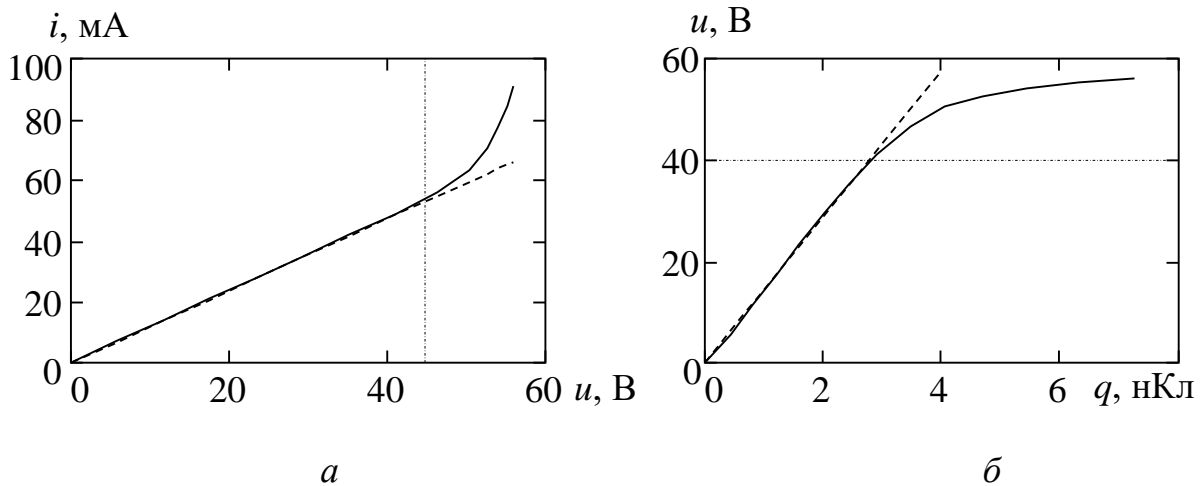


Рисунок 4.7 – Вольт-амперная (*a*) и кулон-вольтовая (*б*) характеристики.

Штриховые линии представляют линейризованные функции.

Штрихпунктирные линии показывают напряжение, начиная с которого характеристики становятся нелинейными

Из рисунка 4.7 видно, что с ростом напряжения вольт-амперная и кулон-вольтовая характеристики отклоняются от прямой, поскольку усилитель входит в режим насыщения и нелинейные искажения проявляются в большей степени.

Сравнивая рисунок 4.7,*a* и рисунок 4.7,*б*, можно сделать вывод, что отклонения кулон-вольтовой характеристики от прямой начинаются раньше (при 40 В), чем отклонения вольт-амперной характеристики (при 45 В). Это свидетельствует о том, что нелинейные искажения сигнала на фронте импульса начинаются раньше, чем на плоской вершине. Иначе говоря, динамическая нелинейность в усилителе превалирует над статической (кроме области выраженного насыщения усилителя) и проявляется при меньшем уровне входного сигнала.

4.2.2 Расчет погрешности измерения нелинейных характеристических функций усилителя мощности

Измерения вольт-амперной и кулон-вольтовой характеристик являются косвенными. Погрешность их измерения определяется погрешностью измерения переходных характеристик и погрешностью установки входного тока объекта.

Погрешность входного тока ВАХ усилителя определяется нелинейностью амплитудной характеристик генератора (п. 2.2.4) и не превышает 0,3 %. Отметим, что генератор определяет входной ток устройства, т.е. эту величину можно понимать, как погрешность измерения ВАХ по току.

Погрешность измерения напряжения ВАХ и КВХ усилителя определяется погрешностью измерения переходных характеристик (пп. 2.2.1–2.2.3) и составляет не более 0,3 %.

Погрешность измерения заряда определяется исходя из выражений (3.2)–(3.5). На максимально крутом участке ВАХ изменение напряжения на 0,3 % дает изменение тока на 1,6 %. Поскольку максимальные значения токов i и i_R примерно равны, то для отыскания погрешности измерения i_C можно просто просуммировать относительные погрешности для i и i_R . В итоге получаем предел погрешности измерения i_C равный 1,9 %. Погрешность измерения заряда, получаемого интегрированием $i_C(t)$, будет в среднем меньше 1,9 %, поскольку только в некоторые моменты времени наблюдается максимальная погрешность. Но в качестве предела погрешности измерения заряда можно оставить эту же оценку (1,9 %).

На рисунке 4.8 изображены ВАХ и КВФ измеренные непосредственно на автоматизированной установке.

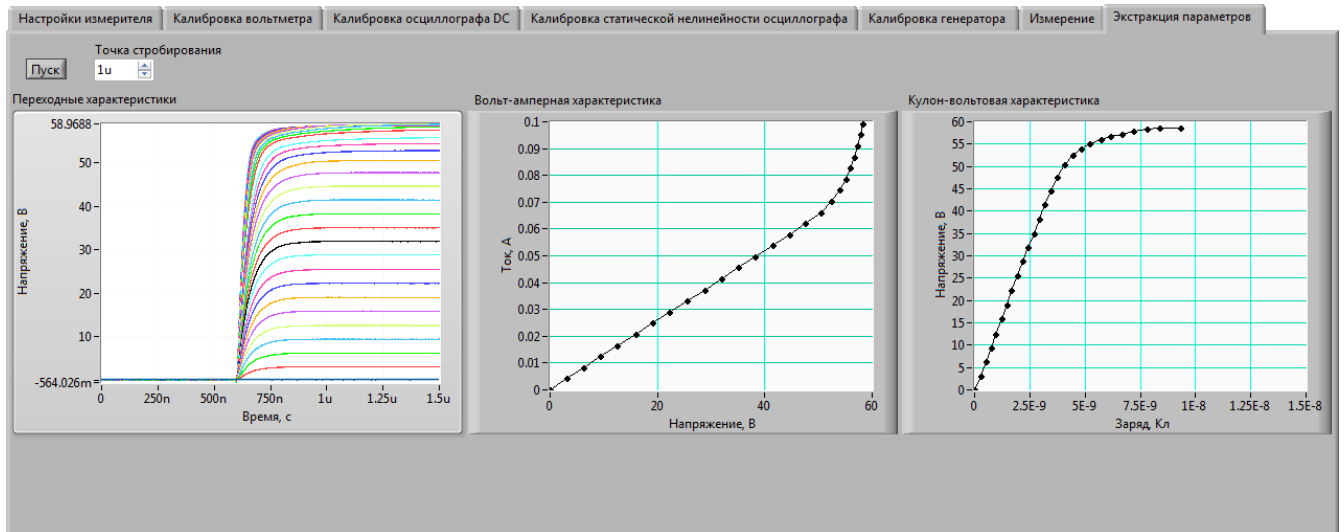


Рисунок 4.8 – Семейство переходных характеристик, вольт-амперная и кулон-вольтовая характеристики, измеренные на автоматизированной установке

4.2.2 Валидация модели усилителя для произвольного тестового воздействия

Проверку модели теоретически необходимо проводить на бесконечном семействе произвольных сигналов, что на практике не представляется возможным. Однако, сложный сигнал с определенной точностью можно представить в виде суперпозиции ступенчатых сигналов. В таком случае, если модель удовлетворительно работает на суперпозиции двух ступенчатых сигналов, то её работа будет также удовлетворительной и для других сигналов. Для проверки применимости полученной в п. 4.2.1 модели усилителя (его ВАХ и КВХ) оценим уровень искажений сигнала для произвольного тестового воздействия. Для этих целей был выбран тестовый прямоугольный импульс длительностью (120 нс) несколько меньше длительности переходной характеристики усилителя (150 нс), представляющий из себя суперпозицию двух ступенчатых сигналов.

На вход усилителя подадим семейство прямоугольных импульсов напряжений с одинаковым шагом. Для получения семейства входных токов

произведем нормировку семейства прямоугольных импульсов напряжений на сопротивление подводящей линии (50 Ом). Максимальная амплитуда входного тестового тока должна быть в диапазоне измерения ВАХ усилителя. Семейство тестовых токов и откликов на это семейство приведено на рисунке 4.9,*а* и 4.9,*б*. Измеренные и полученные из расчетов по модели отклики имеют относительную невязку (рисунок 4.10) не превышающую 5 %. Относительная невязка определялась как разность измеренной и модельной кривых, нормированная на амплитуду. Данное значение невязки говорит об удовлетворительной погрешности модели.

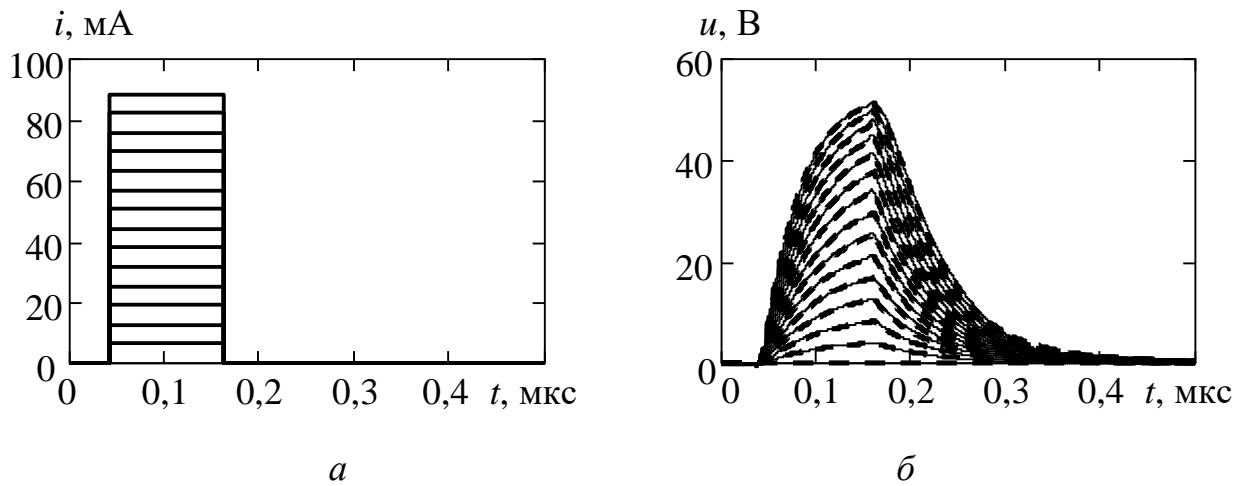


Рисунок 4.9 – Семейство цифровых тестовых токов (*а*), измеренных (сплошные кривые) откликов на входной ток (*б*) и рассчитанных (штриховые кривые) по модели усилителя (*б*)

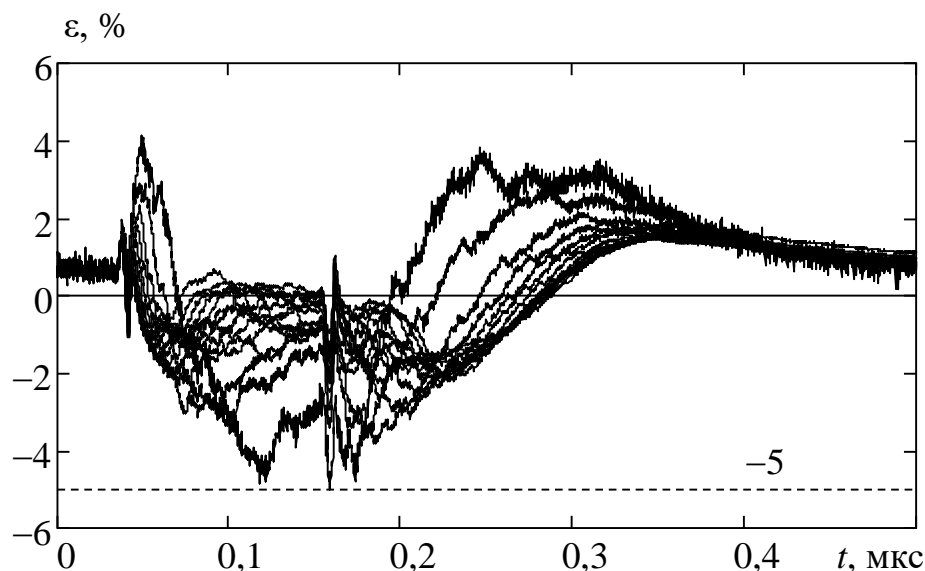


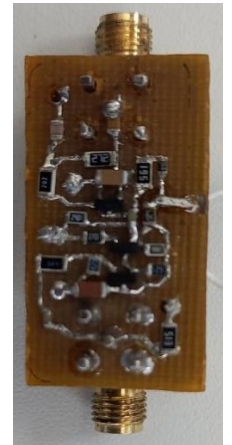
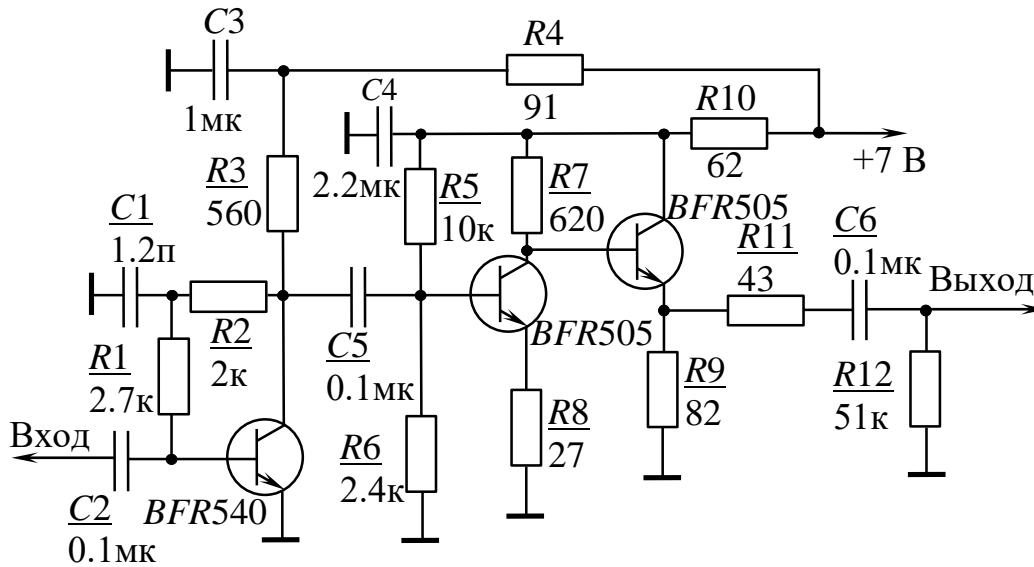
Рисунок 4.10 – Относительная невязка между измеренными откликами и полученными в результате моделирования

4.3 Нелинейная модель маломощного усилителя мощности с выбросом на плоской вершине

Для проверки границы применимости метода выберем устройство, имеющее на переходной характеристике небольшой выброс на плоской вершине импульса. Таким устройством является маломощный усилитель, имеющий принципиальную схему, показанную на рисунке 4.11,а. Его печатная плата показана на рисунке 4.11,б.

На вход данного усилителя подавалось семейство функций токов (рисунок 4.12 ,а) и регистрировалось семейство откликов на данное воздействие (рисунок 4.12 б). Поскольку усилитель имеет переходные характеристики с небольшим выбросом, на плоской вершине импульса, представляющие собой характеристики второго порядка (рисунок 4.12 ,б), то характеризовать его следует, используя модель второго порядка приведенную в [35]. Согласно [35] модель второго порядка описывается с использованием трех характеристических функций (вольт-амперной, кулон-вольтовой и вебер-амперной характеристик). Данные

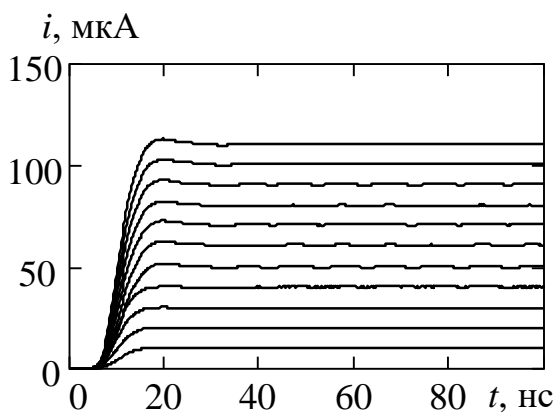
характеристические функции были экстрагированы (рисунок 4.13) в [35]. Также были косвенно измерены вольт-амперная (рисунок 4.13,а, штриховая кривая) и кулон-вольтовая (рисунок 4.13,б, штриховая кривая) характеристики по модели первого порядка.



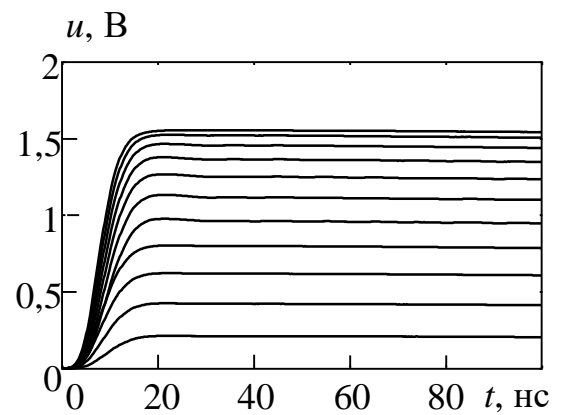
а

б

Рисунок 4.11 – Принципиальная схема малошумящего усилителя мощности (а) и его печатная плата (б)



а



б

Рисунок 4.12 – Семейство входных токов усилителя (а), семейство переходных характеристик усилителя (б)

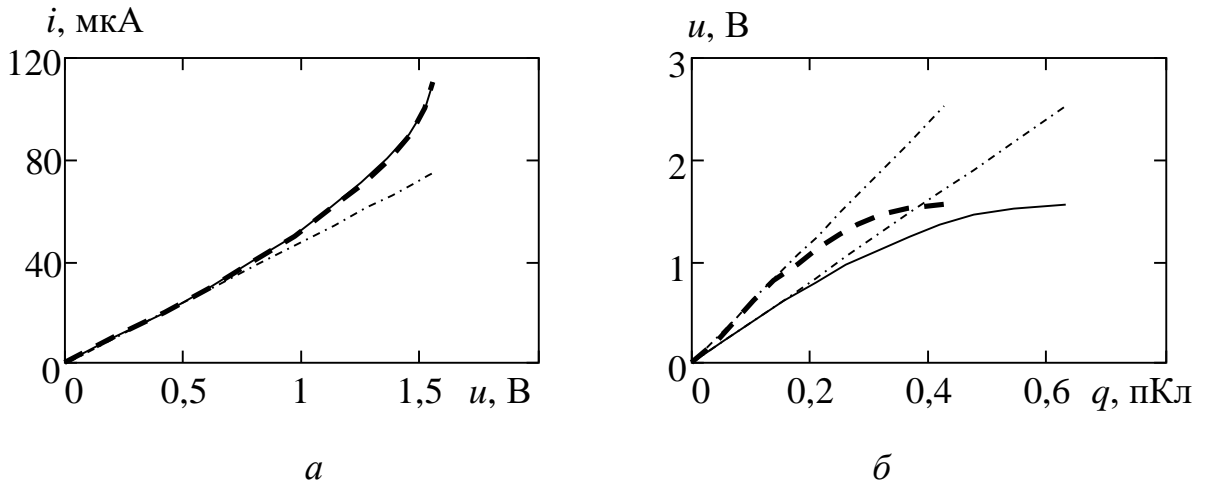


Рисунок 4.13 – ВАХ усилителя (а): экстрагированная по модели второго порядка (сплошная кривая), измеренная по модели первого порядка (штриховая кривая), линеаризованная ВАХ (штрихпунктирная кривая); КВХ усилителя (б): экстрагированная по модели второго порядка (сплошная кривая), измеренная по модели первого порядка (штриховая кривая) и их линеаризации (штрихпунктирные кривые)

Сравнивая ВАХ, измеренную по модели первого и экстрагированную по модели второго порядка (рисунок 4.13,а) можно сделать вывод о том, что они совпадают, поскольку ток и напряжение для ВАХ определяются на плоской вершине импульса в условиях завершившихся переходных процессов в объекте. Для КВХ наблюдаются различия для моделей первого и второго порядка (рисунок 4.13,б) поскольку в эквивалентной схеме второго порядка есть еще индуктивность. Она частично компенсирует действие емкости на фронте переходного процесса. И фронт ускоряется. Поэтому емкость в модели второго порядка приходится выбирать больше, чтобы получить ту же скорость нарастания фронта.

На примере рассматриваемого усилителя, имеющего небольшой выброс и относящего строго говоря к нелинейно-инерционной модели второго порядка, оценим применимость нелинейно-инерционной модели первого порядка, предложенную в подразд. 3.1. Для этих целей оценим относительную нелинейность

КВХ для моделей первого и второго порядка относительно их линейризованных кривых. Данная величина определяется в процентах выражением:

$$\delta q = \frac{q - k \cdot u}{\max(k \cdot u)} 100, \quad (4.1)$$

где δq – относительная нелинейность заряда; q – заряд на КВХ; k – коэффициент наклона линейризованной КВХ; u – напряжение; $\max(k \cdot u)$ – максимальное значение заряда линейризованной КВХ. Построим график зависимости нелинейности заряда от входного напряжения (рисунок 4.14).

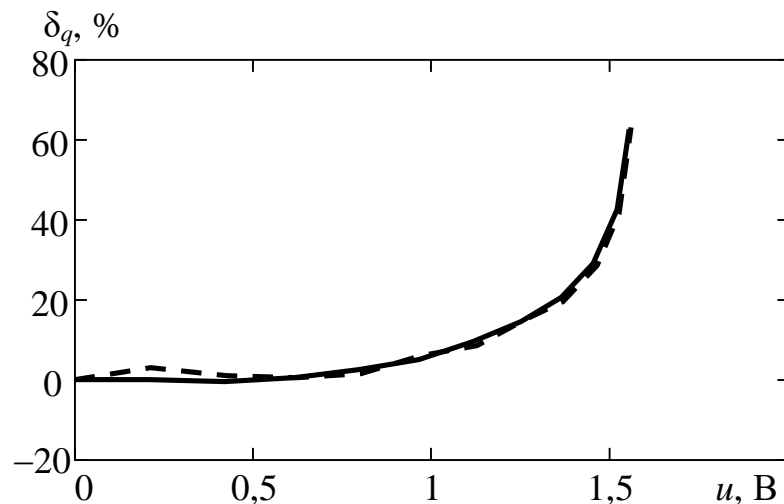


Рисунок 4.14 – Относительная нелинейность заряда: для модели первого порядка (штриховая кривая), для модели второго порядка (сплошная кривая)

Из рисунка 4.14 можно сделать вывод, что относительная нелинейность заряда для моделей первого и второго порядка совпадают. Это говорит о том, что для объекта, имеющего небольшой выброс на плоской вершине импульса, вполне применима модель первого порядка для оценки статической и динамической нелинейности исследуемого объекта.

Сравним как модель первого и второго порядка аппроксимируют переходные характеристики объекта, используя экстрагированные параметры каждой из моделей. Модель первого порядка представляет собой рекурсивный фильтр

первого порядка, по которой отклик модели на входное воздействие определяется выражениями (1.17)–(1.20). Модель второго порядка представляет собой рекурсивный фильтр второго порядка, отклик по которой на входное воздействие определяется выражениями (1.21)–(1.26). Подадим на вход каждой из моделей семейство ступенчатых токов, приведенных на рисунке 4.12 и аппроксимируем семейство переходных характеристик (ПХ) по модели первого порядка (рисунок 4.15,*а*) и по модели второго порядка (рисунок 4.15,*б*). ПХ, полученные по модели второго порядка с более высокой точностью аппроксимируют измеренные характеристики.

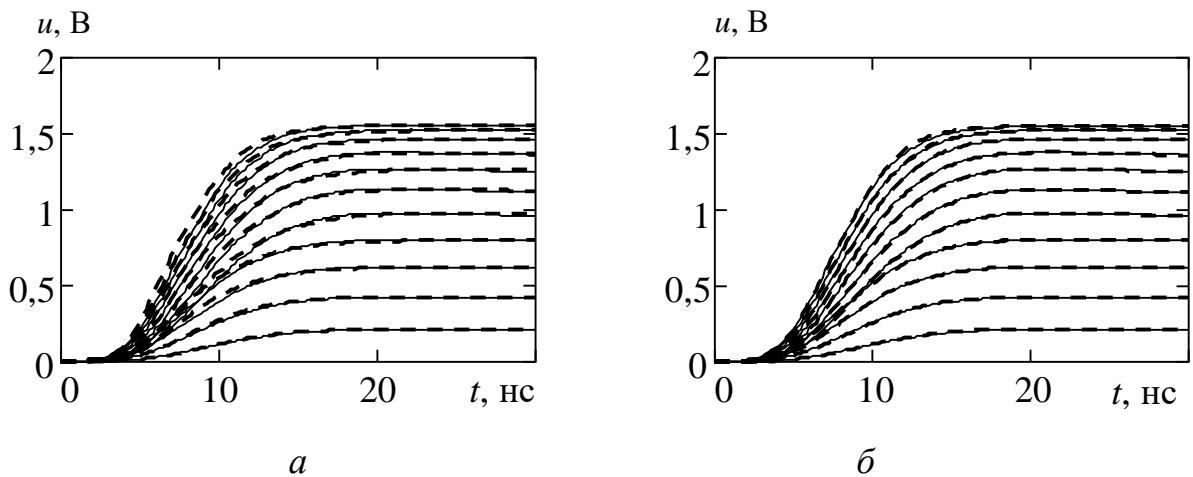


Рисунок 4.15 – Переходные характеристики для модели первого порядка (*а*): измеренные (сплошные кривые), рассчитанные по модели (штриховые кривые); переходные характеристики для модели второго порядка (*б*): измеренные (сплошные кривые), рассчитанные по модели (штриховые кривые)

Оценим относительную невязку измеренных ПХ с ПХ, полученными в результате моделирования (рисунок 4.16). Невязка нормировалась относительно измеренной переходной характеристики с максимальной амплитудой. Относительная невязка измеренных и полученных по модели первого порядка переходных характеристик составила не более 6,3 %, в то время как невязка между измеренными и полученными по модели второго порядка составила не более 1,3 %.

Относительная невязка 6.3 % вполне допустимая величина. Для сравнения, другими авторами предложены нелинейные модели, погрешность расчета по которым составляет также около 6 % [13]. Применение рекурсивных фильтров различных порядков для нелинейных устройств приведено в [89]. В некоторых случаях предпочтительнее использовать модель первого порядка, позволяющую с оцениваемой погрешностью измерять нелинейные характеристики объекта, представляющего нелинейную цепь второго порядка (с выбросом на плоской вершине импульса).

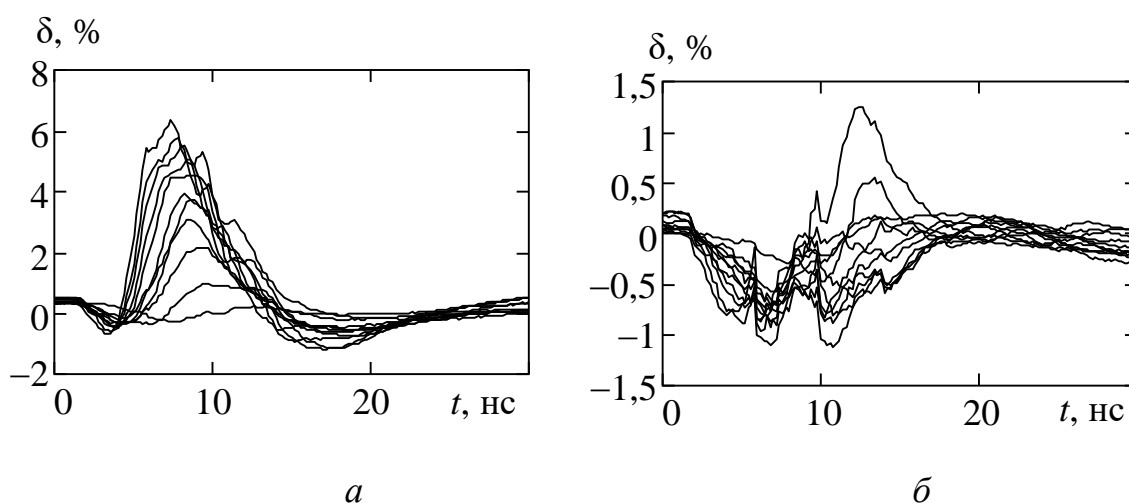


Рисунок 4.16 – Относительная невязка: измеренных кривых и полученных по модели первого порядка (*a*), измеренных кривых и полученных по модели второго порядка (*б*)

4.4 Выводы по четвертому разделу

Проведенные экспериментальные исследования подтверждают осуществимость и эффективность предложенного способа характеристики нелинейных цепей при использовании нелинейно-инерционной модели первого порядка. Полученные нелинейные характеристики объектов в результате косвенных измерений позволяют с хорошей точностью аппроксимировать

переходные характеристики объектов. По результатам всех вышеописанных экспериментов можно сделать следующие выводы.

1. На примере трехкаскадного усилителя мощности получены его нелинейные вольт-амперная и кулон-вольтовая характеристики с оцениваемой погрешностью, зависящей от погрешности измерительных приборов. Относительная погрешностью измерения: тока не более 0,3 %, напряжения не более 0,3 % и заряда не более 1,9%. Полученные нелинейные характеристики цепей позволяют аппроксимировать переходные характеристики усилителя с относительной погрешностью не более 3,2 %.

2. На примере того же усилителя мощности показано, что динамическая нелинейность объекта проявляется по напряжению раньше статической нелинейности и там, где статическая нелинейность незначительна. Динамическая нелинейность для данного усилителя (кулон-вольтовая характеристика) проявляется при 40 В, в то время как статическая нелинейность (вольт-амперная характеристика) начинает проявляться при 45 В.

3. На примере того же усилителя мощности выполнена валидация нелинейной модели при воздействии на её вход семейства импульсов. В качестве примера для моделирования было выбрано семейство импульсов напряжений (пересчитанных во входные токи), длительностью меньше длительности переходной характеристики усилителя. Рассчитанные для таких воздействий отклики имеют относительную невязку не более 5 % от измеренных на данные воздействия откликов.

4. На примере малошумящего усилителя мощности с небольшим выбросом на плоской вершине импульса, представляющие собой характеристики второго порядка, показана применимость нелинейно-инерционной модели на основе рекурсивного фильтра первого порядка. Модель с измеренными косвенно ВАХ и КВХ позволяют с погрешностью не более 6,3 % аппроксимировать переходные характеристики при воздействии семейства тестовых ступенчатых токов. Такая

погрешность аппроксимации допустима в большинстве случаев для нелинейных поведенческих моделей, приводимых в литературе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты, полученные в процессе работы, можно сформулировать следующим образом:

1) проведен анализ существующих нелинейных поведенческих моделей и методов, позволяющих проектировать работу радиоэлектронных устройств, работающих при воздействии сверхширокополосных сигналов;

2) предложен метод характеристики нелинейных видеоимпульсных устройств и цепей, на основе нелинейно-инерционной модели первого порядка, позволяющий одновременно учитывать статическую нелинейность объекта (устройства, цепи) и динамическую нелинейность объекта;

3) на основе предложенного метода была разработана автоматизированная установка для измерения нелинейных (вольт-амперной и кулон-вольтовой) характеристик цепей;

4) были выявлены и скорректированы источники погрешности, влияющие на результат измерения нелинейных характеристик цепей;

5) на примере трехкаскадного усилителя мощности измерены его нелинейные характеристики, при которых погрешность аппроксимации измеренных переходных характеристик моделью составляет не более 3,2 %;

6) предложена методика расчета погрешности измеряемых нелинейных характеристик объекта (погрешности тока, напряжения и заряда);

7) на примере того же усилителя мощности выполнена валидация модели первого порядка для произвольного входного воздействия ограниченной длительности, представляющего собой суперпозицию ступенчатых функций, погрешность моделирования для которого будет теоретически максимальная.

(погрешность аппроксимации откликов для тестовых токов длительностью 120 нс составляет не более 5 %, что типично для поведенческих моделей);

8) на примере малошумящего усилителя, представляющего собой цепь второго порядка, показана возможность применения нелинейно-инерционной модели первого порядка для характеристики объектов, представляющих собой цепь более высокого порядка. Показано, что предложенная модель правильно отражает относительную динамическую нелинейность устройств и более высоких порядков, что означает возможность применять разработанный способ характеристики в качестве универсального способа измерения нелинейности объекта.

Рекомендации

1. Разработанный способ характеристики нелинейных импульсных устройств позволяет получить поведенческую модель первого порядка устройства, которую можно использовать на этапе структурного проектирования радиотехнической системы для увеличения скорости разработки системы.

2. Полученная нелинейная поведенческая модель устройства может быть использована для расчета отклика устройства на произвольное входное воздействие (в том числе видеоимпульсное).

3. При косвенном измерении ВАХ и КВХ устройства необходимо выбирать точку стробирования на плоской вершине переходной характеристики ближе к окончанию фронта импульса, чтобы устранить влияние переходных процессов, не укладываемых в используемую поведенческую модель. Таким образом, сохраняется удовлетворительное качество моделирования.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Разработка поведенческих моделей порядка выше первого, позволит также определять параметры модели методом измерения, а не подбора. Поведенческая модель более высокого порядка позволит рассчитывать поведение устройства, имеющее порядок выше первого, с меньшей относительной погрешностью невязки между измеренными и рассчитанными по модели откликами.

2. Применение предложенной модели для устройств с более широким диапазоном частот. Таким образом, это сводится к разработке автоматизированной установки, позволяющей измерять нелинейные характеристики цепей, имеющих переходные характеристики с меньшей длительностью переходного процесса.

3. Разработка поведенческих моделей, учитывающих не только связь между входом и выходом модели на проход, а также влияние коэффициента отражения от устройства на его отклик.

4. Использование неквазистатических моделей устройств, которые позволяют учитывать эффекты медленного нарастания напряжения на плоской вершине импульса.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ВАХ – Вольт-амперная характеристика

КВХ – Кулон-вольтовая характеристика

САПР – Система автоматизированного проектирования

ИС – Интегральная схема

НСБМ – Нелинейный стационарный безынерционный многополюсник

СВЧ – Сверхвысокие частоты

ПХ – Переходная характеристика

ВФХ – Вольт-фарадная характеристика

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – Изд. 2-е, испр. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0497-8 (рус.).
2. Палшков, В. В. Радиоприемные устройства : учеб. пособие / В. В. Палшков. – М. : Радио и связь, 1984. – 392 с.
3. Якубов, В. П. Дистанционная сверхширокополосная томография нелинейных радиоэлектронных элементов / В. П. Якубов, С. Э. Шипилов, Р. Н. Сатаров, А. В. Юрченко // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, вып. 2.
4. Подповерхностная радиолокация / под ред. М. И. Финкельштейна. – М. : Радио и связь, 1994. – 216 с.
5. Вопросы подповерхностной радиолокации / под ред. А. Ю. Гринева. – М. : Радиотехника, 2005. – 416 с.
6. Скосырев, В. Н. Повышение информативности радиолокационных систем на основе технологий сверхширокополосных сигналов / В. Н. Скосырев // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – № 7. – URL: <http://jre.cplire.ru/koi/jul12/9/text.html> (дата обращения: 02.07.2015).
7. Черняк, В. С. Теоретические вопросы обнаружения и определения местоположения людей в завалах с помощью многопозиционного сверхширокополосного радиолокационного устройства / В. С. Черняк. – URL: http://uwbgroun.ru/pdf/06_crca_id1.pdf.
8. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэффектов / Э. В. Семенов, С. А. Артищев, А. А. Городилов, С. Б. Сунцов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2012) : материалы 22 Междунар. конф. Севастополь, Украина, 10–14 сентября 2012 г. – Севастополь : Вебер. – 2012. – Т. 1. – С. 915–916.

9. Артищев, С. А. Способ обнаружения малых дефектов электрических контактов методом термонелинейной рефлектометрии с применением компенсации нестационарности генератора тестовых сигналов / С. А. Артищев, Э. В. Семенов // 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.

10. Патент 2560034 Российская Федерация, МПК 2013 G01R 31/11. Способ обнаружения некачественного электрического контакта : № 2014108784/28 : заявл. 06.03.2014 : опубликовано 20.08.2015 / Артищев С. А., Семенов Э. В. ; патентообладатель Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – Бюл. № 23.

11. Чистяков, А. Пассивные компоненты и материалы для источников питания / А. Чистяков // Электронные компоненты. – 2015. – № 12. – С. 64–66.

12. Pedro, J. C. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches / J. C Pedro, S. A. Maas // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – Apr., 2005. – Vol. 53, No 4. – P. 1150–1163. – doi: 10.1109/TMTT.2005.845723.

13. Nonlinear system and subsystem modeling in the domain / M. I. Sobhy, E. A. Hosny, M. W. R. Ng, E. A. Bakkar // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – Dec., 1996. – Vol. 44, No 12. – P. 2571–2579. – doi: 10.1109/22.554605.

14. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. для вузов / И. С. Гоноровский. – 4-е изд. перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.

15. Root, D. E. New techniques for nonlinear behavioral modeling of microwave/RF IC's from simulation and nonlinear microwave measurements / D. E. Root, J. Wood, N. Tufillaro // in Proc. 40th ACM/IEEE Design Automation Conf. – Anaheim, CA. – Jun., 2003. – P. 85–90.

16. Tasker, P. J. Practical Waveform Engineering / P. J. Tasker // Microwave Magazine, IEEE. – Dec., 2009. – Vol. 10, Issue 7. – P. 65–67. – doi: 10.1109/MMM.2009.934518.

17. Verspecht, J. Characterizing components under large signal excitation: Defining sensible ‘large signal S-parameters’ / J. Verspecht, M. V. Bossche, F. Verbeyst // in 49th IEEE ARFTG Conf. Dig. – Denver, CO. – Jun., 1997. – P. 109–117.
18. Odonyev, O. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path / O. Odonyev, V. Izhutkin // 2020 International Youth Conference on Radio Electronics. – M. – Mar., 2020. – doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184.
19. Broadband poly-harmonic distortion (PHD) behavioral models from fast automated simulations and large-signal vectorial network measurements / D. E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit [et al.] // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – Dec., 2005. – Vol. 53, No 11. – P. 3656–3664. – doi: 10.1109/TMTT.2005.855728.
20. Qi, H. Novel nonlinear model for rapid waveform-based extraction enabling accurate high power PA design / H. Qi, J. Benedikt, P.J. Tasker // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium. – Jun, 2007. – P. 2019–2022. – doi: 10.1109/MWSYM.2007.380246.
21. A novel measurement based method enabling rapid extraction of a RF waveform look-up table based behavioral model / S. Woodington, T. Williams, H. Qi [et al.] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Atlanta. – 15–20 Jun., 2008. – P. 1453–1456. – doi: 10.1109/MWSYM.2008.4633053.
22. Qi, H. A novel approach for effective import of nonlinear device characteristics into CAD for large signal power amplifier design / H. Qi, J. Benedikt, P.J. Tasker // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Jun., 2006. – P. 477–480. – doi: 10.1109/MWSYM.2006.249596.
23. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers / D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim [et al.] // IEEE Trans. Signal Process. – 2006. – Vol. 54, No 10. – P. 3852–3860. – doi: 10.1109/TSP.2006.879264.
24. Behavioral modeling of power amplifiers with modern machine learning techniques / S. Dikmese, L. Anttila, P. P. Campo [et al.] // IEEE MTT-S International

Microwave Conference on Hardware and Systems for 5G and Beyond (IMC-5G). – 2019. – doi: 10.1109/IMC-5G47857.2019.9160381.

25. Amini Amir-Reza. Time-invariant behavioral modeling for harmonic balance simulation based on waveform shape maps / Amir-Reza Amini, S. Boumaiza // IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). – Aug., 2015. – doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098.

26. Грановский, В. А. Динамические измерения / В. А. Грановский. – Л. : Энергоатомиздат, 1984. – 219 с.

27. Пупков, К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем / К. А. Пупков, В. И. Капалин, А. С. Ющенко. – М. : Наука, 1976. – 448 с.

28. Baytekin, B. Analysis and design of monolithic radio frequency linear power amplifiers : dissertation for the degree of Doctor of Philosophy, Electrical Engineering and Computer Science. – University of California at Berkely, 2004.

29. Rafie, M. Nonlinear distortion analysis of an amplifier, having a large number of nonlinear elements, using volterra series / M. Rafie, A. Abdipour, G. Moradi // International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications. – 2008. – doi: 10.1109/AMTA.2008.4763125.

30. State-of-the-art in volterra series modeling for ADC nonlinearity / X. Hu, M. Hong, J. Peng, T. Chen // Second Asia International Conference on Modelling & Simulation (AMS). – 2008. – doi: 10.1109/AMS.2008.35.

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

32. Ланнэ, А. А. Синтез нелинейных систем / А. А. Ланнэ // Электронное моделирование. – 1980. – № 1.

33. Лабутин, С. А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений импульсных сигналов в измерительных преобразователях / С. А. Лабутин // Техника средств связи. – 1989. – Вып. 1. – С. 9–15.

34. Лабутин, С. А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений квазигармонических сигналов в стробоскопическом преобразователе / С. А. Лабутин, М. М. Лейфер, Ю. А. Рябинин // Техника средств связи. – 1985. – Вып. 6. – С. 1–4.

35. Semyonov, E. V. Simple behavioral model of baseband pulse devices in the form of a second-order nonlinear recursive filter / E. V. Semyonov // *IEEE Transactions on Circuits and Systems-ii: express briefs*. – 2021. – Vol. 68, No 6. – P. 2192–2196.

36. Семенов, Э. В. Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей / Э. В. Семенов // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. – 2022. – Т. 25, № 2. – С. 29–39.

37. Semyonov, E. V. Synthesis of behavioral models for circuits with nonlinearity less than model error / E. V. Semyonov // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – doi: 10.1109/TCSII.2022.3231873.

38. Tarantola, A. Inverse problem theory and methods for model parameter estimation / A. Tarantola // *Soc. Ind. Appl. Math.* – Philadelphia, PA, USA. – 2005. – P. 11–12. – doi: 10.1137/1.9780898717921.

39. A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* – 1988. – Vol. 36, No 7. – P. 1151–1159.

40. Berroth, M. Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit / M. Berroth, R. Bosch // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* – 1990. – Vol. 38, No 7. – P. 891–895.

41. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs / J. Man-Young [et al.] // *IEICE Trans. Electron.* – 1999. – Vol. E82-C, No 11. – P. 1968–1976.

42. Huang, A. A New Extraction Method of Extrinsic Elements of GaAs/GaN HEMTs / Z. Zhong, Y. Guo, W. Wu // *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*. – 2014. – doi: 10.1109/RFIT.2014.6933249.

43. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs / R. Tayrani, J. Gerber, T. Daniel [et al.] // 23rd European Microwave Conference. – 1993. – P. 451–453. – doi: 10.1109/EUMA.1993.336593.

44. Степачева, А. В. Экстракция внешних параметров малосигнальной модели СВЧ полевого транзистора с применением комбинированной методики / А. В. Степачева, И. М. Добуш // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 138–144.

45. Степанов, В. И. Универсальный алгоритм построения линейной модели GaAs pHEMT СВЧ-транзистора для усилительных применений / В. И. Степанов, А. А. Попов, А. С. Сальников // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС) : Всерос. науч.-техн. конф. – М. – 2020. – С. 76–82. – doi: 10.31114/2078-7707-2020-4-76-82.

46. Коколов, А. А. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов / А. А. Коколов, Л. И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22), ч. 1. – С. 153–156.

47. White, P. M. Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from 'Coldfet' measurements / P.M. White, R.M. Healy // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1993. – Vol. 3, No 12. – P. 453-454

48. A Comparative Study on the Parasitic Parameter Extraction Techniques for the Small-Signal Microwave Phemt Modeling / A. A. Popov, D. V. Bilevich, A. S. Salnikov [et al.] // XIII International scientific and technical conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics). – 2019. – doi: 10.1109/Dynamics47113.2019.8944631.

49. Qian, F. Small Signal Equivalent Circuit Modeling for AlGaIn/GaN HFET: Hybrid Extraction Method for Determining Circuit Elements of AlGaIn/GaN HFET / F. Qian, J. H. Leach, H. Morkoc // Proceedings of the IEEE. – 2010. – Vol. 98, No 7. – P. 1140–1150.

50. Masar, M. Fast and accurate method for small-signal fet equivalent circuit identification / M. Masar, M. M. Tomaka, M. Klasovity // Proceedings of the International

Conference Mixed Design of Integrated Circuits and System (MIXDES). – 2006. – P. 475–479.

51. Angelov, I. A new empirical model for HEMT and MESFET devices / I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1992. – Vol. 40. – P. 2258–2268. – doi: 10.1109/22.179888.

52. A Classic Nonlinear FET Model for GaN HEMT Devices / F. Kharabi, M. J. Poulton, D. Halchin, D. Green // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium. – 2007. – P. 1–4. – doi: 10.1109/CSICS07.2007.30.

53. Materka, A. Computer calculations of large-signal GaAs FET amplifier characteristic / A. Materka, T. Kacprzak // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. 33. – P. 129–135. – doi: 10.1109/TMTT.1985.1132960.

54. Curtice, W. R. A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifier / W. R. Curtice, M. Ettenberg // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. 33, No 12. – P. 1383–1394.

55. Keysight E4980A/AL Precision LCR Meter. – URL: <https://www.cmc.ca/wp-content/uploads/2019/07/E4980A-User-Guide.pdf>. – P. 529.

56. Измеритель иммитанса-миллиомметр E7-30. – URL: <https://www.mnipi.ru/products.php?group=6&device=7> (дата обращения: 25.02.2023).

57. Paggi, M. Nonlinear GaAs MESFET modeling using pulsed gate measurements / M. Paggi, P. H. Williams, J. M. Borrego // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36, No 12. – P. 1593–1597.

58. Семёнов, Э. В. Исследование нелинейности преобразования детерминированных сверхширокополосных сигналов путем линейного комбинирования откликов объекта на линейно зависимые тестовые сигналы / Э. В. Семёнов // Изв. Томск. Политехн. ун-та. – 2004. – Т. 307, № 4. – С. 18–21.

59. Semyonov, E. V. The method of ultra-short pulse current-voltage and capacity-voltage characterization / E. V. Semyonov // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011 21th International Crimean Conference. – 2011. – P. 873–874.

60. 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.

61. Using the ramp rate method for making quasistatic C-V measurements with the 4200A-SCS parameter analyzer. – URL: https://download.tek.com/document/1KW-60639-0_QuasistaticC-V_4200A-SCS_AN.pdf (дата обращения: 18.04.23).

62. Semyonov, E. V. Ultra-short pulse meter of current-voltage and capacitance-voltage characteristics for Ni LabVIEW / E. V. Semyonov // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo) : 22nd International Crimean Conference. – 2012. – P. 857–858.

63. Семенов, Э. В. Программно-аппаратный комплекс для сверхкороткоимпульсной характеристики полупроводниковых элементов / Э. В. Семенов // Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments-2012 : сб. тр. XI междунар. науч.-практ. конф., Москва 6–7 декабря, 2012 г. – М. : ДМК-пресс. – 2012.

64. Назаров, М. А. Оценка систематической погрешности измерения формы импульсного сигнала регистрирующим устройством / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Материалы всерос. науч.-техн. конф. студентов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2013». – 2013. – Ч. 1. – С. 324–326.

65. Назаров, М. А. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей с применением трансверсального фильтра / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // 26 междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Крымико. – 2016. – С. 1920–1926.

66. Назаров, М. А. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного характериографа / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments-2013 : сб. тр. конф., 28–29 ноября, Москва. – 2013. – С. 1–5.

67. Назаров, М. А. Анализ искажений короткоимпульсных сигналов минимально фазовыми и фазолинейными фильтрами / М. А. Назаров,

Э. В. Семенов // Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» : материалы докл. – 2015. – № 1-1. – С. 65–69.

68. Keithley 4200A-SCS Parameter Analyzer. – URL: <https://www.tek.com/en/products/keithley/4200a-scs-parameter-analyzer> (дата обращения: 18.04.2023).

69. 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-160-04722817.pdf>.

70. <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5422-specs/page/specs.html#>, свободный (дата обращения: 09.04.2023).

71. <https://www.apexwaves.com/pdf/manuals/PXI-1033/PXI-1033-User-Manual.pdf>, свободный (дата обращения: 31.01.2023).

72. **Назаров, М. А.** Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 3 (29). – С. 38–42.

73. <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5114-specs/page/specs.html>, свободный (дата обращения: 09.04.2023).

74. <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-4130-specs/page/specs.html>, свободный (дата обращения: 09.04.2023).

75. Semyonov, E. V. Using the difference between convolutions of test signals and responses of the object to study the nonlinearity of the conversion of ultra-wideband signals / E. V. Semyonov, A. V. Semyonov // Radio engineering and electronics. – 2007. – Vol. 52, No 4. – P. 480–485. (In Russ.).

76. Semyonov, E. V. Measurements of the nonlinearity of the ultra wideband signals transformation / E. V. Semyonov, A. G. Loschilov // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture and Implementation. – Rijeka, Croatia: InTech. – 2011. – P. 3–16. – doi: 10.5772/16867.

77. Иванов, И. Ф. О едином методе измерения нелинейности импульсных устройств / И. Ф. Иванов, В. С. Трофимов // Радиотехника. – 1963. – Т. 18, № 2. – С. 52–60.

78. Calculating passive intermodulation products with IM Microscope method / W. Haining, L. Jiangang, W. Jiqin, Z. Chenxin // J. of Air Force Engineering University: Natural Science Edition. – 2005. – Vol. 6, No 3. – P. 47–49. – URL: http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314.

79. The IM microscope: a new approach to nonlinear analysis of signals in satellite communications systems / D. S. Arnstein, X. T. Vuong, C. B. Cotner, H. M. Daryanani // COMSAT Technical Review. – 1992. – Vol. 22, No 1. – P. 93–123. – URL: <http://www.comsatlegacy.com/COMSAT Technical Review/CTR Spring 1992, INT-VI and Sig Process, V. 22-1.PDF>.

80. Морозов, В. В. Методы обработки результатов физического эксперимента // В. В. Морозов, Б. Е. Сobotковский, И. Л. Шейнман. – С. 63. – URL: <https://etu.ru/assets/files/Faculty-FEL/Fisika/MethodExperiment.pdf>, свободный (дата обращения: 05.06.2023).

81. Назаров, М. А. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Изв. высш. учеб. заведений России. Радиоэлектроника. – 2023. – Т. 26, № 4. – С. 123–132.

82. Назаров, М. А. Измерение вольтфарадной характеристики конденсатора при воздействии видеоимпульсным сигналом / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Научная сессия ТУСУР-2015 : материалы Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск. – 2015. – С. 35–37.

83. Назаров, М. А. Исследование сверхкороткоимпульсной модели конденсатора / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Материалы докладов 25-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – 2015. – С. 582, 583.

84. Назаров, М. А. Определение чувствительности приемника сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик диэлектрических материалов / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments-2014 : сб. тр. XIII междунар. науч.-практ. конф., 19–20 ноября, Москва. – 2014. – С. 21–23.

85. **Nazarov, M. A.** Specificity of Inaccuracy of Indirect Measurements of Capacitance-Voltage Characteristics by Means of Ultra-Short Pulse Method / M. A. Nazarov, E. V. Semyonov // 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), 7–13 September, Sevastopol, Crimea, Russia. – P. 948, 949. – doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959708.

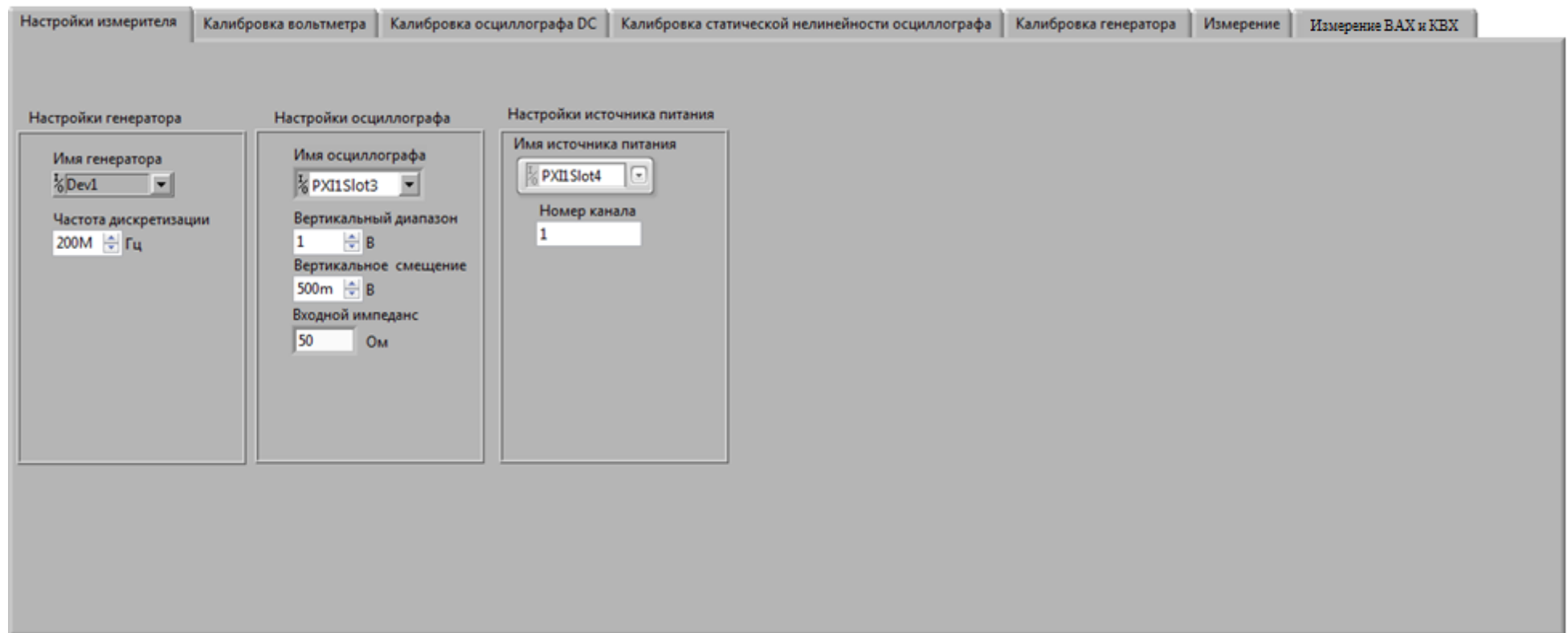
86. **Назаров, М. А.** Сопоставление квазистатической и неквазистатической видеоимпульсной модели конденсатора при различном уровне тестовых воздействий / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 50–52.

87. Modeling and Experimental Study of the Nonlinear Baseband Pulse Radar Prototype / E. V. Semyonov, A. V. Fateev, **M. A. Nazarov**, A. A. Berezin // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – doi: 10.1109/RSEMW58451.2023.10201997.

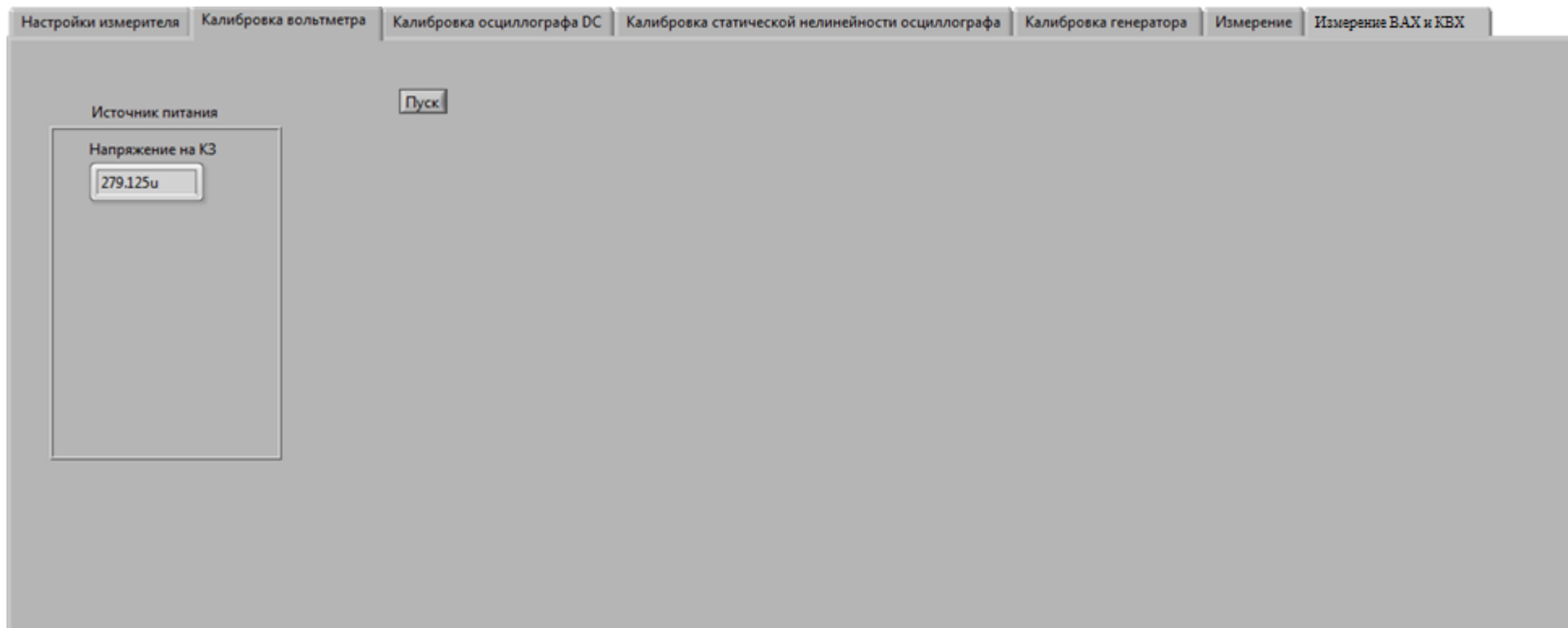
88. **Назаров, М. А.** Анализ нелинейно-инерционных свойств устройств оцифровки с использованием их модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра / М. А. Назаров, Э. В. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 4. – С. 110–114. – doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114.

89. Семенов, Э. В. Универсальная компактная модель нелинейных устройств для видеоимпульсного режима / Э. В. Семенов, **М. А. Назаров** // ЭКБ и микроэлектронные модули. Российский форум «Микроэлектроника» : тез. докл. науч. конф. – 2022. – С. 325–326.

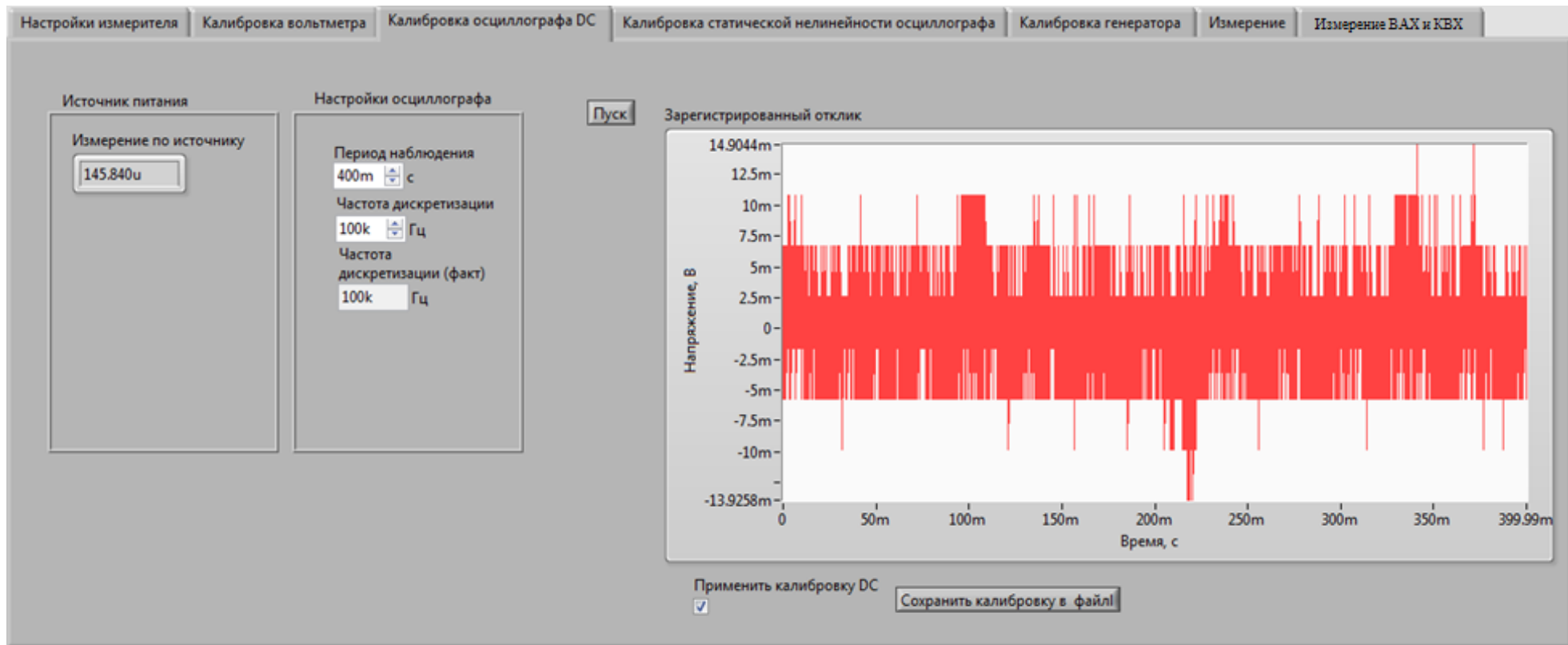
ПРИЛОЖЕНИЕ А
ИНТЕРФЕЙС ПРОГРАММЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ УСТАНОВКИ
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТА



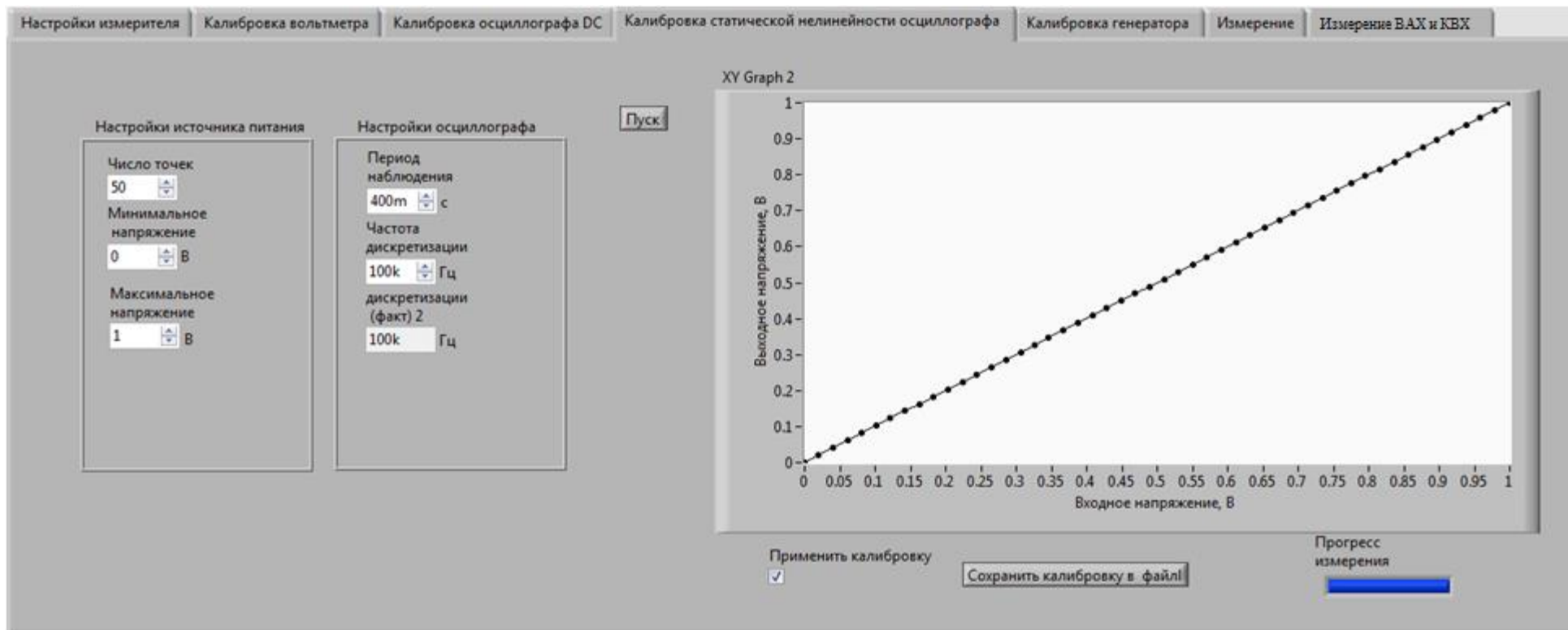
Вкладка «Настройки измерителя» автоматизированной установки для измерения нелинейных характеристик цепей



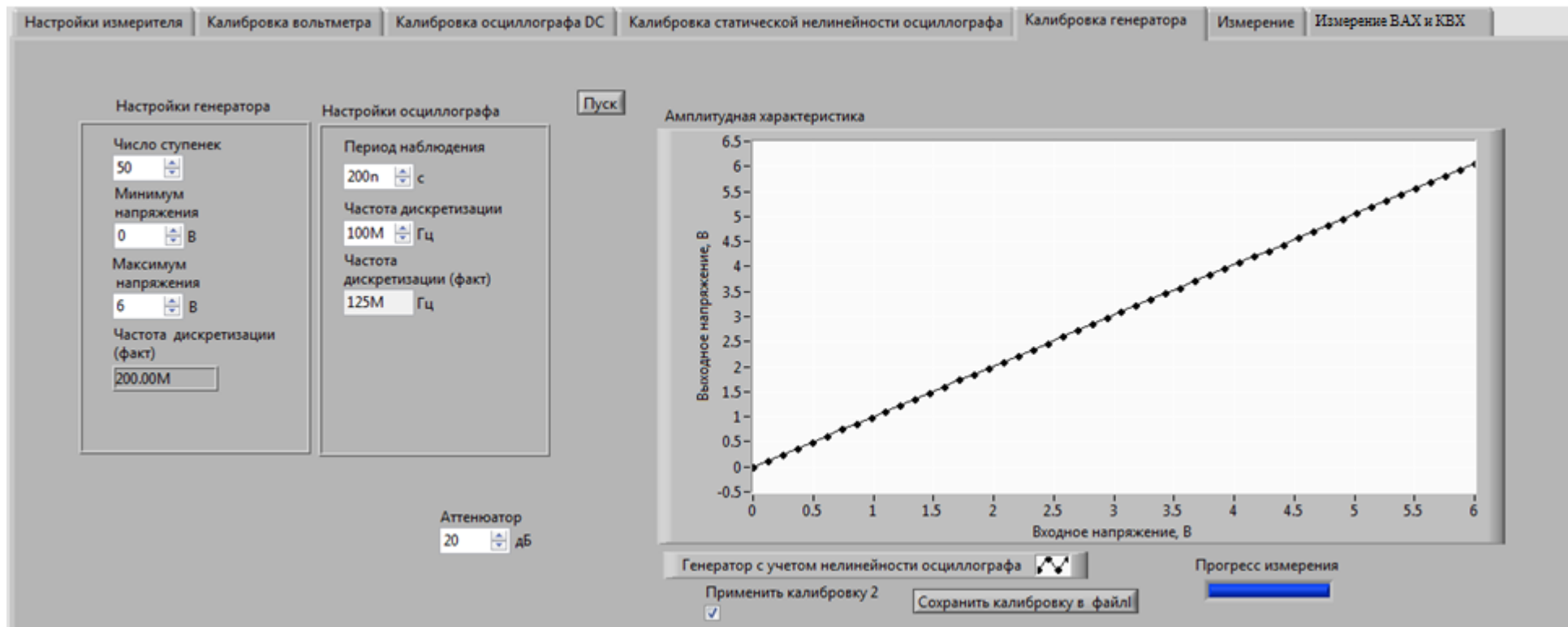
Вкладка «Калибровка вольтметра», используемая для калибровки постоянного смещения вольтметра



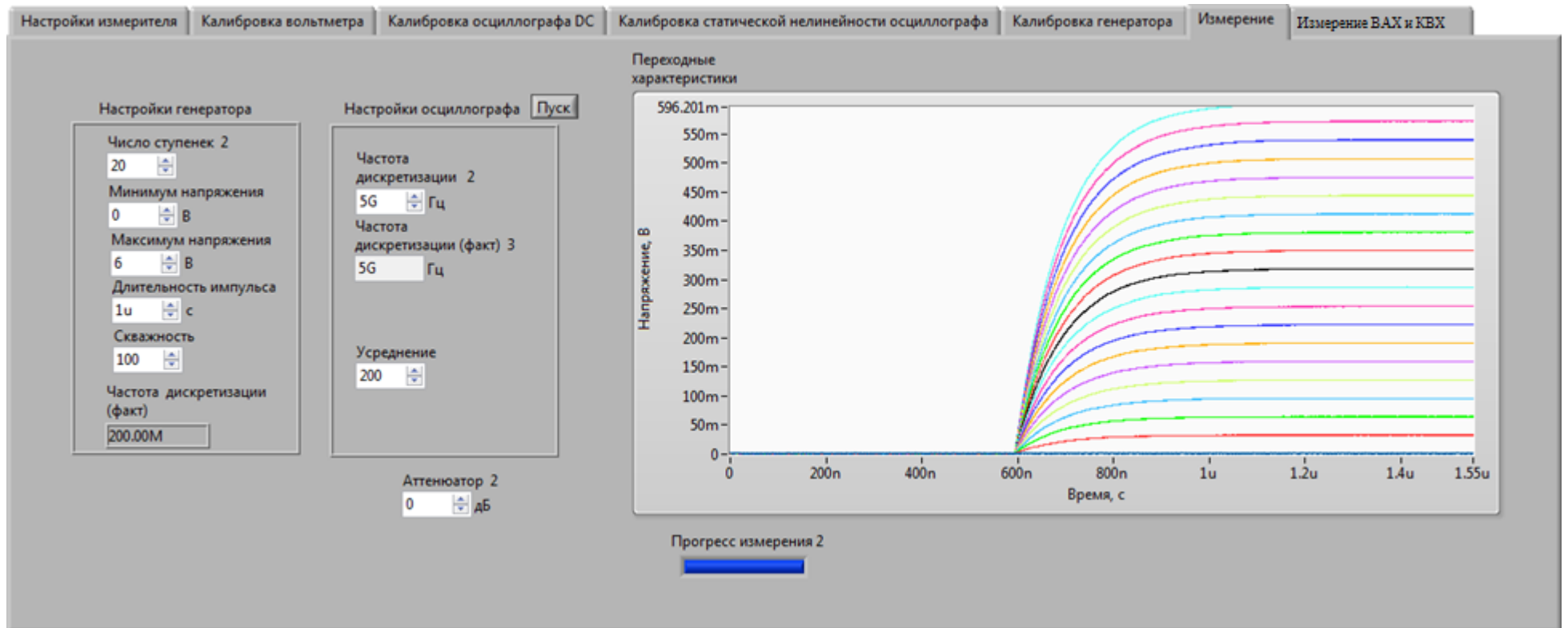
Вкладка «Калибровка осциллографа DC», используемая для калибровки постоянного смещения канала осциллографа



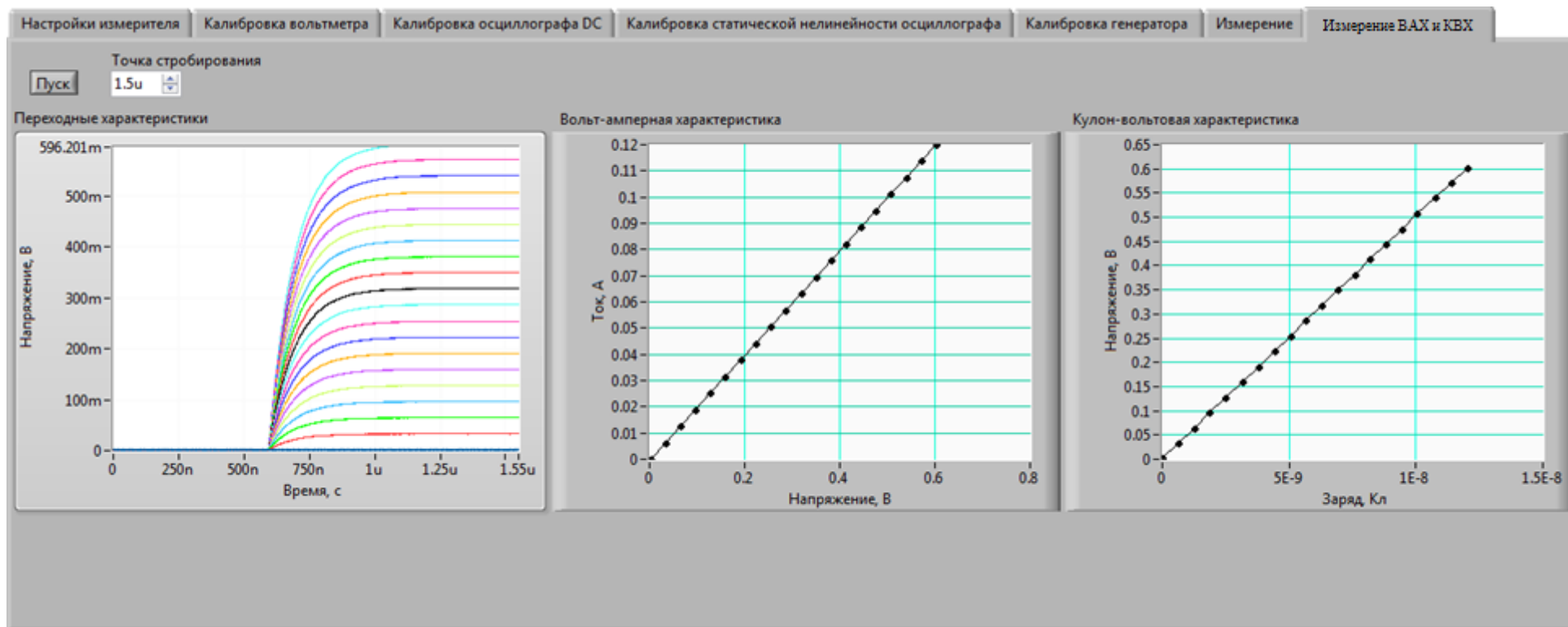
Вкладка «Калибровка статической нелинейности осциллографа», используемая для калибровки амплитудной характеристики канала осциллографа



Вкладка «Калибровка генератора», используемая для калибровки амплитудной характеристики канала генератора



Вкладка «Измерение», используемая для измерения переходных характеристик исследуемого устройства



Вкладка «Измерение ВАХ и КВХ», используемая для измерения переходных характеристик исследуемого устройства.

На вкладке изображены характеристики меры нелинейности

ПРИЛОЖЕНИЕ Б (справочное) АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

ТУСУР

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»**

ОКПО 02069326, ОГРН 1027000867068,
ИНН 7021000043, КПП 701701001

пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050

тел: (3822) 510-530
факс: (3822) 513-262, 526-365
e-mail: office@tusur.ru
http:// www.tusur.ru



ТВЕРЖДАЮ

Проректор по НРИ ТУСУР,
к.т.н., доцент

А.Г. Лошилов

«___» _____ 2023 г.

А К Т

об использовании результатов

диссертационной работы Назарова Максима Андреевича «Автоматическое измерение характеристик нелинейно-инерционной поведенческой модели первого порядка», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Комиссия в составе:

председатель – заведующий каф. РСС, к.т.н. А.В. Фатеев

член комиссии: профессор каф. РСС, д.т.н. Б.И. Авдоченко

член комиссии: доцент каф. РСС, к.т.н. А.А. Трубачев

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Автоматическое измерение характеристик нелинейно-инерционной поведенческой модели первого порядка», использованы на каф. РСС при выполнении НИР Российского научного фонда, грант № 22-29-00605 «Характеризация нелинейно-инерционных свойств и динамического диапазона систем со сложными и импульсными широкополосными сигналами».

Результат: законченная автоматизированная установка для измерения нелинейных характеристик цепей на основе нелинейно-инерционной модели первого порядка.

С использованием установки в рамках федерального проекта «Передовые инженерные школы» подготовлены перечисленные ниже лабораторные работы для образовательных модулей магистратуры по направлению «Радиотехника»:

1. Изучение метода характеризации нелинейных цепей с использованием рекурсивного фильтра первого порядка. Калибровка с использованием линейного эталона.
2. Изучение метода характеризации нелинейных цепей с использованием рекурсивного фильтра первого порядка. Измерение нелинейных характеристик электрорадиоэлементов и устройств.
3. Изучение метода характеризации нелинейных цепей с использованием рекурсивного фильтра первого порядка. Оценивание погрешности измерения нелинейных характеристик цепей.

Член комиссии

Член комиссии

Председатель комиссии

Б.И. Авдоченко

А.А. Трубачев

А.В. Фатеев

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «РОССИЙСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»



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

✉ Россия, 634041, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а, ИНН/КПП 7017084932/701701001
☎ (382-2) 288-288 (приемная), факс (382-2) 555-089.
E-mail: niipp@niipp.ru www.niipp.ru



УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по научной работе
А.В. Васильев
2023

АКТ

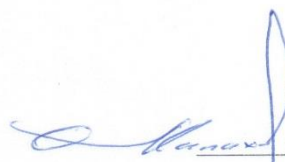
об использовании результатов диссертационной работы

Настоящим актом подтверждаем, что результаты научных исследований по реализации автоматизированной установки для измерения нелинейных характеристик цепей на основе нелинейно-инерционной модели первого порядка, полученной в работе Максима Андреевича Назарова «Автоматическое измерение характеристик нелинейно-инерционной поведенческой модели первого порядка», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», использовались в ОКР «Эквивалент-У» при разработке макета автоматизированной установки для измерения пробивного напряжения диодов Ганна 3А702А.

Измерения проводились в короткоимпульсном режиме (сотни нс) с большой амплитудой (до 60 В), для чего был разработан и смонтирован импульсный усилитель. По предложенному в диссертации методу была получена нелинейная поведенческая модель усилителя для макета автоматизированной установки измерения пробивного напряжения диодов Ганна, которая позволила правильно предсказать предельные достижимые параметры установки и выполнить ее моделирование на системном уровне в САПР.

Председатель комиссии:

Главный конструктор направления,
начальник лаборатории 42, к.ф.-м.н.

 О.Ю. Малаховский

Члены комиссии:

Главный технолог

 Е.Ю. Воробинский

Инженер

 Е.В.Шинкевич

ПРИЛОЖЕНИЕ В (справочное) РЕЗУЛЬТАТЫ
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017612921

Коррекция линейных искажений и фильтрация шумов
сигнала, зарегистрированного цифровым осциллографом

Правообладатель: *Назаров Максим Андреевич (RU)*

Автор: *Назаров Максим Андреевич (RU)*

Заявка № 2017610327

Дата поступления 16 января 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 06 марта 2017 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



ПРИЛОЖЕНИЕ Г (справочное) ДИПЛОМЫ





ФОНД СОДЕЙСТВИЯ РАЗВИТИЮ
малых форм предприятий в научно-технической сфере

ДИПЛОМ

Победитель программы “Участник молодежного
научно-инновационного конкурса” (“УМНИК”)

Назаров

Максим Андреевич

*Председатель
Наблюдательного совета*

И.М. Бортник

*Генеральный директор
Фонда содействия развитию
малых форм предприятий
в научно-технической сфере*



С.Г. Поляков