

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



ШЕВЧЕНКО ГЛЕБ МИХАЙЛОВИЧ

**ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЭА ЗА СЧЕТ
ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА С НЕКВАЗИСТАТИЧЕСКИМИ
ЭФФЕКТАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ**

Специальность 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

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

Томск – 2022

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. АКТУАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПО РЕАЛИЗАЦИИ ВНУТРЕННЕЙ ИНЕРЦИИ ДИОДА В ВИДЕ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ	15
1.1 Основы классического представления квазистатической модели диода.....	15
1.2 Модели диода, предложенные в САПР и производителями ЭКБ.....	20
1.3 Модели диода предложенные в научных трудах	25
1.4 Модели биполярных транзисторов.....	34
1.5 Оценка влияния измерительного тракта на фронты импульса тока обратного восстановления диода.....	39
1.6 Постановка цели и задачи исследования	48
2. НЕЛИНЕЙНО-ИНЕРЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПРЯМОСМЕЩЕННОМ ДИОДЕ	50
2.1 Практическая значимость моделирования переходных процессов в прямосмещенном диоде.....	50
2.2 Математическое описание зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда p - n -перехода.....	51
2.3 Структурный синтез неквазистатической эквивалентной схемы для режима прямого восстановления диода.....	54
2.4 Параметрический синтез неквазистатической эквивалентной схемы диода.....	56
2.5 Реализация предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода в системе автоматизированного проектирования.....	62
2.6 Экспериментальное исследование предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода.....	63

2.7	Расчет погрешности измерения переходной характеристики прямого восстановления диода	65
2.8	Расчет погрешности измерения последовательного сопротивления потерь.....	67
2.9	Выводы по второй главе	68
3.	НЕЛИНЕЙНО-ИНЕРЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА С УЧЕТОМ ЗАВИСИМОСТИ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ НЕРАВНОВЕСНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА ОТ ПРЯМОГО ТОКА.....	70
3.1	Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока	70
3.2	Измерение времени жизни неравновесных носителей заряда по кривой импульса тока обратного восстановления диода.....	71
3.3	Реализация неквазистатической эквивалентной схемы для режима обратного восстановления диода.....	73
3.4	Реализация предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода в системе автоматизированного проектирования.....	75
3.5	Анализ полученных результатов моделирования и экспериментальных измерений в режиме обратного восстановления диода	77
3.6	Расчет погрешности измерения импульс тока обратного восстановления диода	78
3.7	Выводы по третьей главе	79
4	ПРИМЕНЕНИЕ НЕКВАЗИСТАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИОДА В ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ.....	81
4.1	Двухтактный обостритель импульсов	81
4.1.1	Моделирование двухтактного обострителя импульсов в САПР.....	83
4.1.2	Сравнительный анализ экспериментальных и модельных кривых.....	83

4.2	Генератор пар импульсов противоположной полярности на двухтактном каскаде с биполярными транзисторами.....	85
4.2.1	Требования к генератору пар импульсов противоположной полярности.....	85
4.2.2	Разработка модели генератора пар импульсов противоположной полярности.....	88
4.2.3	Топология печатной платы и внешний вид макета генератора пар импульсов противоположной полярности.....	90
4.2.4	Сравнение результатов эксперимента и моделирования генератор пар импульсов противоположной полярности.....	91
4.3	Генератор импульсов на 1МВт.....	94
4.3.1	Проектирование генератора импульсов на 1МВт.....	94
4.3.2	Измерение SPICE-параметров диода ВУ12.....	94
4.3.3	Схемотехническое решение.....	100
4.3.4	Влияние инерционности накопления и экстракции диффузионного заряда диода ВУ12 на работу модели генератора импульсов на 1 МВт.....	102
4.4	Выводы по четвертой главе.....	105
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	106
	СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	108
	ПРИЛОЖЕНИЕ А (справочное) АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ.....	116
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б (справочное) РЕЗУЛЬТАТЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ.....	119
	ПРИЛОЖЕНИЕ В (справочное) ПРОЧЕЕ.....	120

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования. Проектирование любой современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) не обходится без предварительного компьютерного моделирования с использованием систем автоматизированного проектирования (САПР). Качество моделирования определяет количество итераций при разработке макетов. В свою очередь, это существенно сказывается, в большую сторону, на сроках и стоимости радиоэлектронного устройства.

В радиоэлектронике, среди используемой при проектировании электронной компонентной базы (ЭКБ), широко распространены полупроводниковые приборы с $p-n$ -переходом. Например, быстровосстанавливающиеся диоды, диоды с накоплением заряда (ДНЗ), биполярные и IGBT транзисторы и т.д.

Существующие модели диодов, предложенные в САПР, научных трудах и производителями ЭКБ, имеют существенно большую погрешность моделирования, что приводит к существенному расхождению между результатами моделирования и экспериментом при использовании импульсных широкополосных сигналов. Погрешность в существующих эквивалентных схемах объясняется следующими факторами. Во-первых, количество заряда неравновесных носителей вычисляется по безынерционной (квазистатической) формуле. Данное представление не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать процессы, протекающие в диоде, а именно инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда при прямом (выброс напряжения на переходной характеристике прямого восстановления) и обратном (экспоненциальное изменение диффузионного заряда при исчезновении тока электропроводности) восстановлении. Стоит отметить, предложено описание инерции заряда неравновесных носителей, но ключевой недостаток такого описания сводится к тому, что уравнение не является разрешенным относительно диффузионного заряда, что приводит

пользователя к необходимости применять рекурсивные алгоритмы для интеграции в САПР.

Во-вторых, не учитывается зависимость последовательного сопротивления диода от накопленного в нем диффузионного заряда, а также та часть сопротивления, которая образуется на удаленных областях в диоде, в которых накопление неосновных носителей заряда незначительно. Данная инерционность проявляется выбросом напряжения в начале переходной характеристики прямого восстановления. Существующие модели сглаживают выброс, так как последовательное сопротивление в них, задается фиксированным значением, что противоречит физическому поведению.

В-третьих, в научных трудах времени жизни неравновесных носителей предоставлено в виде постоянного значения. Величина времени жизни существенно влияет на быстродействие диода. Экспериментально показана нелинейная зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока диода. Распространенные квазистатические и неквазистатические модели не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от плотности тока, что приводит к большой погрешности (десятки процентов) моделирования на импульсных сигналах. Погрешность моделирования объясняется тем, что в существующих моделях время жизни имеет неизменное значение.

Актуальность адекватного моделирования динамических процессов в полупроводниковых приборах в настоящее время возрастает по причине сокращения длительности рабочих сигналов в различных радиотехнических системах. Особенную актуальность правильное моделирование имеет для разработки защитных устройств, генераторов сверхвысокой мощности, усилителей. Низкое качество моделирования может вызвать непредвиденное поведение макета радиоэлектронного устройства, которое способно привести к некорректной работе с дальнейшим выводом его строя.

Подводя итог вышесказанному, нелинейно-инерционная модель диода с учетом внутренней инерции прямого и обратного восстановления, с возможностью простой интеграции пользователем эквивалентной схемы в САПР, является актуальной и востребованной.

Степень разработанности темы. Актуальность повышения качества моделирования радиоэлектронных устройств, включающих в себя диоды, подтверждается объемными исследованиями в этом направлении. Проблеме повышения качества моделирования уделяется большое внимание на международных конференциях, например, Международной конференции по автоматизированному инженерному проектированию и проектной параметризации (ICCAEDDP), Международной конференции по автоматизированному проектированию (ICOCA), Азиатской конференции по твердотельным схемам (IEEE A-SSCC) и других.

Неквазистатическое описание диффузионного заряда было дано в научных работах: Э.В. Семенова, О.Ю. Малаховского, В.Г. Божкова, К.Л. Tseng, Р.О. Lauritzen, А.Т. Yang, В. Tien, L. Sochova и другие. Р.О. Lauritzen, А.Т. Yang, В. Tien предложили дифференциальное уравнение, описывающее инерцию диффузионного заряда, но оно не является разрешенным относительно этого заряда, что приводит пользователя к необходимости применять рекурсивные алгоритмы для интеграции в САПР. В работах Э.В. Семенова и О.Ю. Малаховского приводится описание диффузионного заряда в замкнутой, разрешенной относительно диффузионного заряда неквазистатической форме, учитывающей инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

Решению проблемы моделирования последовательного сопротивления потерь и времени жизни неравновесных носителей заряда посвятили свои работы: Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский, Н. А. Поклонский Н. И. Горбачук, А. И. Сягло, С. В. Шпаковский Л.В. Караджинов, К.Л. Tseng, В.В М'Named, F. Torres, A. Reineix и другие. В работах предложены модели диодов в которых не рассматривается часть сопротивления диода, которое определяется

толщиной базы и омическим сопротивлением выводов, а время жизни задается фиксированным значением.

Существенный вклад в повышение качества моделирования радиоэлектронных устройств внесли: Л.И. Бабак, А.А. Калентьев, Т.Г. Газизов, Э.В. Семенов, А.Т. Yang, Yu Liu, J.T., I.H. Kang, S.C. Kim, P. Hoffmann и другие.

Основной целью диссертационной работы является повышение качества моделирования радиоэлектронных устройств путем реализации нелинейно-инерционной модели диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления.

Подытожив вышесказанное, с учетом поставленной цели перечислим **основные задачи исследования:**

1. Проведение сравнительного анализа существующих научно–технических решений по реализации внутренней инерции диода в виде эквивалентной схемы.
2. Математическое описание зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда и зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока диода.
3. Структурный синтез неквазистатической эквивалентной схемы диода.
4. Экспериментальные исследования созданной неквазистатической модели диода на радиотехническом устройстве.

Научная новизна

1. Предложена оригинальная неквазистатическая модель переходных процессов в прямосмещенном диода в виде эквивалентной схемы, позволяющая получать существенно меньшую погрешность моделирования относительно квазистатической модели за счет использования зависимости последовательного сопротивления потерь от прямого тока.
2. Впервые предложена неквазистатическая эквивалентная схема диода, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей

заряда от прямого тока при высоком уровне инжекции, позволяющая с меньшей погрешностью описывать фактическое поведение p - n -перехода в прямом и обратном смещении.

3. Продемонстрирована неквазистатическая модель диода в виде эквивалентной схемы, которая позволяет получать существенно меньшую погрешность моделирования различных радиоэлектронных устройств относительно квазистатической модели.

Теоретическая значимость

1. Получена модель p - n -перехода, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от p - n -перехода.

2. Получена модель p - n -перехода, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока при высоком уровне инжекции.

Практическая значимость диссертационной работы

Предложена законченная неквазистатическая эквивалентная схема p - n -перехода, позволяющая сократить время и стоимость проектирования радиоэлектронного устройства, с возможностью беспрепятственной реализации ее в современных САПР на пользовательском уровне.

Методы исследования и достоверность

Методы исследования в диссертационной работе выбирались, исходя из постановки решаемых задач, с учетом особенностей исследуемых объектов и включают: теорию электропроводности Друде, преобразование Фурье, расчеты во временной области методом решения дифференциальных уравнений, методы эквивалентных схем, элементы теории полупроводниковых приборов, методы расчета SPICE-параметров диода, методы схемотехнического моделирования с применением систем автоматизированного проектирования, а также физическое макетирование.

Достоверность научных положений и выводов, содержащихся в диссертационной работе, подтверждаются согласованностью полученных

результатов с известными теоретическими и экспериментальными данными. Достоверность экспериментальных данных обеспечивается современными средствами измерений и стандартными методиками проведения исследований, а также методами статистической обработки данных.

Область исследования диссертационной работы соответствует указанному в паспорте профиля «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (2.12.13)»:

- п. 8 «Создание теории синтеза и анализа, а также методов моделирования радиоэлектронных устройств»;
- п. 9 «Разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства, испытания и сертификации радиотехнических устройств».
- п. 10 «Разработка радиотехнических устройств для использования их в промышленности, биологии, медицине, метрологии и др.»

Положения, выносимые на защиту

1. Неквазистатическая модель переходных процессов в прямосмещенном диода в виде эквивалентной схемы, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от $p-n$ -перехода, позволяет получить существенно меньшую погрешность моделирования переходной характеристики прямого восстановления относительно квазистатической модели.

2. Неквазистатическая эквивалентная схема диода, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока при высоком уровне инжекции, позволяет получать существенно меньшую погрешность моделирования переходных процессов при прямом и обратном смещении.

3. Использование предложенной модели диода, позволяет получить погрешность моделирования выходного напряжения двухтактного обострителя импульсов не более 5%, в то время как квазистатическая модель

дает существенно большую погрешность моделирования как формы, так и положения сигнала.

Личный вклад автора состоит в получении нелинейно-инерционной эквивалентной схемы диода с учетом зависимости последовательного сопротивления потерь от прямого тока. Автором лично предложено математическое описание зависимостей: время жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока и последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда. Автором также проведен анализ состояния научно-технических решений, выполнение расчётов, проведение и анализ экспериментов, и разработка программного обеспечения для управления вспомогательными аппаратными средствами. Совместно с научным руководителем поставлены задачи исследования. Сборка макета двухтактного обострителя импульсов и получение экспериментальных измерений выполнено совместно с Березиным А.А.

Использование результатов исследования

Результаты исследования использованы при выполнении следующих работ:

1. Конкурс «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» («УМНИК-2019»);
2. Государственное задание Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FWRM-2021-0015;
3. Российского научного фонда, грант № 22-29-00605 "Характеризация нелинейно-инерционных свойств и динамического диапазона систем со сложными и импульсными широкополосными сигналами".

Основные положения диссертационной работы апробировались на:

1. XV Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» (г. Томск, 2017);

2. Студенческой международной научно-практической конференции «Научное сообщество студентов XXI столетия. ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ» (г. Новосибирск, 2017);

3. 5-ой Международной научно-практической конференция студентов "САПР и моделирование в современной электронике" 2021 (г. Брянск, 2021);

4. XVI Международной IEEE-сибирской конференции по управлению и связи (г. Томск, 2022).

5. 32-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2022) (г. Севастополь, 2022)

Публикации

По результатам исследований опубликовано 10 работ: 2 статьи в журналах из перечня ВАК, одно свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, 4 доклада и 3 статьи в трудах международных конференций с индексацией в наукометрической базе РИНЦ и одна в SCOPUS.

Результаты диссертационной работы, внедрены на предприятия АО «Научно–исследовательского института полупроводниковых приборов», ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» и ООО "500м ТЕХНОЛОДЖИС".

Структура и объем диссертации. В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список источников из 68 наименований, приложение из 6 с. Объем диссертации с приложением – 120 с., в т.ч. 75 рис. и 1 табл.

Краткое содержание работы. Во введении обоснована актуальность работы, сформулированы цель и задачи исследований, приведены положения, выносимые на защиту, представлена научная новизна и практическая значимость результатов, приведены сведения об апробации работы, публикациях и внедрении.

В первой главе проведен сравнительный анализа существующих научно–технических решений по реализации внутренней инерции диода в виде эквивалентной схемы. Рассмотрены предложения по реализации зависимостей последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда и времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока. Проанализированы квазистатические и неквазистатические модели диода, используемые в САПР и производителями ЭКБ, а также описанные в научных трудах. Это позволило создать систематическую базу для определения дальнейшего пути исследования по выбранной тематике. Сформулированы цель и задачи работы.

Во второй главе предложена модифицированная модель диода, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от p – n -перехода. При этом значение диффузионного заряда рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носителей заряда. Так же учитывается независимая от заряда часть последовательного сопротивления потерь. Это та часть сопротивления, которая образуется на удаленных областях p – n -перехода, в которых накопление неосновных носителей заряда незначительно. Предложенная модель реализована в виде эквивалентной схемы, допускающей реализацию в современных САПР пользователями.

В третьей главе посвящена моделированию зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока диода. Предложена модифицированная модель времени жизни неравновесных носителей заряда, учитывающая динамику процесса рекомбинации. При этом значение диффузионного заряда рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носителей заряда. Представленная модель диода в виде эквивалентной схемы, позволяет беспрепятственно реализовать ее в современных САПР на пользовательском уровне.

В четвертой главе проведено исследование предложенной модели диода на примере двухтактного формирователя импульсов. Продемонстрированы результаты моделирования двухтактного формирователя импульсов. Предложенная неквазистатической эквивалентная схема диода обеспечила минимальную невязку между экспериментальной и модельной кривой не более 5%. Уменьшена задержка моделирования сигнала в 2 раза относительно эксперимента.

1. АКТУАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПО РЕАЛИЗАЦИИ ВНУТРЕННЕЙ ИНЕРЦИИ ДИОДА В ВИДЕ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

1.1 Основы классического представления квазистатической модели диода

Модели диодов могут быть: поведенческие (которые не отражают физику $p-n$ -перехода), физические и промежуточный вариант – эквивалентные схемы. При моделировании в системе автоматизированного проектирования (САПР), удобно оперировать эквивалентными схемами. Они учитывают физику работы полупроводника, но на определенном уровне абстракции, а также просты в реализации пользователями САПР.

При изучении состояния исследований в области неквазистатических моделей, решено разделить главу на следующие направления: модели, предложенные в САПР и производителями электронной компонентной базы (ЭКБ), а также представленные в научных трудах.

На рисунке 1.1, представлена классическая нелинейно-инерционная модель диода[1].

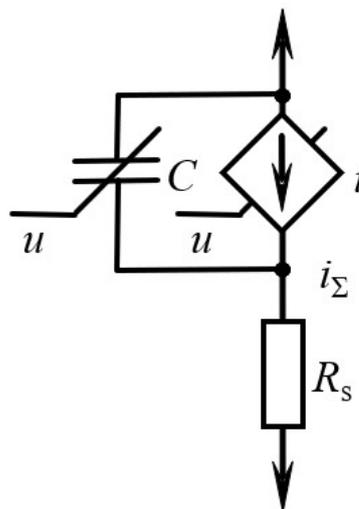


Рисунок 1.1 – Нелинейно-инерционная модель диода,

Сумма токов в нелинейно–инерционной модели диода (рисунок 1.1), описывается следующим уравнением:

$$i_{\Sigma}(u) = i(u) + C(u) \frac{du}{dt}.$$

В нелинейно-инерционной модели диода, все параметры имеют фиксированное значение, а именно:

IS – ток насыщения, А;

N – коэффициент неидеальности;

CJ0 – емкость при нулевом смещении, Ф;

VJ – контактная разность потенциалов, В;

M – коэффициент нелинейности ВФХ;

TT – время жизни неосновных носителей, с;

RS – последовательное сопротивление.

Емкость определяется как производная по напряжению от заряда ($C = dq/du$)

Работа диода в установившемся состоянии всегда анализировалась с использованием квазистатического (безынерционного) уравнения диффузионного заряда, которое объясняло поведение переходных процессов транзисторов во многих системах автоматизированного проектирования (САПР) [2].

$$Q_d(t) = i(t)T, \quad (1.1)$$

где $i(t)$ – описываемый вольт-амперной характеристикой ток электропроводности; T – время жизни неравновесных носителей заряда.

Данное представление не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать процессы, протекающие в p - n -переходах, а именно, инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда при прямом и обратном восстановлении. Это приводит к сглаживанию переходной характеристики прямого восстановления p - n -перехода при моделировании p - n -перехода на импульсных сигналах (рисунок 1.3, кривая 2). Ранее экспериментально было установлено: при мгновенном появлении или исчезновении тока электропроводности, диффузионный заряд релаксирует по

экспоненциальной форме [3]. На рисунке 1.2 (кривая 2) продемонстрированы результаты моделирования на основе формулы (1.1).

Кроме этого, по формуле (1.1) выходит, что при мгновенном появлении тока электропроводности заряд неравновесных носителей мгновенно достигает установившегося значения, а при ступенчатом исчезновении ток электропроводности мгновенно исчезает. Данное утверждение не соответствует реальному поведению p - n -перехода в режиме прямого и обратного восстановления [67].

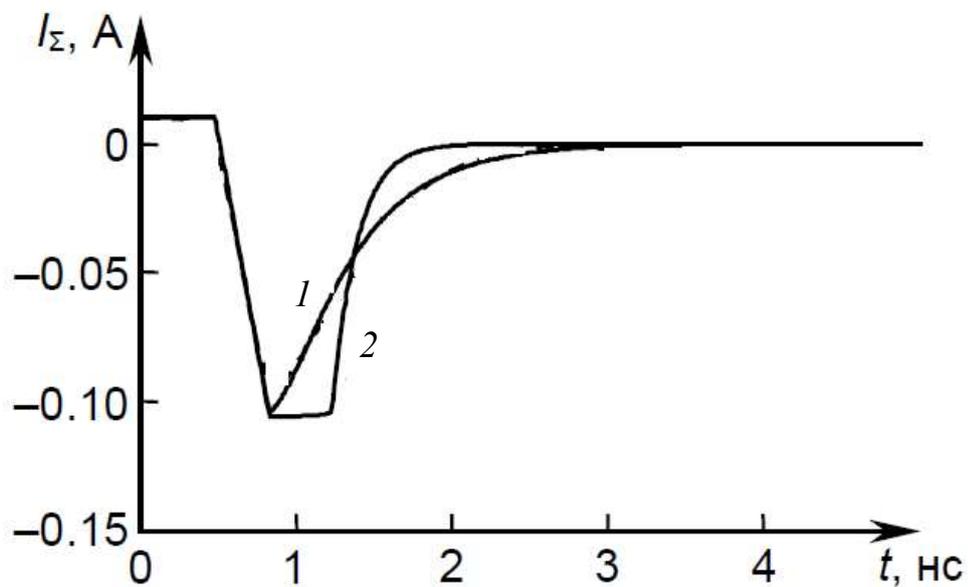


Рисунок 1.2 – Ток обратного восстановления диода 2Д510: кривая 1 – эксперимент; 2 – квазистатическая модель

Из рисунка 1.2 видно, что квазистатическая модель резко сбрасывается диффузионный заряд, что противоречит фактическому поведению диода (рисунок 1.2, кривая 2).

Распространенный способ улучшения модели (1.1), изложен во многих работах и состоит в замене алгебраического уравнения (1.1) на дифференциальное [3-7]:

$$Q_d(t) = i(t)T - \tau_d \frac{dQ_d(t)}{dt}, \quad (1.2)$$

где τ_d – постоянная времени релаксации диффузионного заряда.

Основной недостаток оперирования данным представлением Q_d объясняется тем, что уравнение (1.2) не является разрешенным относительно Q_d (в отличие от (1.1)), что приводит пользователя к необходимости применять рекурсивные алгоритмы для интеграции в САПР [2].

К недостаткам существующих моделей так же можно отнести безынерционное представление времени жизни неравновесных носителей заряд и последовательного сопротивления потерь.

Время жизни неравновесных носителей заряда. Динамика процессов в полупроводниковых приборах с p - n -переходом определяется накоплением и рассасыванием неравновесных носителей заряда при переходе из прямого смещения в обратное, и наоборот. Рекомбинационные процессы играют ключевую роль, а ключевым параметром, определяющим протекание рекомбинации носителей заряда, является их время жизни [8]. На быстродействие полупроводниковых приборов с p - n -переходом существенным образом влияет динамика времени жизни. Распространенные квазистатические [1, 9] и неквазистатические модели [3, 10–12] не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от плотности тока, что приводит к большой погрешности (десятки процентов) моделирования на импульсных сигналах. Погрешность моделирования объясняется тем, что в существующих моделях время жизни имеет неизменное значение. Реализация зависимости времени жизни от прямого тока является актуальной составляющей при проектировании защитных устройств [13–16], генераторов большой мощности, различных усилителей и так далее [17–19].

Последовательное сопротивление потерь. При формировании положительного потенциала на области p -типа относительно области n -типа (прямое восстановление), в начале переходной характеристики p - n -перехода наблюдается выброс напряжения (рисунок 1.3, кривая 1).

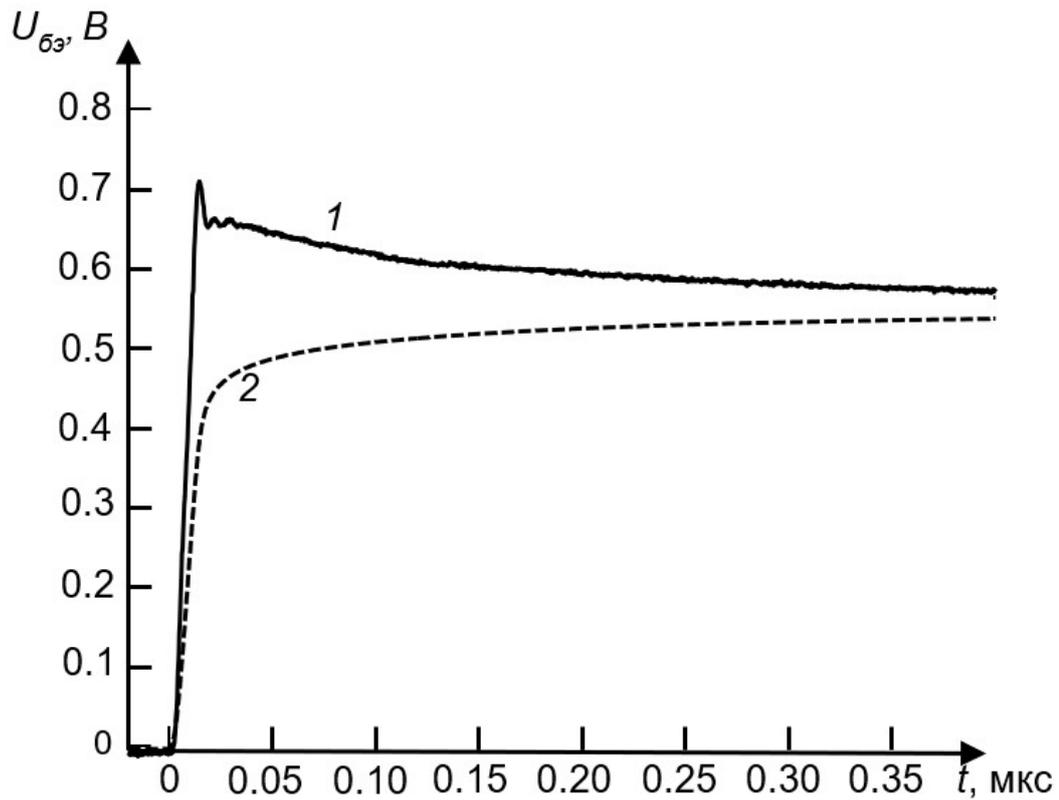


Рисунок 1.3 – Переходная характеристика тока p – n -перехода в прямом смещении: кривая 1 – эксперимент, 2 – квазистатическая модель

Длительность выброса может составлять несколько сот нс, поэтому его невозможно объяснить индуктивностью исследуемого объекта. Возникновение выброса объясняется зависимостью последовательного сопротивления диода от накопленного в нем диффузионного заряда [10, 20]. Вначале процесса прямого восстановления диффузионный заряд мал (количество свободных носителей заряда относительно мало), что соответствует большому значению последовательного сопротивления потерь и большому падению напряжения на p – n -переходе. При открывании p – n -перехода зарядов становится больше. Чем больше свободных носителей заряда в p - и n -областях, тем меньше последовательное сопротивление и наоборот.

В источниках [10, 20] предложено описывать зависимость сопротивления пассивных областей диода от заряда по следующей формуле:

$$R_S(Q_d) = \frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d}, \quad (1.3)$$

где Q_d – диффузионный заряд, Y_0 – проводимость пассивных областей при нулевом токе, α – параметр, зависящий от геометрии диода и процессов изготовления, которым подвергался диод.

Недостаток формулы (1.3) заключается в том, что она получена, фактически, в предположении одинаковой плотности диффузионного заряда во всей базовой области диода. Действительно, при увеличении диффузионного заряда последовательное сопротивление потерь в соответствии с (1.3) неограниченно уменьшается. В реальности при удалении от p – n -перехода плотность диффузионного заряда уменьшается, в связи с чем образуется часть последовательного сопротивления потерь, которая от тока диода (диффузионного заряда) практически не зависит. Это явление особенно заметно при большой толщине базы.

На рисунке 1.4 показана нелинейная экспериментальная зависимость последовательного сопротивления потерь от прямого тока p – n -перехода на примере эмиттерного перехода биполярного транзистора 2N6488G.

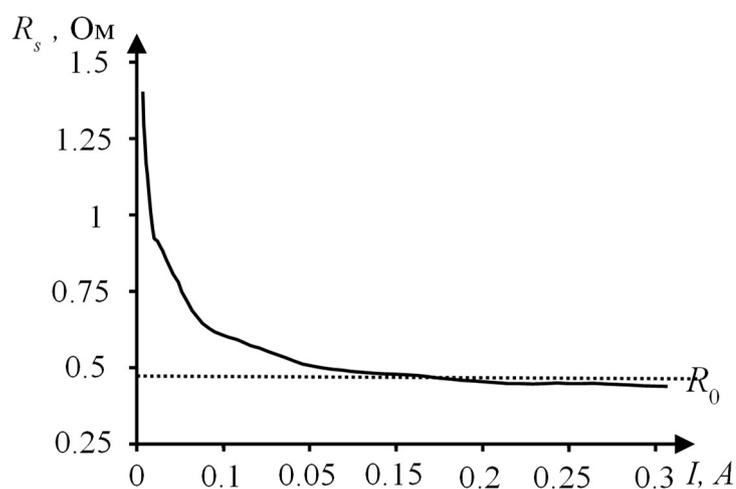
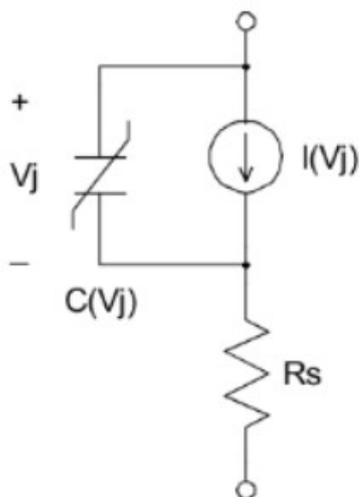


Рисунок 1.4 – Экспериментальная зависимость последовательного сопротивления потерь от прямого тока p – n -перехода

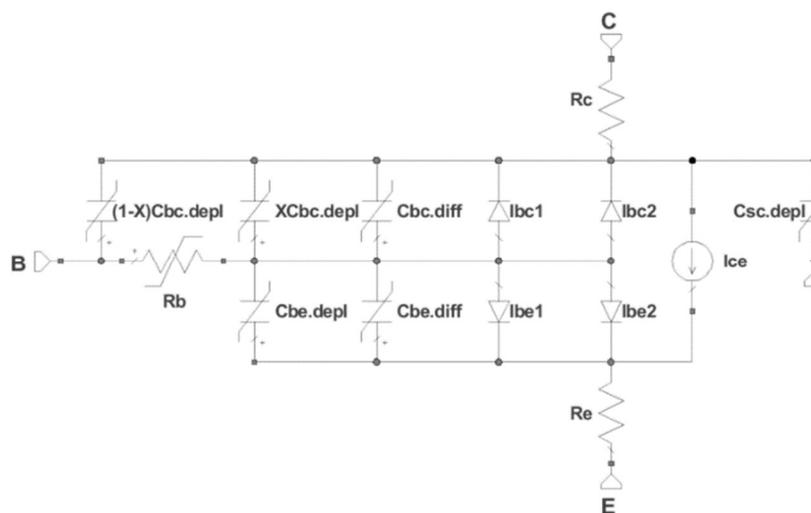
1.2 Модели диода, предложенные в САПР и производителями ЭКБ

Популярные системы автоматизированного проектирования (AWR Design Environment, Advanced Design System, LTspice Simulator и другие) используют классические нелинейно–инерционные модели

полупроводниковых приборов с $p-n$ -переходом (быстровосстанавливающиеся диоды, ДНЗ диоды, биполярные и IGBT транзисторы и т.д) [21–26]. На рисунке 1.5, *а* и *б* продемонстрирована нелинейно-инерционная модель диода и биполярного транзистора (модель Гуммеля–Пуна) в среде AWR Design Environment соответственно.



а



б

Рисунок 1.5 – Нелинейно-инерционная модель в среде AWR Design Environment: *а* – диод, *б* – модель Гуммеля–Пуна

Уравнения статической модели представлены на рисунке 1.6.

$$\begin{aligned}
I_{be1} &= \frac{IS}{\beta_f} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{be2} &= ISE \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{be}}{NE \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{bc1} &= \frac{IS}{\beta_r} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{bc2} &= ISC \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{bc}}{NC \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{cf} &= IS \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{cr} &= IS \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_T}\right) - 1.0 \right) \\
I_{ce} &= \frac{(I_{cf} - I_{cr})}{q_b} \\
q_b &= \frac{q_1}{2} \cdot [1 + (1 + 4q_2)^{n_k}] \\
q_1 &= \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{bc}}{V_{af}} - \frac{V_{bc}}{V_{ar}}\right)} \\
q_2 &= \frac{I_{be1}}{I_{kf}} + \frac{I_{bc1}}{I_{kr}} \\
R_b &= r_{BM} + 3 \cdot (r_B - r_{BM}) \cdot \left(\frac{\tan z - z}{z \tan^2 z}\right) \\
z &= \frac{-1 + \sqrt{1 + 144I_B / \pi^2 I_{rB}}}{(24/\pi) \sqrt{I_B / I_{rB}}}
\end{aligned}$$

Рисунок 1.6 – Уравнения статической модели в AWR Design Environment

Недостатком моделей, предложенных в САПР, является фиксированное значение SPICE параметров (рисунок 1.7–1.8), отвечающих за внутреннюю инерцию p – n -перехода: время жизни неравновесных носителей заряда (ТТ для диода, TF или TR для биполярного транзистора) и последовательное сопротивление потерь (RS для диодов и RE для биполярного транзистора). Использование фиксированного значения противоречит физике процессов, протекающих в прямом и обратном смещении.

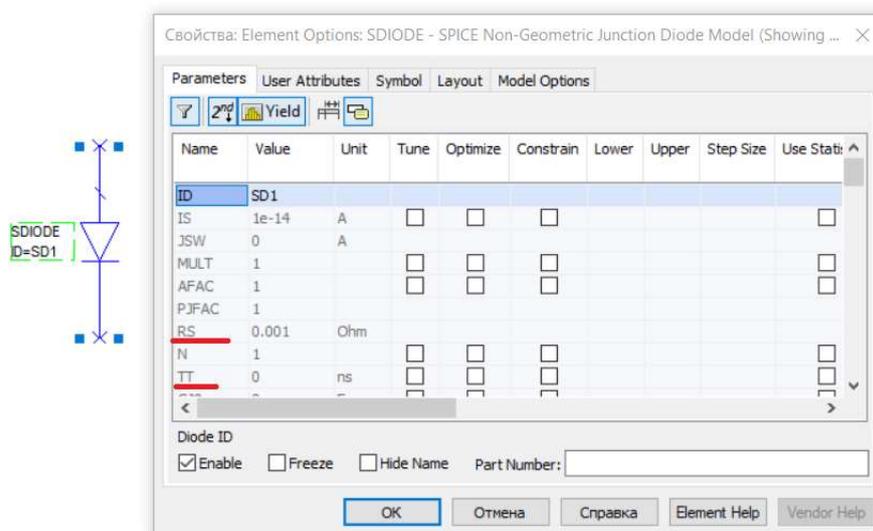


Рисунок 1.7 – SPICE параметры диода в среде AWR

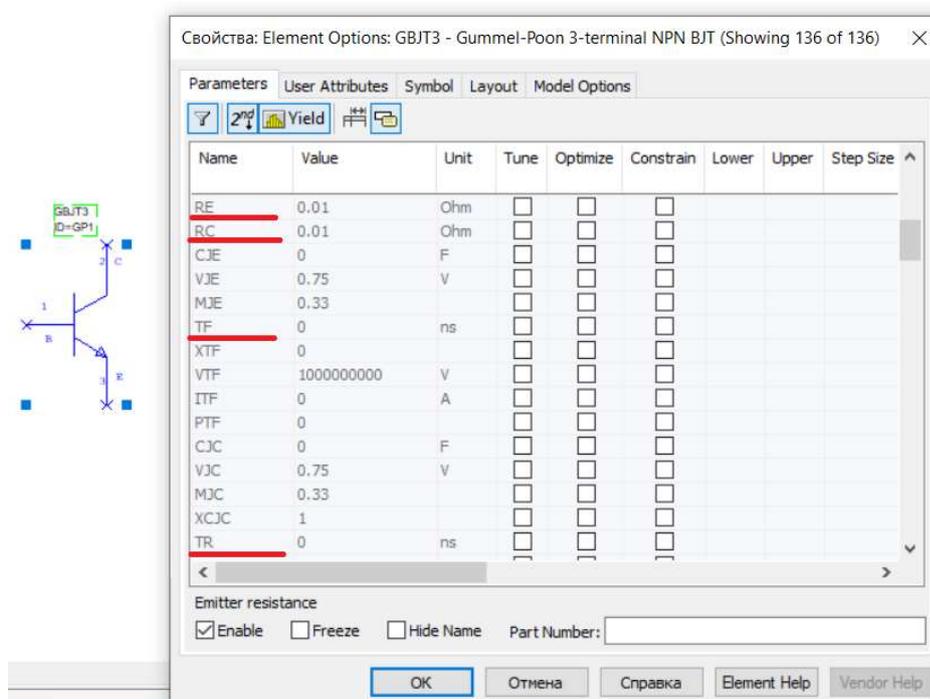


Рисунок 1.8 – SPICE параметры биполярного транзистора в среде AWR

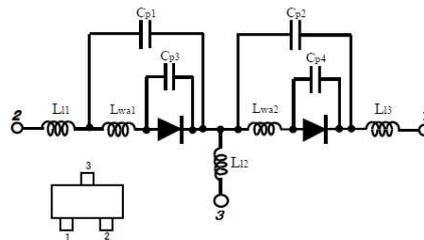
Производители электронной компонентной базы (ON Semiconductor, STMicroelectronics, Diotec Semiconductor и другие) предлагают потребителю уточнённые SPICE параметры для использования в моделях из САПРа. На рисунках 1.9–1.11 продемонстрированы материалы, предоставляемые производителями ЭКБ [27–29].



model : Diode

Parameter	Value	Unit	Parameter	Value	Unit
IS	75.3n	A	Cp1	85f	F
N	1.076	A	Cp2	95f	F
BV	5.5	V	Cp3	110f	F
IBV	10u	A	Cp4	110f	F
RS	15	Ω	Ll1	0.75n	H
FC	0.5		Ll2	0.45n	H
CJ0	40f	F	Ll3	0.68n	H
VJ	0.4	V	Lwa1	0.67n	H
M	0.5		Lwa2	0.67n	H
TT	5p	S			
XTI	2				
EG	0.69	eV			

NAGA070608



*Information (including circuit diagrams and circuit parameters) herein is for example only it is not guaranteed for volume production.

ON Semiconductor

Рисунок 1.9 – SPICE модель диода , производитель ON Semiconductor

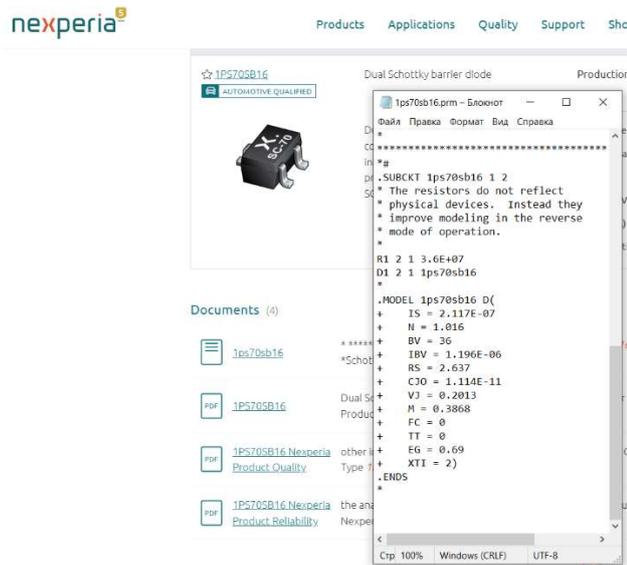


Рисунок 1.10 – SPICE модель диода Шоттки 1PS70SB16, производитель Nexperia

voltage stabilizer		Configuration
Article description	ZMY18	
Minimum order quantity	5.000	Type SMD
Stock	0	Package DO-219
Customs Tariff Number	8541100	
Origin	DE	
RoHS / REACH	Yes	

Downloads & Links

-  Datasheet
pdf, 416,9 kib
-  IMDS
pdf, 65,0 kib
-  Spice Modell
zip, 1,2 kib
-  STEP
zip, 4,0 kib

 STOCK DISTRIBUTORS

zmy18_spice.lib – Блокнот

```

Файл  Правка  Формат  Вид  Справка
* SPICE model zener diodes ***ZMY18***
* use the symbol file ***zmy18.asy***
*
* (c) Diotec Semiconductor AG
* www.diotec.com
* 2018-01-17
*
*****
* This model is for simulation purposes only. It does *
* not replace reviewing of the data sheet nor real life *
* testing of the part inside the application. *
*****
*
* .subckt ZMY18 A K params: Vznom=18 Iitest=25m Vr=10 Ir=1u R1j=6 IZmax=60m Cj0=350
*
* Above values are an example for the ***ZMY18***. Using the
* above symbol file allows for direct insertion of other values
* according to these data sheet parameters:
*
* Vznom      Nominal zener voltage at 25°C = (Vzmin+Vzmax)/2
* Iitest     Test current for Vz
* Vr         Reverse voltage (minimum value)
* Ir         Reverse current
* R1j        Dynamic resistance
* IZmax      Max zener current
* Cj0        Junction capacitance at 0V
*
DBR INT K Zbr
DF  A  K  ZF
D01 INT A DIOB1
* Zener breakdown characteristic
.model Zbr D(IIS=(I/180) N=2.0 RS=(R1j) BV=(Vznom*(1+(temp-25)*6.001)) IDV=(Iitest) Ege=1.11 XTI=3 M=.33 dis=(Vznom*IZmax))
*
* Forward characteristic
.model ZF D(IIS=10000 N=2.0 RS=37m Cj0=(Cj0) Ege=1.11 XTI=3 M=.33 TL=800n)
*
* Internal blocking diode
.model DIOB1 D(NON=18)
*
.ends

```

Рисунок 1.11 – SPICE модель высоковольтного диода ZMY12, производитель Diotec semiconductor

1.3 Модели диода предложенные в научных трудах

В ходе аналитического обзора научно-технических решений, были проанализированы существующие SPICE модели диодов и биполярных транзисторов. Стоит отметить отсутствие патентов. Единственная литература по данной теме – это несколько научных статей и одна книга, основанная на них.

В источнике [4] используется подход к моделированию на основе разделенного диффузионного заряда. Рассмотрим квазинейтральную базовую область диода. Базовый заряд $q(v, t)$ может быть разделен на квазистатический компонент $q_{qs}(v)$, который является функцией только смещения диода, и неквазистатическую составляющую $q_{nqs}(t)$. Таким образом,

$$q(v, t) = q_{qs}(v) + q_{nqs}(t)$$

Так же ввели новый параметр модели (рисунок 1.12, а) τ для описания времени динамического перераспределения заряда диода и определяется на основе предложенного метода извлечения: путем разделения общего базового заряда на квазистатические и неквазистатические условия. Сначала выводится

модель диода с одним τ (уровень 2). Путем дальнейшего деления заряда предлагается модель диода с двойным τ_{sw} (уровень 3) для описания различных процессов обратного восстановления. На рисунке 1.12 показано описание кривой обратного восстановления с помощью двух постоянных времени.

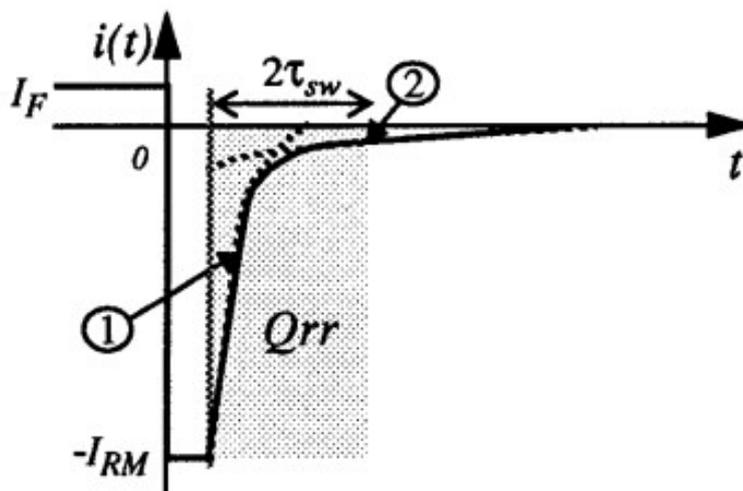


Рисунок 1.12 – Два разных тока при обратном восстановлении.

Заштрихованная область представляет собой общий заряд, извлеченный во время обратного восстановления [4]

Кроме того, в модель с двойным- τ включена зависимость от напряжения, для учета динамического распределения заряда. Авторы показывают, что модель диода SPICE (уровень-1) включена, установив τ равным нулю как частный случай предложенной модели. Было продемонстрировано значительное улучшение точности по сравнению с традиционной моделью диода SPICE как во временной, так и в частотной области при достижении такой же или даже лучшей скорости и надежности моделирования (рисунок 1.13, б).

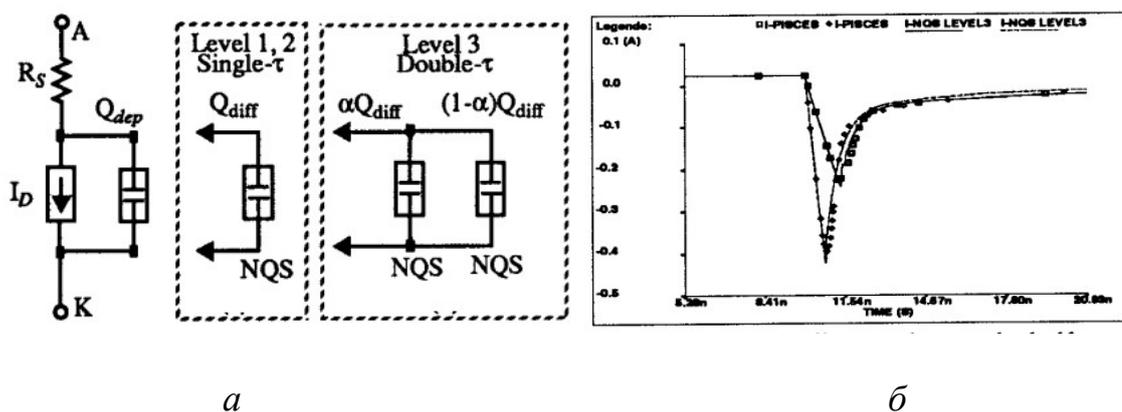


Рисунок 1.13 – Предложенная модель диода и результаты эксперимента из источника [4]

Так же стоит обратить внимание на источник [20]. В нем рассматривается неквазистатическая модель диода (рисунок 1.14), путем модификации уравнения заряда (формула 1.2).

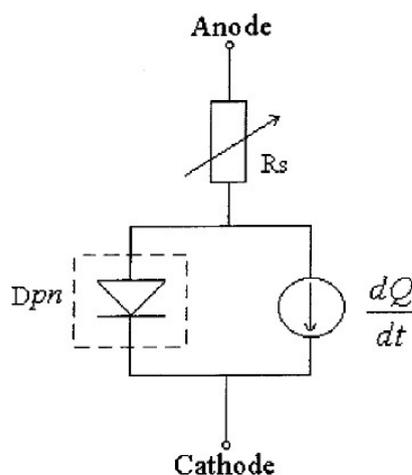


Рисунок 1.14 – Неквазистатическая модель диода из источника [20]

В источнике [20], так же описывается зависимость последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда, но не показано как реализовать ее в модели. Автора объясняют зависимость следующим образом. В стандартной модели диода между анодным выводом и остальной частью модели, описывающей поведение $p-n$ -перехода, часто вставляется последовательное сопротивление. Это делается для того, чтобы учесть контактное сопротивление диода. Данный прием работает для небольших

сигнальных диодов и даже для силовых диодов в устойчивом включенном состоянии. Когда силовой диод находится в процессе включения, он имеет большое объемное сопротивление, поскольку его базовая область относительно длинная и имеет низкую начальную проводимость. По мере увеличения прямого тока это объемное сопротивление в конечном итоге падает из-за эффекта модуляции проводимости. Следовательно, напряжение на диоде проявляет кратковременное превышение, называемое прямым восстановлением, которое не может быть смоделировано постоянным сопротивлением R_S . На основе выше сказанного, было предложено описание зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда:

$$R_S(Q_d) = \frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d},$$

Нетривиальный подход моделированию диода, предложили авторы из источника [32]. Описали аналитически поведение p - n -перехода и реализовали физическую модель на Verilog. Но не продемонстрировали саму модель в САПР, а также экспериментальные и модельные результаты на импульсном сигнале. Суть их работы заключается в том, что они успешно применили и расширили подход Линвилла [33] для физического моделирования p - n -переход. Численные проблемы оригинальной формулировки Линвилла были устранены путем принятия квазифермиевских потенциалов вместо плотностей подвижных носителей в качестве неизвестных системы и использования стабильного разностного приближения Шарфеттера-Гуммеля. Также использовали нейтральность заряда, а не решение уравнения Пуассона для определения волновой функции ψ и значительно улучшили моделирование области пространственного заряда. Модель была реализована на языке Verilog-A и проверена путем сравнения с результатами подробного численного моделирования при постоянном токе, малых сигналах и больших сигналах. Хотя подход включает в себя отображение основных

полупроводниковых уравнений в разностную форму для кусков квазинейтральной области, похожую на модель TCAD, а не аналитическое решение, он сходится и работает достаточно быстро в моделировании схемы. Авторы используют этот подход в качестве основы для физического моделирования IGBT и силовых биполярных транзисторов при проектировании схем и планируем исследовать его применимость для $p-n$ -диодов. Основные допущения, влияющие на точность их модели: резкие переходы; упрощенная модель области пространственного заряда; идеальные контакты; постоянная время жизни неравновесных носителей заряда; постоянная плотность легирования в каждой квазинейтральной области; пренебрежимо малая ударная ионизация. Последние два не так просто включить без значительного увеличения времени моделирования, и мы ищем эффективные способы их включения без ущерба для вычислительной эффективности [33].

Так же иным путем пошли авторы из источника [34]. Была представлена аналоговая поведенческая модель диода в Orcad (рисунок 1.15), учитывающая зависимость от температуры. Прямая вольт-амперной характеристики моделируются с помощью стандартной кусочно-линейной (PWL) модели [35], включающей напряжение постоянного тока V_0 и последовательное сопротивление R_d следующим образом:

$$V_D = V_0 + R_D I_D \quad (1.4)$$

Температурная зависимость для V_0 и R_d определяются:

$$V_0 = V_{00} + \alpha V (T - T_0) \quad (1.5)$$

и

$$R_d = R_{d0} + \alpha R (T - T_0) \quad (1.6)$$

где R_{d0} – сопротивление проводника при температуре 0 градусов Цельсия, α – температурный коэффициент сопротивления, T_0 – начальная температура, T – текущая температура полупроводника.

Температурная зависимость V_0 предполагается линейной, что хорошо подходит на практике, а последовательное сопротивление подгоняется по

степенному закону. Если мы хотим получить более простую линейную модель, мы можем сделать $n = 1$. Однако, как правило, лучшее соответствие достигается, если n имеет значение между 2 и 3. Для практических целей значение 2 может быть принудительно выбрано с достаточным приближением. Подставляя (1.5) и (1.6) в (1.4), получаем формулу прямого падения напряжения на диоде, включая изменение температуры:

$$V_d = V_{00} + \alpha V(T - T_0) + R_{d0} I_D + \alpha R (T - T_0) \quad (1.7)$$

PARAMETERS:

ALPHA = 200K

Y0 = {RS}

VA = 4

TT = 22n

TAU = {TT*(TTNOM)**B}

R = 162m

RS = {R*(1+TRS1*(T-TNOM)+TRS2*(T-TNOM)**2)}

T = 300

TRS2 = 0.1p

TRS1 = 0

TNOM = 300

B = 0

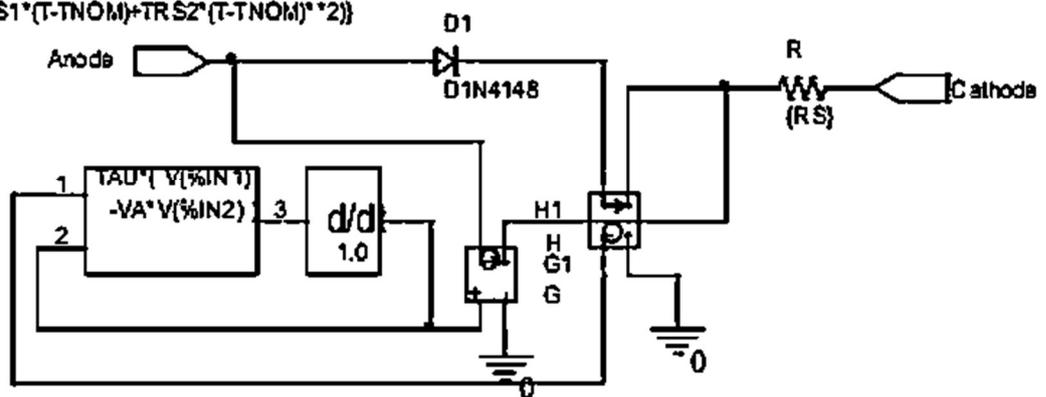


Рисунок 1.15 –статическая и динамическая SPICE модель диода [34]

Формула (1.7) является ключевой в модели (рисунок 1.15). В уравнениях (1.5), (1.6) и (1.7) напряжение и сопротивление имеют размерности $V/^\circ\text{C}$ и $\text{Ом}/(^\circ\text{C})$ соответственно. Это соответствует тому, как параметры извлекаются из таблицы данных или измерений.

Реализацию данной зависимости (формула 1.7), авторы объясняют тем, что для диодов улучшение характеристик измеряется увеличением КПД и плотности мощности, более высокой способностью к обработке мощности и более широким диапазоном рабочих температур. Такие улучшения во многом зависят от желаемых характеристик, таких как низкие потери на переключение и проводимость, высокая частота переключения, стабильные электрические

характеристики в широком диапазоне температур, высокая рабочая температура и высокое блокирующее напряжение.

Предложенная модель описывает статические и динамические характеристики силовых диодов в квазистатическом виде, но и отражает их зависимость от температуры. Модель полезна и эффективна для оценки потерь мощности диода и прогнозирования температуры устройства.

В источнике [31] описывается способ расширения базовой SPICE-модели диода (рисунок 1.16) для возможности имитации реалистичного обратного восстановления диода.

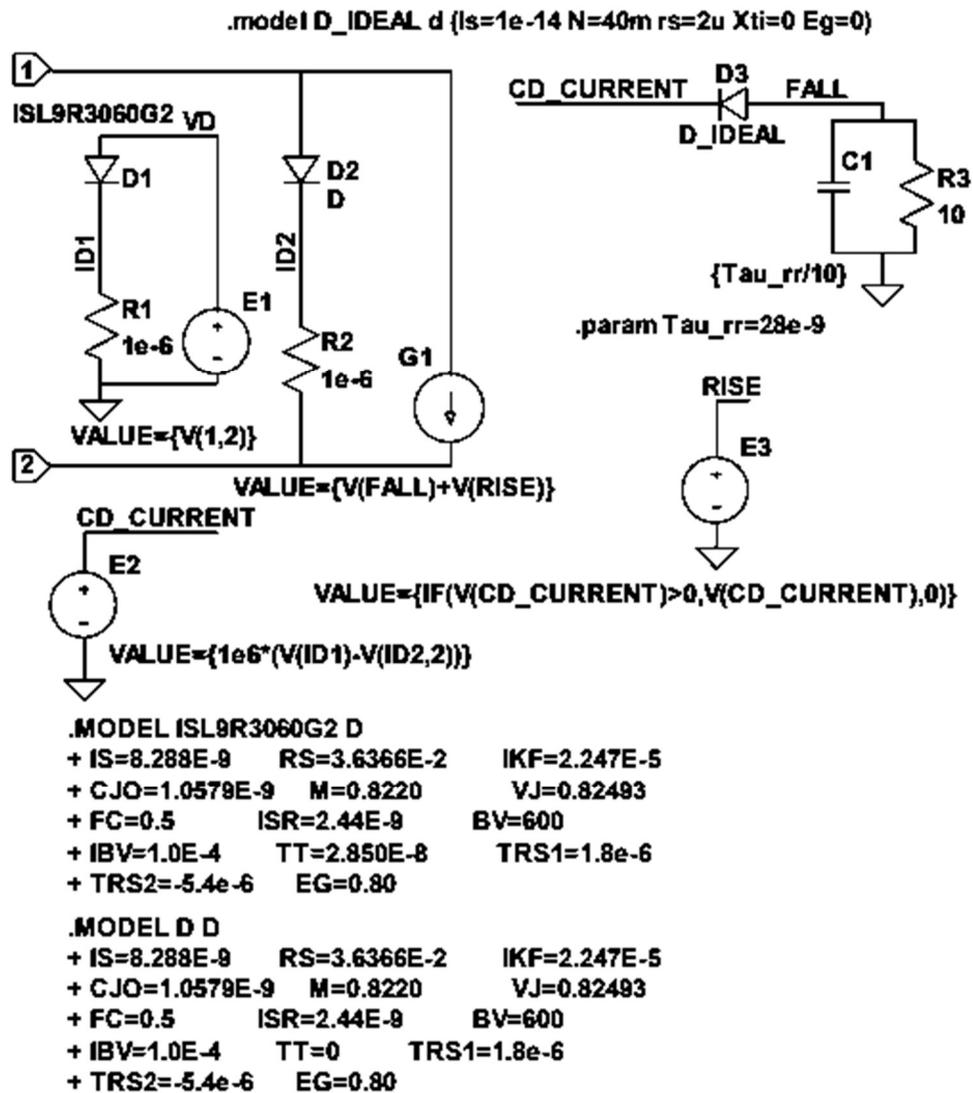


Fig. 5: The new macro model schematic.

Рисунок 1.16 – Расширенная SPICE-модель диода в среде LTspice [31]

Предлагаемая модель (рисунок 1.16) использует все основные характеристики модели диода и обрабатывает ток диффузионной емкости для настройки обратного восстановления. Узлы 1 и 2 являются выводами диода, подключенного к внешней цепи. Все остальные узлы являются узлами внутренней подсистемы. Диоды D1 и D2 – это внутренние вспомогательные диоды модели. Модель диода D1 – это базовая модель диода, поставляемая производителем. Диод D2 – это такой же диод, как и D1, но его параметр TT установлен на ноль. Диод D2 подключен к внешним выводам 1 и 2. На диод D1 подается такое же напряжение (источник E1), как и измеренное напряжение падения на диоде D2. Вычисленная разность токов (численно равная напряжению на узле CD CURRENT) подается на пиковый детектор D3 (идеальный диод), C1, R3. Постоянная времени пикового детектора C1R3 равна постоянной времени обратного восстановления τ_{rr} . Напряжение на узле FALL численно равно скорректированному току затухания через диффузионную емкость. Настроенный ток добавляется параллельно диоду D2 таким образом, чтобы ток, отображаемый на узлах 1 и 2, содержал правильную составляющую обратного восстановления общего тока диода.

Постоянная времени обратного восстановления τ_{rr} может быть измерена на осциллограмме тока обратного восстановления или рассчитана по параметрам обратного восстановления, указанным в техническом паспорте производителя:

$$\tau_{rr} = (I_{RM} * (di/dt) - T_{rr}) / \ln(0.25)$$

где I_{RM} – обратный ток диода, T_{rr} – время обратного восстановления.

На рисунке 1.17 продемонстрировано сравнение смоделированного и экспериментального обратного тока восстановления для различных диодов.

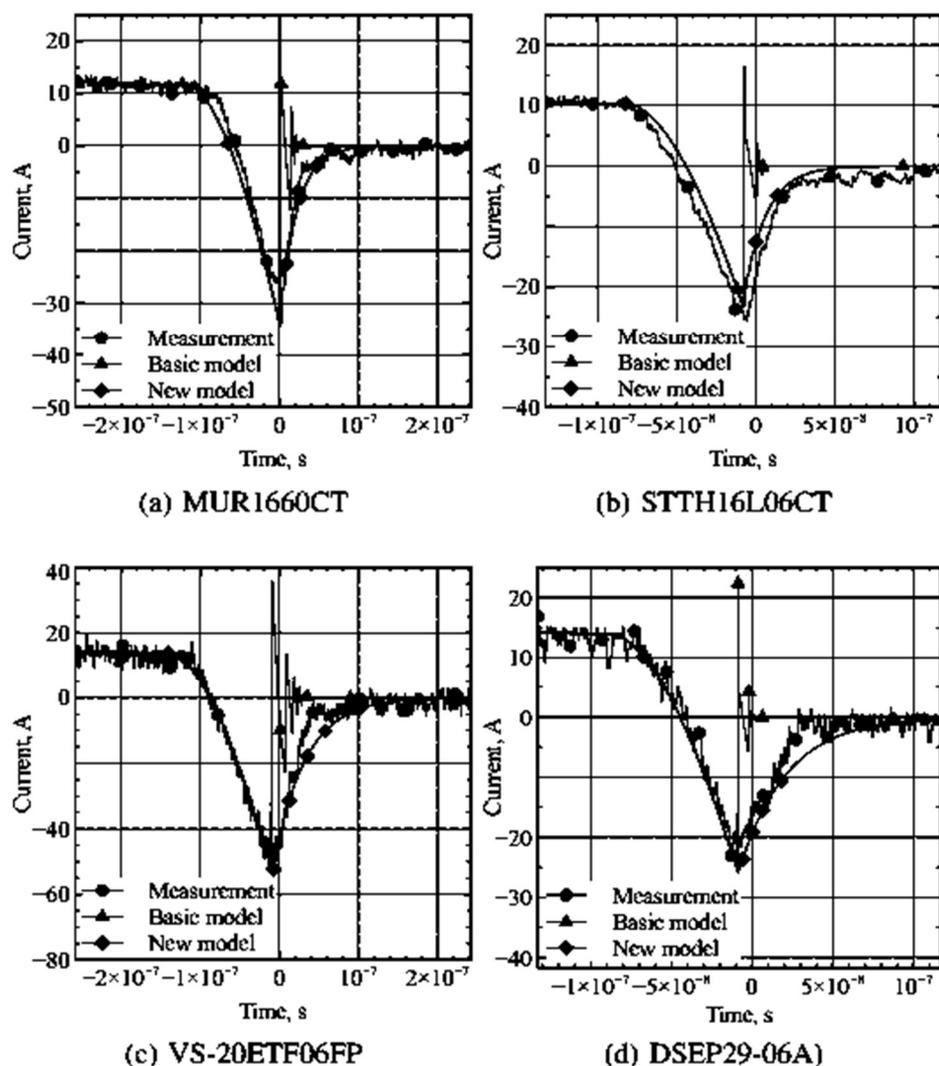


Fig. 10: The simulated and experimental reverse recovery current comparison for various diodes.
 (a) MUR1660CT (ON Semi), $T_{case} = 100^{\circ}\text{C}$.
 (b) STTH16L06CT (ST), $T_{case} = 150^{\circ}\text{C}$.
 (c) VS-20ETF06FP (Vishey), $T_{case} = 150^{\circ}\text{C}$.
 (d) DSEP29-06A (IXYS), $T_{case} = 100^{\circ}\text{C}$.

Рисунок 1.17 – Сравнение смоделированного и экспериментального обратного тока восстановления для различных диодов [31]

Проанализировав источники, можно сделать общий вывод. Модели, представленные в них, имеют: сложное дифференциальное описание; отсутствуют модели в виде эквивалентной схемы, которую можно построить на пользовательском уровне для интеграции в желаемый САПР; нет модельных и экспериментальных исследований для импульсных сигналов.

1.4 Модели биполярных транзисторов

Целесообразно рассмотреть модели $p-n$ -перехода, используемые в других полупроводниковых приборах. Например, биполярный транзистор. В принципе биполярный транзистор представляет собой два $p-n$ -перехода. Разница, состоит в том, что нелинейные токи через переходы зависят не только от напряжения на данном переходе, но и от напряжения на другом переходе. Можно даже сказать больше: ток коллектора в гораздо большей степени зависит от напряжения база-эмиттер, чем от напряжения база-коллектор. Таким образом, нелинейные токи переходов – функции двух аргументов.

На рисунке 1.18 представлена распространенная нелинейно-инерционная модель транзистора.

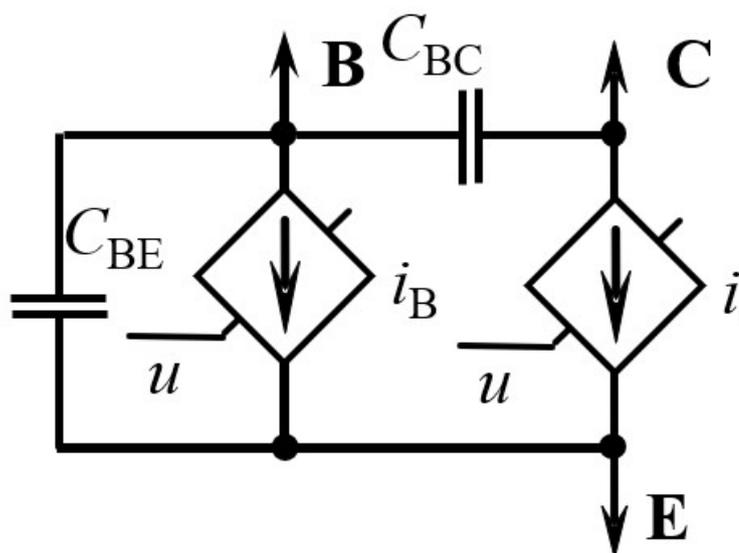


Рисунок 1.18 – Нелинейно-инерционная модель биполярного транзистора

Инерция описывается емкостями переходов база-эмиттер C_{be} и база-коллектор C_{bc} :

$$C_{BE}(u_{BE}) = C_{JE} \left(1 - \frac{u_{BE}}{V_{JE}} \right)^{-M_{JE}} + TF \frac{q}{kT} IS \exp \left(\frac{q u_{BE}}{kT} \right)$$

$$C_{BC}(u_{BC}) = C_{JC} \left(1 - \frac{u_{BC}}{V_{JC}} \right)^{-M_{JC}} + TR \frac{q}{kT} IS \exp \left(\frac{q u_{BC}}{kT} \right)$$

где C_{JE} – емкость эмиттера при нулевом смещении, Ф; M_{JE} – коэффициент нелинейности ВФХ эмиттера; V_{JE} – контактная разность потенциалов эмиттерного перехода; TF – время переноса заряда при прямой передаче, с;

C_{JC} – емкость коллектора при нулевом смещении, Ф; M_{JC} – коэффициент нелинейности ВФХ коллектора; V_{JC} – контактная разность потенциалов коллекторного перехода; T_R – время переноса заряда при обратной передаче, с.

Большинство существующих биполярных моделей для программ моделирования схем опираются на квазистатическое приближение, которое предполагает, что электроны и дырки движутся с бесконечной скоростью. Например, модель Гуммеля-Пуна [36] в SPICE2 [37] использует квазистатическое приближение. Это приближение не учитывает нюансы переходного процесса, связанного со временем, необходимым для распространения неравновесных носителей заряда в квазинейтральной области. Для цифровых схем с большим сигналом задержка и нагрузка неправильно описываются такими моделями.

Даже при применении на малых частотах широко используемые модели [38], не позволяют точно описать запас по фазе и стабильность широкополосных усилителей. Следовательно, схемы, разработанные с использованием квазистатических моделей, не оптимизированы по производительности.

Для биполярного транзистора было предложено несколько неквазистатических моделей, которые не требуют использования квазистатического приближения [39–44]. Неквазистатическая модель индуктивности имеет ряд преимуществ перед другими предложенными моделями [39] и было предложено в источнике [45]. Неквазистатическая модель индуктивности модифицирует существующие квазистатические модели для транзисторов, принимая во внимание задержку, связанную с конвекционным током [39], [40]. На рисунке 1.19 показаны упрощенные формы малосигнальной квазистатической модели Гуммеля-Пуна [36], [37], модели Гуммеля-Пуна с избыточной фазой [38] и неквазистатической L-модели [39], [40]. В литературе сообщалось об улучшении входного импеданса

и транскондуктивности [41], предсказанных неквазистатическими моделями, по сравнению с квазистатическими моделями.

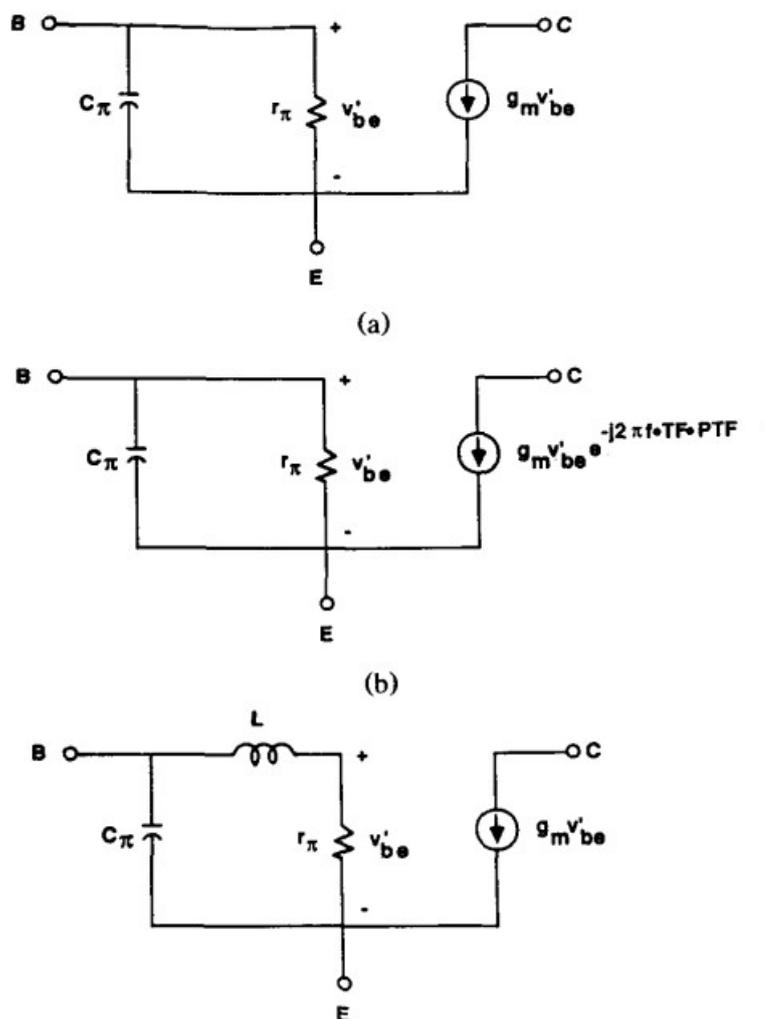


Рисунок 1.19 – Малосигнальная квазистатическая модель Гуммеля-Пуна [45]

Разработанная NQS модель авторами в источнике [30], основана на аналитических решениях, полученных из решения двумерных уравнений непрерывности, зависящих от времени. Эти аналитические решения позволяют им охарактеризовать явления скручивания постоянного, переменного и переходного тока внутри внутреннего базового слоя; и они предоставляют информацию для извлечения таких параметров, как внутреннее базовое сопротивление. Кроме того, основываясь на этих аналитических решениях, они смогли выразить общий заряд, накопленный в квазинейтральных слоях, в аналитической форме как функцию тока и

напряжения на выводах. Таким образом, они могут получить не квазистатическую 2-D модель схемы управления зарядом.

В источнике [46] представлена аналитическая трактовка NQS модели биполярного транзистора. Имеется уравнение переноса для малых несущих с малым сигналом выводятся в простой форме, которая поддается аналитической интеграции, тем самым облегчая физическое понимание. Также аналитические решения уравнений переноса выводятся методом решения целочисленных рядов. Показано, что эти решения обеспечивают математически обоснованную основу для систематического вывода всех неквазистатических моделей, до сих пор представленных в литературе, как для базовой, так и для излучающей областей биполярных транзисторов. Важным следствием приведенного выше анализа является то, что получено точное выражение всех параметров модели. Эти параметры включают проводимость, время прохождения, коэффициент разделения заряда и коэффициент фазового сдвига. Подробно проанализирована зависимость этих параметров от наиболее значимых технологических параметров и рабочей точки.

В источнике [47] представлено алгебраическое выражение, способное моделировать высокочастотное неквазистатическое поведение накопленного заряда в области нейтрального эмиттера и его влияние на высокочастотный, малосигнальный переменный отклик биполярного транзистора. Предлагаемая модель приведена на рисунок 1.20.

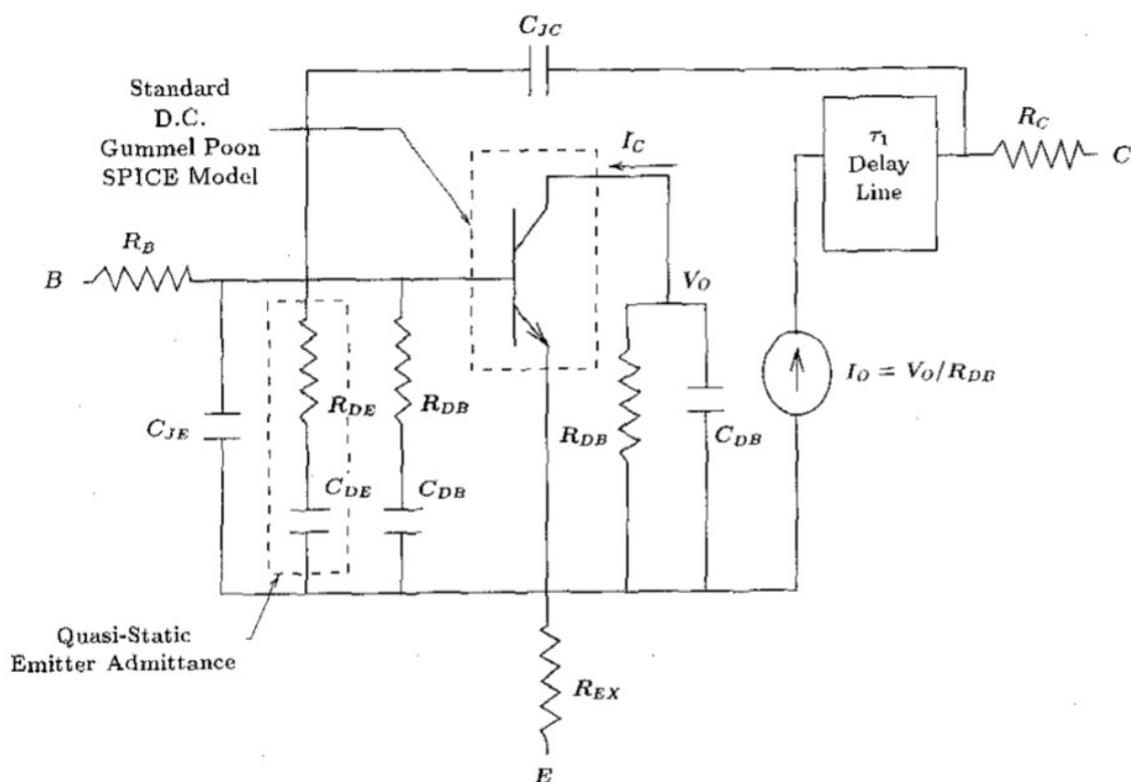


Рисунок 1.20 – Модель из источника [47]

Показано, как модель излучателя можно использовать в сочетании со статическим анализом для количественной оценки частоты, с которой накопленный заряд излучателя начинает вести себя неквазистатически, что позволяет определить пределы надежности квазистатических моделей, которые включают хранящийся излучатель. заряд без необходимости высокочастотного численного анализа или измерений. Показано, что накопленный заряд в области эмиттера может оказывать значительное влияние на высокочастотную характеристику по сравнению с базовым зарядом, если время задержки эмиттера сопоставимо или больше, чем базовое время задержки. Существующее высокочастотное эквивалентное представление схемы, подходящее для моделирования SPICE-схемы, было модифицировано, чтобы включать в себя эффекты квазистатического распределения заряда эмиттера путем использования люминесцентных высокочастотных элементов, значения которых можно определить из статического анализа. Продемонстрировано, что параметры разделения

заряда, представляются полезными параметрами квазистатического моделирования, которые можно использовать вместе с уже широко принятыми временами прохождения для определения вклада накопленного заряда в высокочастотный переменный отклик биполярных транзисторов.

1.5 Оценка влияния измерительного тракта на фронты импульса тока обратного восстановления диода

Влияние измерительного тракта на передний фронт импульса тока обратного восстановления диода.

Правило выбора отсчетной точки, описанное в статье [53]: при разных длительностях фронта импульса обратного напряжения, прикладываемых к диоду, на семействе кривых импульса тока обратного восстановления диода имеется точка, численно равная полусумме прямого и обратного тока восстановления диода [53]. Использование данной точки в качестве отчета, позволяет снизить погрешность измерения в 5,5 раз, относительно стандартного метода. Далее логично проверить наличие данной точки, при использовании осциллографов с разной длительностью фронта переходной характеристики, для дальнейшего использования этого правила при измерении времени обратного восстановления диода [69].

Модель осциллографа решено также реализовать в среде NI AWR Design Environment. Модель должна учитывать влияние осциллографа на передний фронт импульса тока обратного восстановления диода (рисунок 1.21) [69].

В качестве разработанного формирователя используем блок «V_PLS» в связке с резистором R1. Это решение позволит выставить желаемое прямое и обратное напряжения импульса, а также его длительность фронта $T_F=0,4$ нс. Объектом измерения «SUBCKT» выберем неквазистатическую модель диода 2Д510 производства АО «НИИПП», для получения адекватных результатов моделирования [55].

Отдельное внимание необходимо уделить реализации полосе пропускания осциллографа. Сигнальный тракт любого осциллографа обладает

характеристикой фильтра нижних частот, которая спадает на высоких частотах. Подавляющее большинство осциллографов с паспортной полосой пропускания до 1 ГГц обладают гауссовской характеристикой, которая показывает медленный спад, который начинается около одной трети от частоты среза по уровню -3 дБ. Осциллографы с полосой пропускания больше 1 ГГц чаще всего имеют максимально плоскую амплитудно-частотную характеристику. Данная характеристика чаще всего является плоской в полосе пропускания и резко спадает на 3 дБ вблизи верхней граничной частоты. Исходя из выше сказанного воспользуемся блоком фильтра Гаусса «LPGF». Фильтр нужно развязать его буфером «VCVS» от схемы [55].

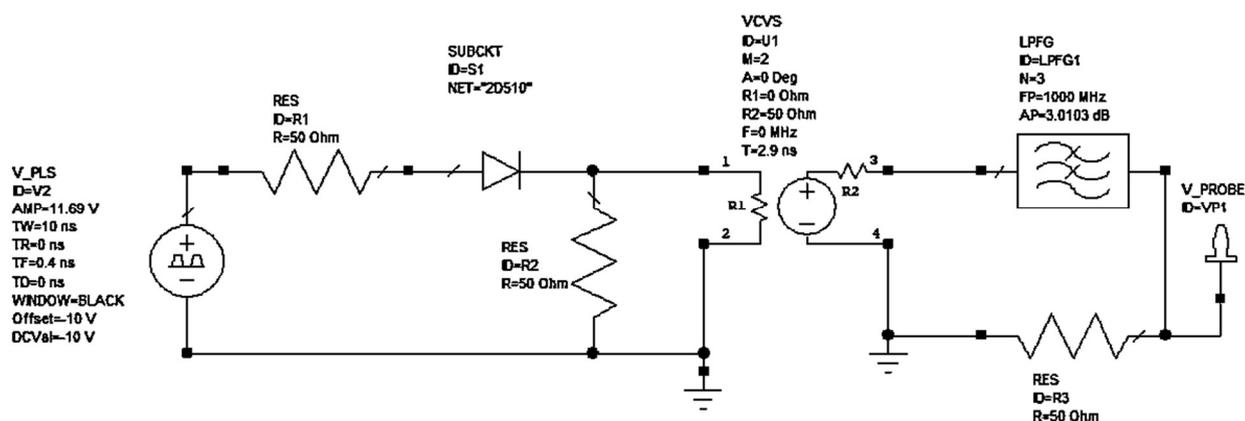


Рисунок 1.21 – Модель осциллографа в среде NI AWR Design Environment

На рисунке 1.22 представлено сопоставления кривых импульса тока обратного восстановления диода полученных с помощью реальных и модельных измерений. Расхождение между полученными кривыми не превышает 6%, что позволяет использовать эту модель [55].

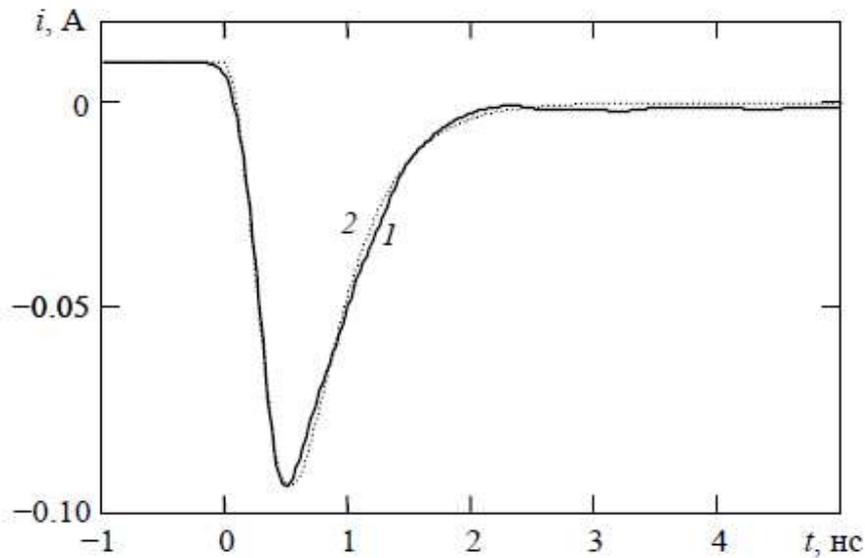


Рисунок 1.22 – Ток обратного восстановления диода 2Д510. Кривая 1 – измерение, кривая 2 – модель [55]

До начала получения кривых семейства кривых импульса тока обратного восстановления диода, стоит обозначить связь между полосой пропускания осциллографа $f_{п.п}$ и его длительностью фронта переходной характеристики. Осциллографы, обладающие гауссовской характеристикой, имеют время нарастания (измеренным по уровням 10 % и 90 %) примерно $0,35/f_{п.п}$. [54]. Значение 0,35 в числителе основано на простой однополюсной модели для времени нарастания от 10% до 90%. Изменение полосы пропускания происходит в блоке «LPFG» с помощью параметра FP [55].

Далее было получено семейство кривых импульса тока обратного восстановления диода с различной длительностью фронта переходной характеристики осциллографа (рисунок 1.23). Была использована длительность фронта переходной характеристики осциллографа 700, 583, 350 и 140 пс, что соответствует полосе пропускания 500, 600, 1000 и 2500 МГц соответственно. Время фронта генератора «V_PLS» составило 0,4 нс (TF), что соответствует фронту разработанного формирователя импульсов с пикосекундным фронтом [55].

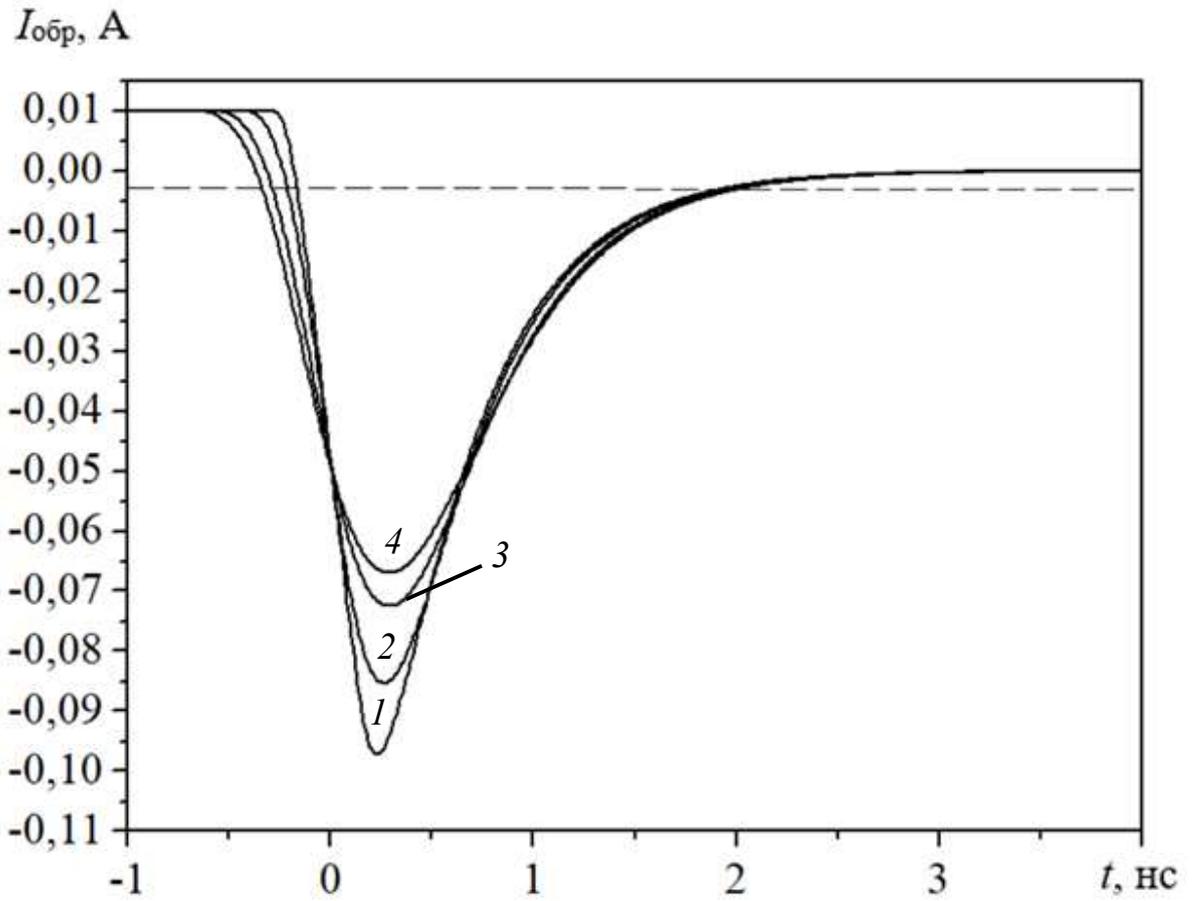


Рисунок 1.23 – Семейство кривых экспоненциальной части обратного тока диода. Кривые 1, 2, 3, 4 соответствуют длительности фронта переходной характеристики осциллографа 700, 583, 350 и 140 пс [55]

На рисунке 1.24 представлено семейство кривых экспоненциальной части обратного тока диода с теми же параметрами кроме ТФ, оно составило 0 нс.

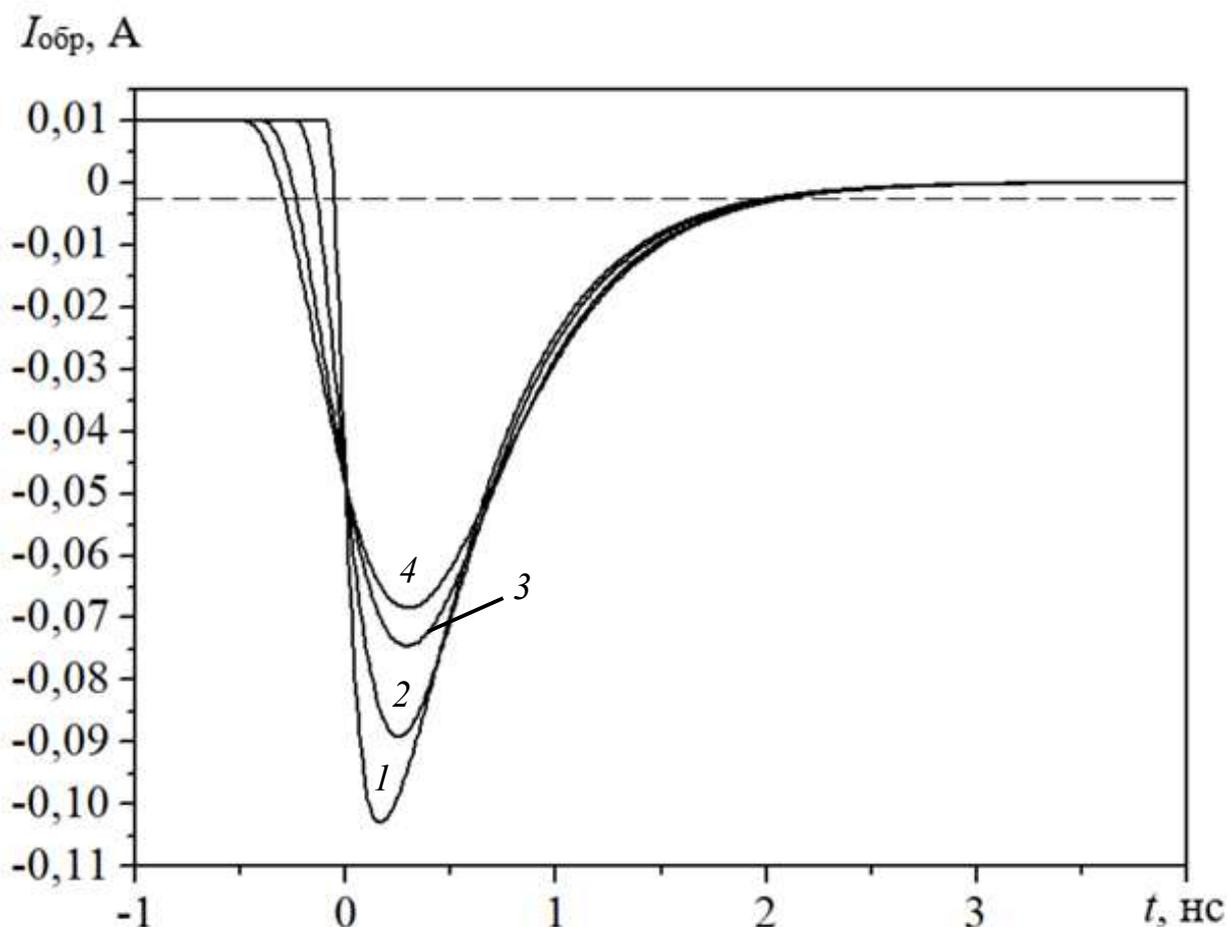


Рисунок 1.24 – Семейство кривых экспоненциальной части обратного тока диода, при времени фронта формирователя импульсов 0 нс. Кривые 1, 2, 3, 4 соответствуют длительности фронта переходной характеристики осциллографа 700, 583, 350 и 140 пс

Исходя из результатов моделирования, приведенных на рисунке 1.23 и 1.24, дозволительно использовать первую отсчетную точку как полусумму прямого тока и минимального тока восстановления.

Влияние измерительного тракта на задний фронт импульса тока обратного восстановления диода.

Модель осциллографа (в среде LabVIEW рисунок 1.25), учитывающая его влияние на экспоненциальную часть импульса тока обратного восстановления диода, описывается следующей импульсной характеристикой:

$$h(t) = \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right]. \quad (1.8)$$

До моделирования целесообразно провести оценку постоянной времени экспоненциальной части на реальном отклике диода. Экспоненциальная часть импульса тока описывается (1.8) [55]:

$$i(t) = I_{\text{обр.макс}} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \quad (1.9)$$

Логарифмируя левую и правую часть (1.8), получим (1.9):

$$\tau(t) = \frac{-t}{\ln(i(t))}. \quad (1.10)$$

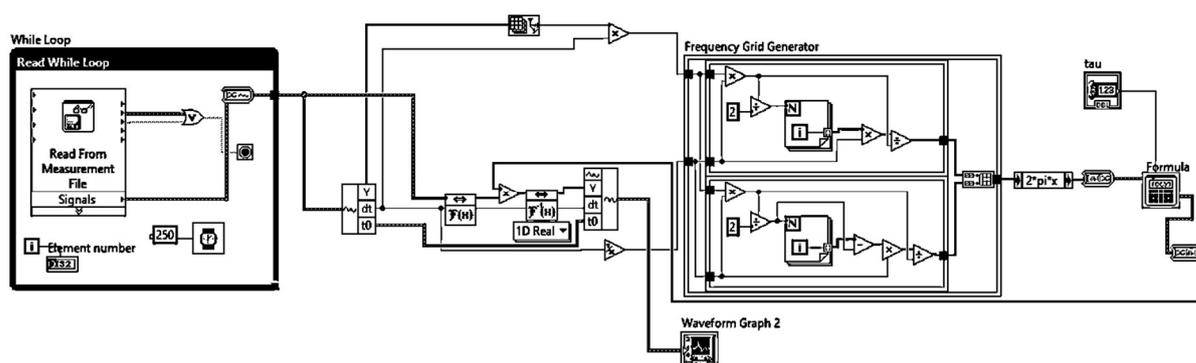


Рисунок 1.25 – Моделирование экспоненциальной части обратного тока диода в LabView

Используя (1.10), построим график зависимости постоянной времени экспоненциального фронта обратного тока диода от времени (рисунок 1.26).

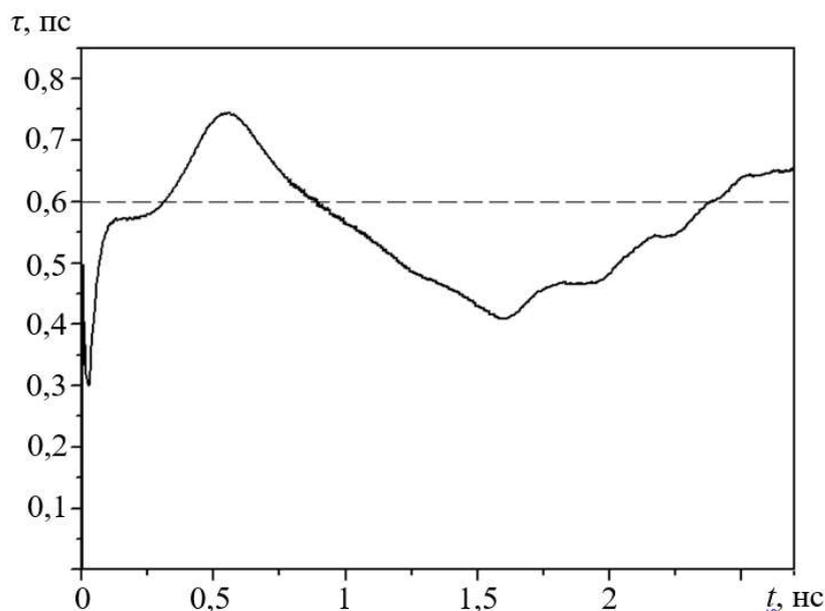


Рисунок 1.26 – Зависимость постоянной времени экспоненциального фронта обратного тока диода от времени

Среднее значение постоянной времени на рисунке 1.25, составило 0,6 нс. На рисунке 1.27 представлен идеальный (кривая 1) и реальный экспоненциальный фронт обратного тока диода (кривая 2).

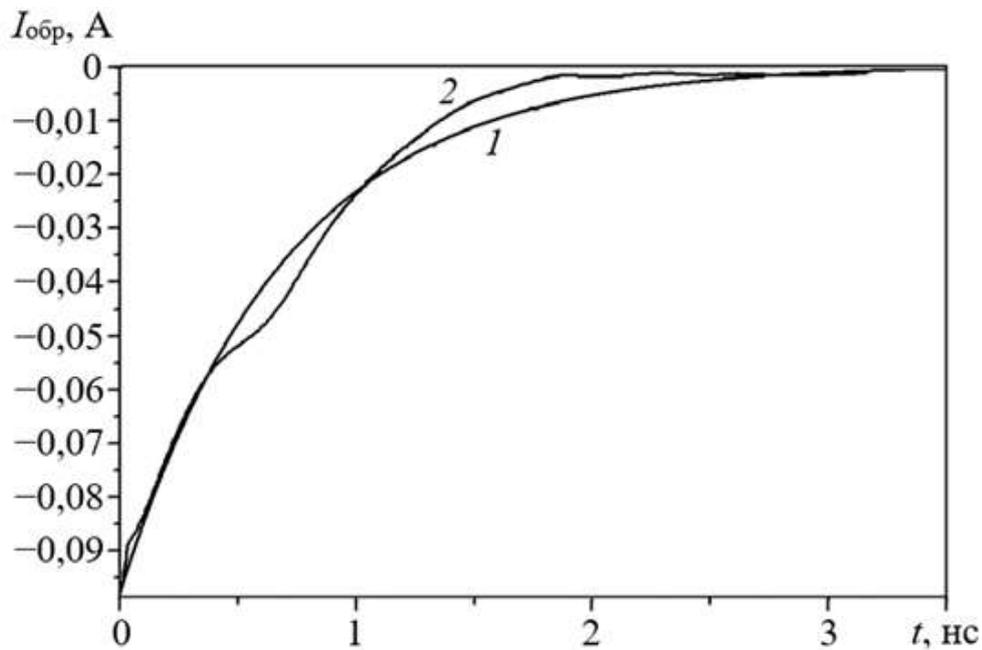


Рисунок 1.27– Экспоненциальный фронт обратного тока диода. Кривые 1 и 2 соответствуют идеальному и реальному фронту

Идеальный экспоненциальный фронт пропускается через модель осциллографа с разными постоянными времени. Данный прием позволяет сравнивать осциллографы относительно постоянной времени экспоненциального фронта диода. Рисунок 1.28 иллюстрирует результаты моделирования обратного тока диода, в зависимости от постоянной времени импульсной характеристики осциллографа (длительности фронта переходной характеристики осциллографа) [55].

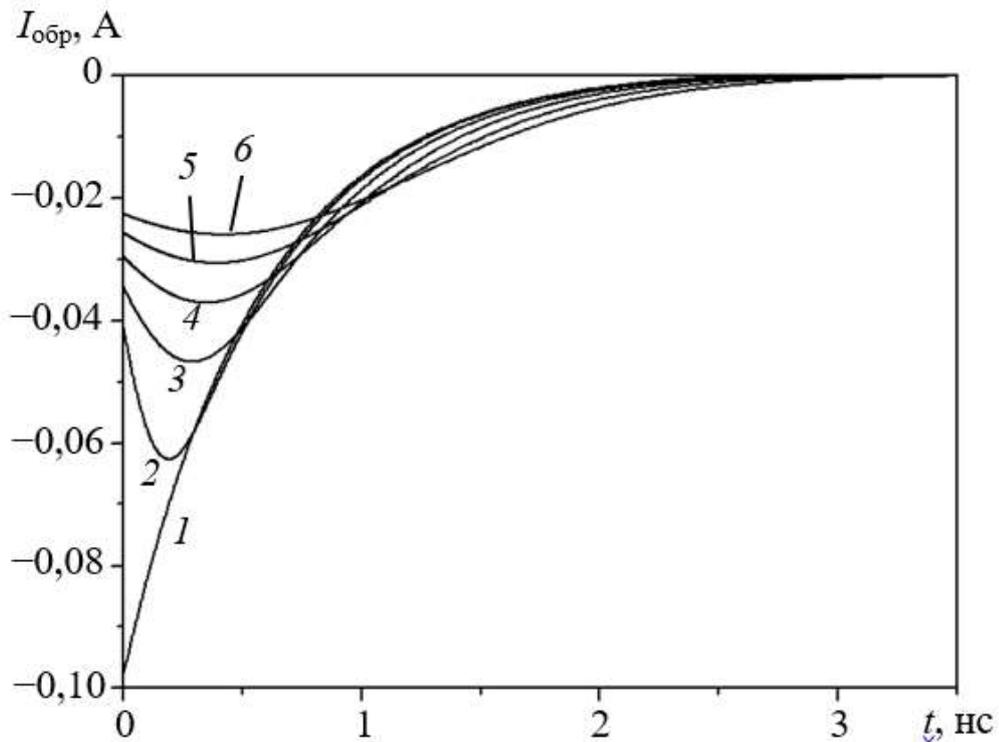


Рисунок 1.28 – Семейство кривых экспоненциальной части обратного тока диода. Кривые 1, 2, 3, 4, 5, 6 соответствуют постоянным времени 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1 нс

Из рисунка 1.28 видно, что при увеличении постоянной времени импульсной характеристики осциллографа происходит уменьшение амплитуды обратного тока диода. Кроме этого, происходит смещение экспоненциальной части вправо относительно нулевого воздействия на нее, вследствие чего происходит увеличение измеренного времени обратного восстановления (по уровню -2 мА) [55].

На рисунке 1.29 приведена зависимость относительной погрешности измерения времени обратного восстановления диода от длительности переходной характеристики осциллографа [55].

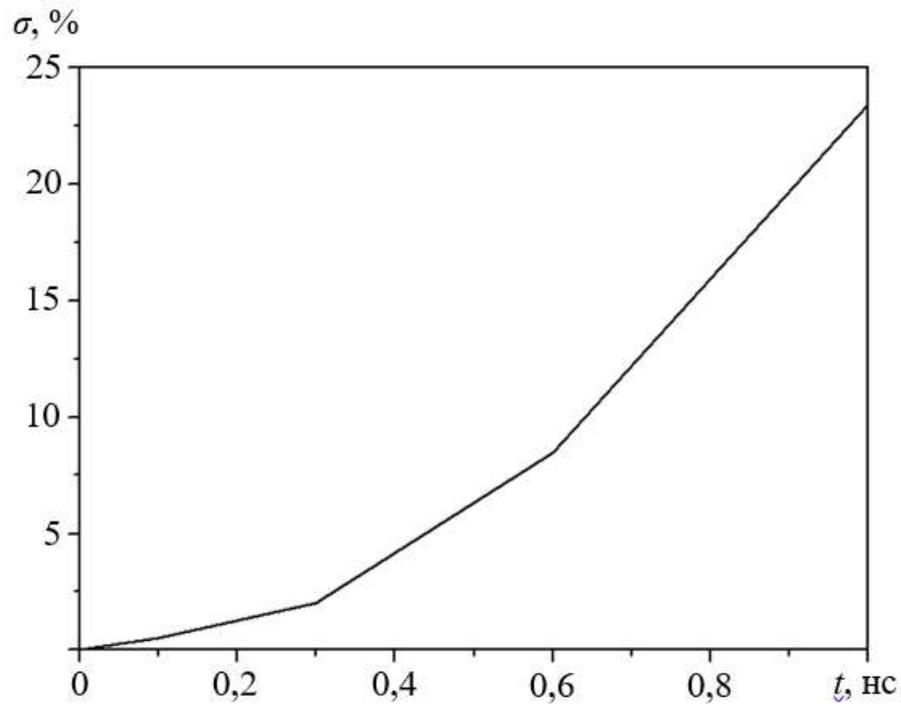


Рисунок 1.29 – Зависимость относительной погрешности измерения времени обратного восстановления диода от длительности переходной характеристики осциллографа

При увеличении постоянной времени (рисунок 1.29), наблюдается возрастание относительной погрешности измерения. То есть, при уменьшении полосы пропускания осциллографа, происходит увеличение погрешности измерения. Например, для осциллографа Rigol DS6064 с полосой пропускания 600 МГц и длительностью фронта переходной характеристики 0,6 нс, относительная погрешность составляет 9,8%, а для Agilent DSO9254A с полосой пропускания 2500 МГц и длительностью фронта переходной характеристики 0,14 нс равна 1,2%. Стоит отметить, что относительная погрешность осциллографа с длительностью фронта переходной характеристики 0,6 нс ($0,3t_{\text{вос}}$) удовлетворяет стандарту [52], но при этом, сам осциллограф, не соответствует условию $0,2t_{\text{вос}}$, того же стандарта [55].

1.6 Постановка цели и задачи исследования

После изучения состояния в области неквазистатических моделей удалось сформулировать следующие выводы:

1. В распространенных САПР, а также производителями ЭКБ, предлагаются модели с квазистатическим представлением диффузионного заряда, а также время жизни неравновесных носителей заряда и последовательное сопротивление потерь задается фиксированным значением. Данное решение приводит к увеличению погрешности моделирования на импульсных широкополосных сигналах, так как противоречит физике процессов в p - n -переходе.

2. В известных научных работах не рассмотрена реализация инерционных свойств последовательного сопротивления потерь в виде эквивалентной схемы. Кроме этого, время жизни неравновесных носителей заряда предлагается задавать фиксированным значением. Что также не соответствует реальному поведению этих параметров.

3. Отсутствуют модели, которые можно построить на пользовательском уровне для интеграции в желаемую САПР. Предлагаются дифференциальные уравнения или аналитические модели требующие применения рекурсивных алгоритмов.

4. В существующих источниках отсутствуют модельные и экспериментальные исследования для импульсных широкополосных сигналов.

Из выше сказанного вытекает **цель диссертационной работы:** повышение качества моделирования радиоэлектронных устройств, путем реализации нелинейно–инерционной модели диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления.

Для достижений поставленной цели, были определены **задачи исследования:**

1. Провести сравнительный анализ существующих научно–технических решений по реализации внутренней инерции диода в виде эквивалентных схем.
2. Предложить математическое описание зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда.
3. Предложить математическое описание зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p – n -перехода.
4. Провести структурный синтез неквазистатической эквивалентной схемы p – n -перехода для режима прямого и обратного восстановления.
5. Осуществить параметрический синтез и экспериментальные исследования созданной неквазистатической модели диода.

2. НЕЛИНЕЙНО-ИНЕРЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПРЯМОСМЕЩЕННОМ ДИОДЕ

2.1 Практическая значимость моделирования переходных процессов в прямосмещенном диоде

Актуальность адекватного моделирования динамических процессов в полупроводниковых приборах в настоящее время возрастает по причине сокращения длительности рабочих сигналов в различных радиотехнических системах. Особенную актуальность правильное моделирование выброса при открывании диодов имеет для разработки защитных устройств. При проектировании радиоэлектронных устройств для применения в космической, военной отрасли, предъявляются повышенные требования по надёжности. Например, необходимо разработать защитное устройство для ограничения напряжения 2,1В на одном из входов микроконтроллера, который управляет двигателями спутника. На рисунке 2.1 представлена функциональная схема защитного устройства на основе диода.



Рисунок 2.1 – Защитное устройство на основе диода

В качестве тестового сигнала задается импульсное воздействие амплитудой 5В. На рисунок 2.2 показаны результаты моделирования.

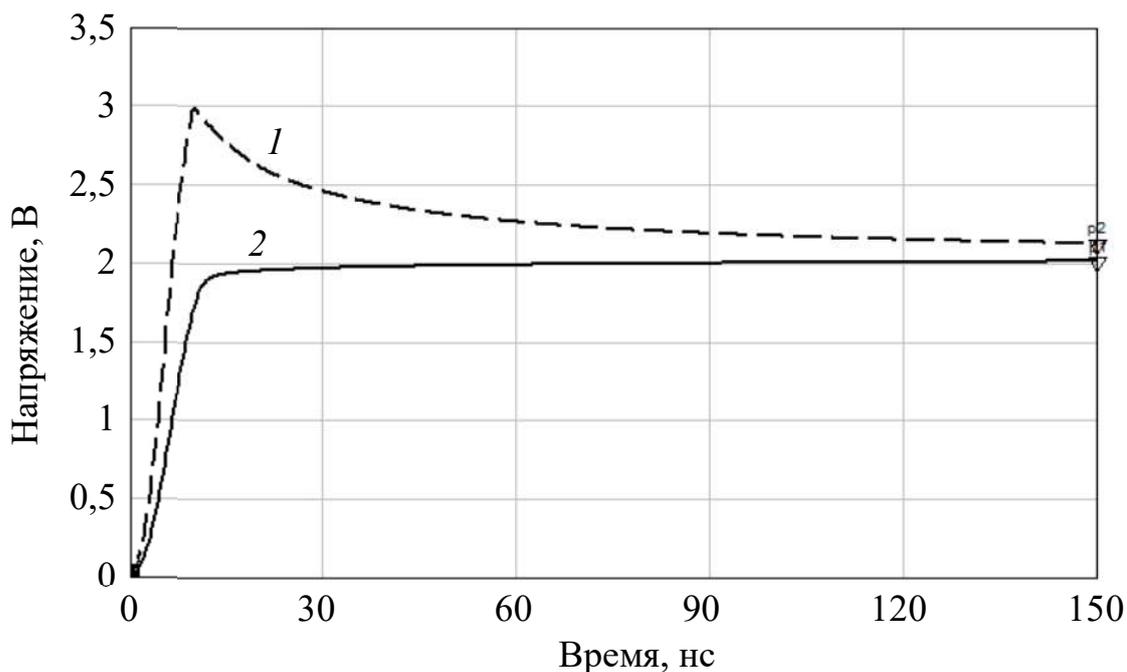


Рисунок 2.2 – Прямое напряжение на выходе. Кривая 1 – неквазистатическая модель, кривая 2 – квазистатическая модель

Из рисунка 2.2 видно, что подобранная квазистатическая модель диода справляется с поставленной задачей и ограничивает напряжение (кривая 1). Но устройство все равно выходит из строя, так как модель не учла выброс напряжения амплитудой 1В в начале переходной характеристики диода (кривая 2).

2.2 Математическое описание зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда p – n -перехода

В стандартной модели диода между анодным выводом и остальной частью модели, описывающей поведение p – n -перехода, часто располагается фиксированное внутреннее последовательное сопротивление R_S . Это делается для того, чтобы учесть контактное сопротивление диода. Это хорошо работает для диодов малых сигналов и даже для силовых диодов в устойчивом включенном состоянии. Когда силовой диод находится в процессе открывания, он имеет большое объемное сопротивление, поскольку его базовая область относительно длинная и имеет низкую начальную

проводимость пассивных областей при нулевом токе. По мере увеличения прямого тока объемное сопротивление в конечном итоге падает из-за эффекта модуляции проводимости. Следовательно, напряжение на диоде проявляет кратковременное превышение, называемое прямым восстановлением, которое не может быть смоделировано фиксированным сопротивлением [57].

В выключенном состоянии проводимость базовой области может быть оценена как [20]:

$$y_{\text{база}} = \frac{q(\mu_n n_0 + \mu_p p_0) A_j}{W_d}$$

где μ_n , μ_p – подвижности электронов и дырок, W_d и A_j – геометрические размеры базы.

Поскольку все параметры формулы выше основаны на геометрических размерах и плотностях носителей теплового равновесия, то они могут быть объединены как немодулированная проводимость $y_{\text{база}} = Y_0$.

Поскольку накопленный заряд в базовой области при высоком уровне инжекции приблизительно пропорционален количеству носителей заряда, тогда формула (2.1) может быть переписана как $y_{\text{база}} = \alpha Q_d$. (α – параметр, зависящий от геометрии диода и процессов изготовления, которым подвергался диод).

Исходя из выше сказанного, предлагается модифицировать формулу (1.2) путем добавления не зависящего от заряда последовательного сопротивления потерь. Это та часть сопротивления, которая образуется на удаленных областях p - n -перехода, в которых накопление неосновных носителей заряда незначительно. Тогда предлагаемая формула последовательного сопротивления p - n -перехода имеет вид:

$$R_S(Q_d) = \frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d} + R_0 \quad (2.1)$$

где R_0 – независящее от диффузионного заряда значение последовательного сопротивления потерь. Величина R_0 определяется толщиной базы и омическим сопротивлением выводов.

Для нахождения диффузионного заряда будем использовать предложенную нами ранее формулу [2]:

$$Q_d(t) = h(t) * i(t) T, \quad (2.2)$$

где * – символ свертки, $h(t)$ – импульсная характеристика, определяющая линейное преобразование тока электропроводности в заряд неравновесных носителей. В формуле диффузионный заряд определяется в замкнутой, разрешенной относительно диффузионного заряда неквазистатической форме, с учетом инерции накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

Частным случаем формулы (2.3) является формула (1.1). При условии, что $h(t)$ будет дельта-функцией, соответствующая безынерционному линейному преобразованию, то (2.2) сводится к (1.1). Далее необходимо провести аппроксимацию линейного преобразования тока электропроводности в заряд неравновесных носителей [67].

Для физического анализа и аппроксимации динамики заряда неравновесных носителей будем использовать. Когда при ступенчатом прерывания тока электропроводности через p - n -переход. Ток через p - n -переход в данном случае определяется только разрядом барьерной и диффузионной емкостей диода [2].

Подавляющее большинство неравновесных носителей заряда релаксирует в течение начальной фазы. Так как завершающая фаза медленнее на порядок, то ток на завершающей фазе составляет примерно 2–3 % от тока на начальной фазе восстановления. Поэтому адекватная неквазистатическая модель p - n -перехода получается уже при аппроксимации процесса релаксации неравновесных носителей заряда единственной экспоненциальной функцией

[62, 67]. В работе [62] такие модели называются моделями уровня 2 (уровню 1 соответствуют квазистатические SPICE-модели) [2]:

$$h(t) = (1/\tau_0) \exp(-t/\tau_0),$$

где τ_0 – постоянная времени экстракции неравновесных носителей заряда.

Согласно теории электропроводности Друде, неравновесные носители заряда либо экстрагируются из областей, в которых они накапливались при режиме прямого восстановления, либо рекомбинируют в них [4, 62]. Процесс обратного восстановления можно разделить на две фазы: быстрая начальная и медленная завершающая [62]. Обе фазы имеют простой экспоненциальный характер. В [62] быструю фазу связывают с процессом экстракции, а медленную – с процессом рекомбинации.

Использование формулы (2.2) позволит без затруднений реализовать модель диода в современных САПР в виде соответствующей эквивалентной схемы, так как Q_d представлен в явной форме, и поэтому применение рекурсивных алгоритмов не требуется [57].

2.3 Структурный синтез неквазистатической эквивалентной схемы для режима прямого восстановления диода

Для реализации модели прямого восстановления диода в САПР предлагается эквивалентная схема, приведенная на рисунок 2.3.

Было установлено [2], что для реализации неквазистатического уравнения диффузионного заряда (2.2) эквивалентная электрическая цепь должна иметь импеданс параллельной RC -цепи. Корректно работающую эквивалентную схему можно получить путем реализации $h(t)$ как импульсную характеристику линейной электрической цепи. Для простоты анализа передаточных свойств линейной электрической цепи будем использовать частотную область. Формула зависимости $h(t)$ в частотной области будет иметь вид:

$$H(\omega) = 1/(1 + j\omega\tau_0).$$

Для приближения эквивалентной схемы ближе к существу формулы (2.2), под входным параметром линейной цепи буду принимать ток $i(t)$. Откликом линейной цепи (двухполюсника) будет напряжение на нем. Безразмерная $H(\omega)$ при этом записывается в виде [2]

$$H(\omega) = Z(\omega)/R,$$

где R – сопротивление двухполюсника на постоянном токе. Таким образом, эквивалентная электрическая цепь должна иметь импеданс

$$Z(\omega) = R/(1 + j\omega\tau_d).$$

Такой импеданс имеет только параллельная RC -цепь. Емкость конденсатора RC -цепи численно равна постоянной времени τ_d при $R = 1$ Ом. Параметр τ_d устанавливает динамический процесс накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

В предложенной эквивалентной схеме (рисунок 2.3), диффузионный заряд отражается выходными сигналами двух блоков: на выходе источника заряда, управляемого напряжением (ИЗУН) и на выходе источника напряжения, управляемого напряжением (ИНУН2). В первом случае в блоке ИЗУН устанавливается коэффициент преобразования, численно равный времени жизни диффузионного заряда для добавления к заряду p - n -перехода. Во втором случае блок ИНУН2 предназначен для получения напряжения, численно равного значению диффузионного заряда Q_d^u путем умножения напряжения с RC -цепи (рисунок 2.3) на время жизни неравновесных носителей заряда T . Данное решение предложено из-за отсутствия в САПР источников сигналов, управляемых зарядом (для вычислений по (2.2)) [57].

Отличительная особенность схемы на рисунок 2.3 заключается в учете неквазистатических свойств прямого восстановления. Неквазистатические свойства реализуются в блоке ИНУН1, где происходит расчет падения напряжения на R_s по формуле:

$$U_{Rs} = \left(\frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d^u} + R_0 \right) I, \quad (2.3)$$

где I – ток диода, а множитель в скобках представляет собой последовательное сопротивление p – n -перехода (см. формулу (2.1)). Выход блока источника напряжения, управляемым током (ИНУТ) формирует напряжение, численно равное току диода I . Источник тока, управляемый током ИТУТ, введен в качестве развязывающего буфера.

Параметры формулы (2.3) R_0 , Y_0 и α реализованы в виде констант. Кроме того, в схеме учитывается барьерная емкость p – n -перехода C_j .

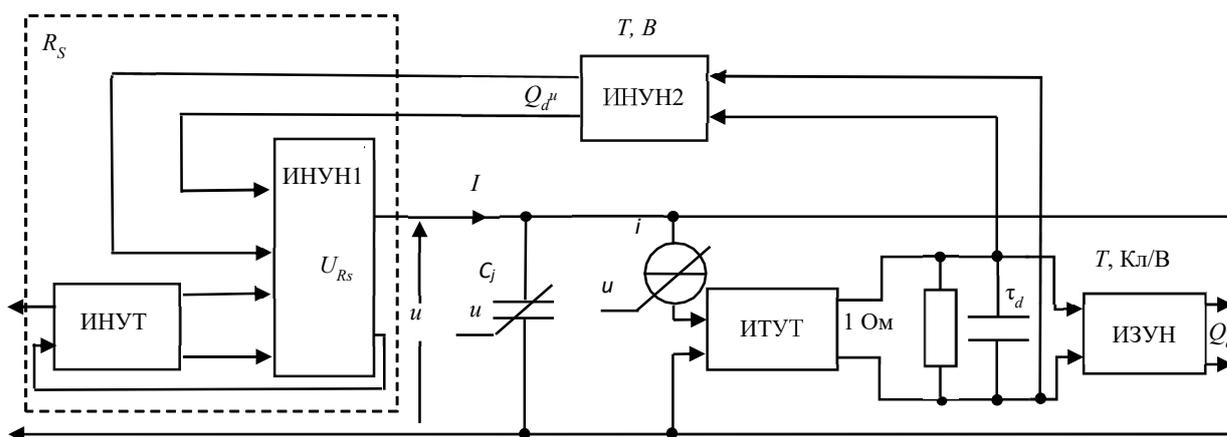


Рисунок 2.3 – Неквазистатическая эквивалентная схема p – n -перехода

Эквивалентная схема разработана с возможностью беспрепятственной ее реализации в популярных САПР (например, AWR Design Environment и Advanced Design System), так как предложенные элементы имеются во многих библиотеках современных САПР. Пример реализации приведен ниже.

2.4 Параметрический синтез неквазистатической эквивалентной схемы диода

В качестве примера для экспериментальных измерений используем биполярный транзистор n – p – n типа 2N6488G, производства ON Semiconductor. Транзистор исследуется в диодном включении эмиттерного перехода. Коллектор, при этом, замкнут с базой.

Экспериментальные измерения и моделирование прямого восстановления p – n -перехода проводятся по схеме двухполюсника.

Установка включает в себя генератор пикосекундных импульсов Tabor Electronics 5201, обратное напряжение которого подается на исследуемый объект. Далее на осциллографе Pico Technology PS 9301 фиксируется сигнал импульса тока обратного восстановления диода.

Экстракция большинства параметров представленной на рисунке 2.3 модели происходит обычными способами из вольт-амперной характеристики (ВАХ) и вольт-фарадной характеристики (ВФХ) эмиттерного перехода [47-51].

С помощью ВАХ (рисунок 2.4) вычисляются параметры нелинейного источника тока с рисунка 2.3, а именно: ток насыщения I_S (рисунок 2.4, ось u логарифмическая) и коэффициент неидеальности N (рисунок 2.4), входящие в формулу:

$$i(u) = I_S \left(\exp \frac{q}{NkT} u - 1 \right),$$

где q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – температура.

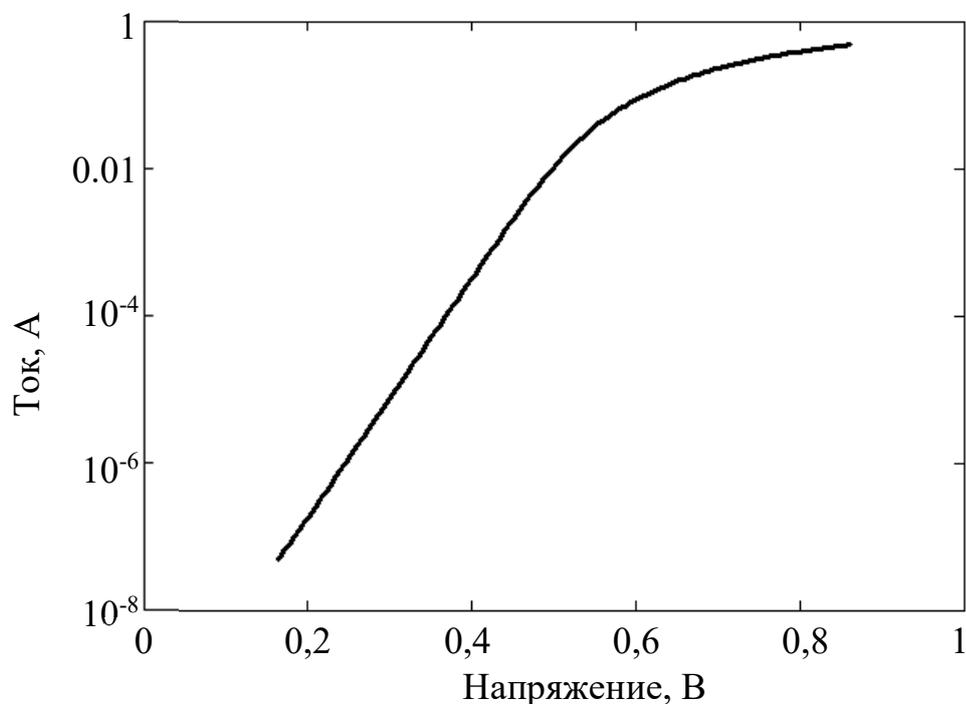


Рисунок 2.5 – Вольт-амперная характеристика 2N6488G

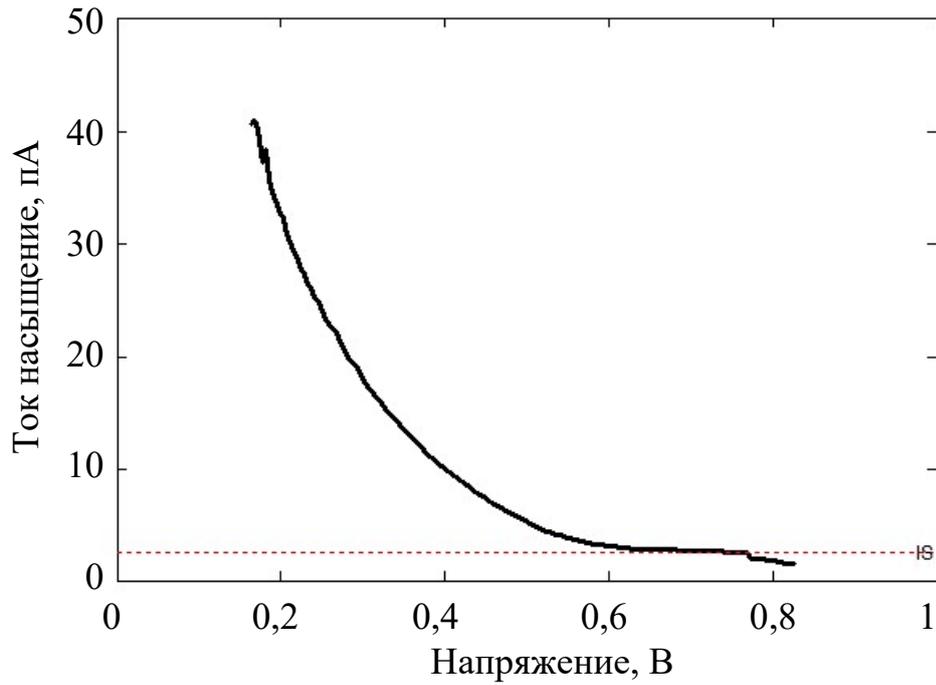


Рисунок 2.6 – Ток насыщения в области малых токов

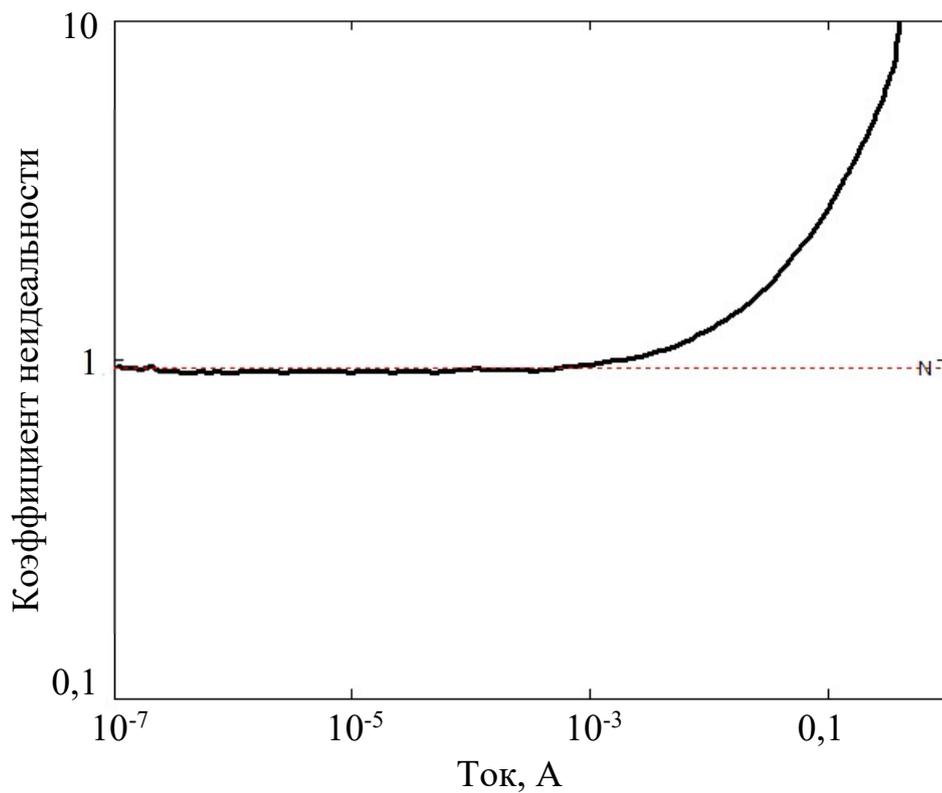


Рисунок 2.7 – Коэффициент неидеальности

Из ВФХ (рисунок 2.8) экстрагируются параметры барьерной емкости

C_j :

$$C_j(u) = C_{j0} \left(1 - \frac{u}{V_j} \right)^{-M}.$$

где C_{j0} – емкость при нулевом смещении, M – градиентный коэффициент, V_j – контактная разность потенциалов.

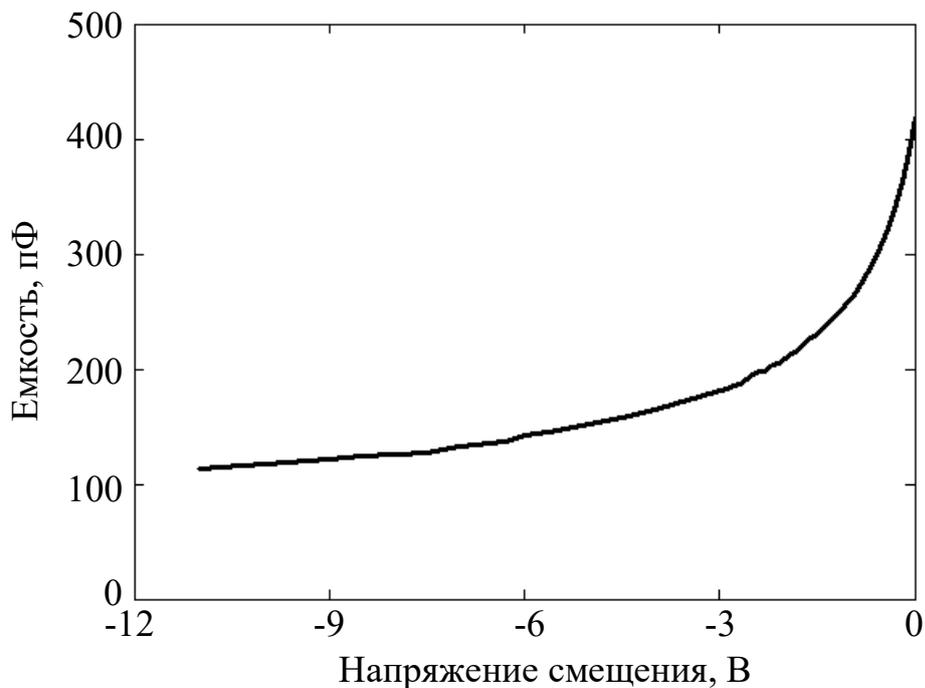


Рисунок 2.8 – Вольт-фарадная характеристика 2N6488G

Время обратного восстановления $t_{\text{вос}}$ определяется по кривой обратного восстановления p – n -перехода (рисунок 2.9). Измерение в соответствии со стандартом [52], приводит к систематической погрешности измерения, из-за добавления к действительному времени восстановления половины длительности фронта импульса обратного напряжения. Поэтому решено использовать способ, приведенный в источнике [55].

Время жизни неравновесных носителей заряда T определяется по кривой обратного восстановления p – n -перехода, как отношение диффузионного заряда к прямому току. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядом p – n -перехода. Общий заряд неосновных носителей вычисляется путем интегрирования кривой (рисунок 2.9) на интервале, где первая и вторая отсчётная точка имеет ток равный нулю. Барьерный заряд

вычисляется путем интегрирования вольт-фарадной характеристики диода (от 0 до 5 В).

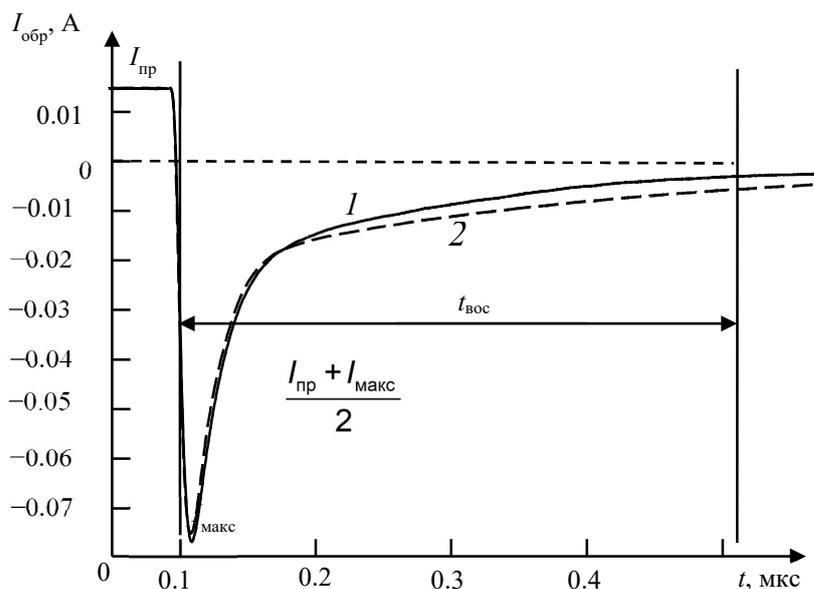


Рисунок 2.9 – Импульс тока обратного восстановления эмиттерного перехода биполярного транзистора: кривая 1 – эксперимент; кривая 2 – неквазистатическая модель

Постоянная времени τ_d (рисунок 2.9) определяется путем минимизации невязки экспериментальной (кривая 1, рисунок 2.9) и модельной кривой (кривая 2, рисунок 2.9), полученной путем расчета на компьютерной модели, реализованной по предложенной схеме (рисунок 2.9).

В итоге, SPICE-параметры эмиттерного перехода биполярного транзистора получились равными: $I_S = 2.6$ пА, $N = 0.9569$, $M = 0.41$, $V_j = 0.44$ В, $C_{j0} = 419$ пФ, $T = 416$ нс, $\tau_d = 300$ нс.

При экстракции вызывает трудность параметры последовательного сопротивления потерь. При прямом измерении доступна только сумма сопротивления p – n -перехода и последовательного сопротивления потерь R_S . Решено определять R_S как разность дифференциального сопротивления диода r_d и p – n -перехода r_{pn} [56, 67]. Удобство данного решение заключается в том, что для нахождения сопротивления p – n -перехода r_{pn} достаточно определить коэффициент неидеальности N из ВАХ [57, 67].

На рисунке 2.10 продемонстрированы дифференциальное сопротивление диода (рисунок 2.10, а, кривая 1) и p - n -перехода (рисунок 2.10, а, кривая 2).

Дифференциальное сопротивление диода (рисунок 2.10, а, кривая 1) вычисляется дифференцированием ВАХ. Применили численное дифференцирование по пяти экспериментальным точкам. Дифференциальное сопротивление p - n -перехода (рисунок 2.10, а, кривая 2) вычисляется как гиперболическая функция тока, построенная по коэффициенту неидеальности эмиттерного перехода, найденного в области максимального наклона ВАХ [56]:

$$r_{pn}(I) = \frac{NTk}{Iq}.$$

На рисунке 2.10, б приведены расчетные и экспериментальная кривые последовательного сопротивления потерь R_S p - n -перехода, демонстрирующие его зависимость от тока, проходящего через диод. Для демонстрации целесообразности введения переменной R_0 приведена кривая (рисунок 2.10, б, кривая 1), построенная по формуле (2.1). Параметры Y_0 и α функций (2.1) и (2.1) подбираются так, чтобы обеспечить наименьшую невязку между моделью (рисунок 2.10, б, кривая 3) и экспериментом (рисунок 2.10, б, кривая 2). В итоге, параметры Y_0 и α для формулы (2.1) равны 0.09 См и 400 МСм/Кл соответственно, а для формулы (1.1) 0.7 См и 20 МСм/Кл соответственно. При этом R_0 составляет 0.44 Ом.

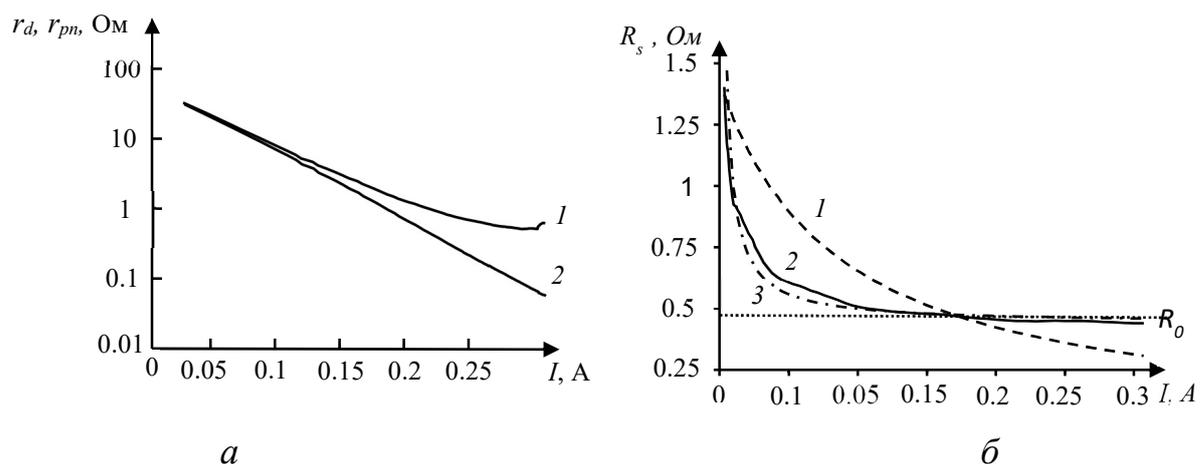


Рисунок 2.10 *а* – Сопротивления p - n -перехода: кривая 1 – дифференциальное сопротивление диода; кривая 2 – дифференциальное сопротивление p - n -перехода. *б* – Последовательное сопротивление потерь: кривая 1 – расчет по формуле (1.3); кривая 2 – эксперимент; кривая 3 – расчет по формуле (2.1).

Из рисунка 2.10, *б* также видно, что кривая 1 полученная по формуле (1.3), имеет существенное расхождение с экспериментальной кривой 2 (не более 57%). В то время как кривая 3, построенная по предложенной нами формуле (2.1), соответствует экспериментальной кривой 2 значительно лучше (не более 8%) [57].

Кривые на рисунке 2.10, *б* можно интерпретировать следующим образом. Перед включением диода заряд Q_d незначителен и $R_s = 1/Y_0$. Это аналогично использованию постоянного сопротивления R_s в обычной модели. Когда $\alpha Q_d \gg Y_0$ последовательное сопротивление диода стремится к параметру R_0 . При любом конечном токе диода, в том числе и в установившемся состоянии, R_s будет между крайними значениями $1/Y_0$ и R_0 .

2.5 Реализация предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода в системе автоматизированного проектирования

В качестве среды моделирования использована AWR Design Environment. Данная среда моделирования имеет все необходимые элементы,

позволяющие без проблем реализовать предложенную неквазистатическую эквивалентную схему $p-n$ -перехода. На рисунке 2.11 представлена неквазистатическая модель биполярного транзистора в диодном включении.

На рисунке 2.11 элемент PNCAP (Diode Junction Capacitance) предназначен для реализации нелинейной барьерной емкости эмиттерного перехода, элемент PNIV (Diode Resistive Junction No Parasitics) отвечает за вольтамперную характеристику. За источник диффузионного заряда отвечает элемент DYN_VCCS (Voltage-Controlled Charge Source) [57].

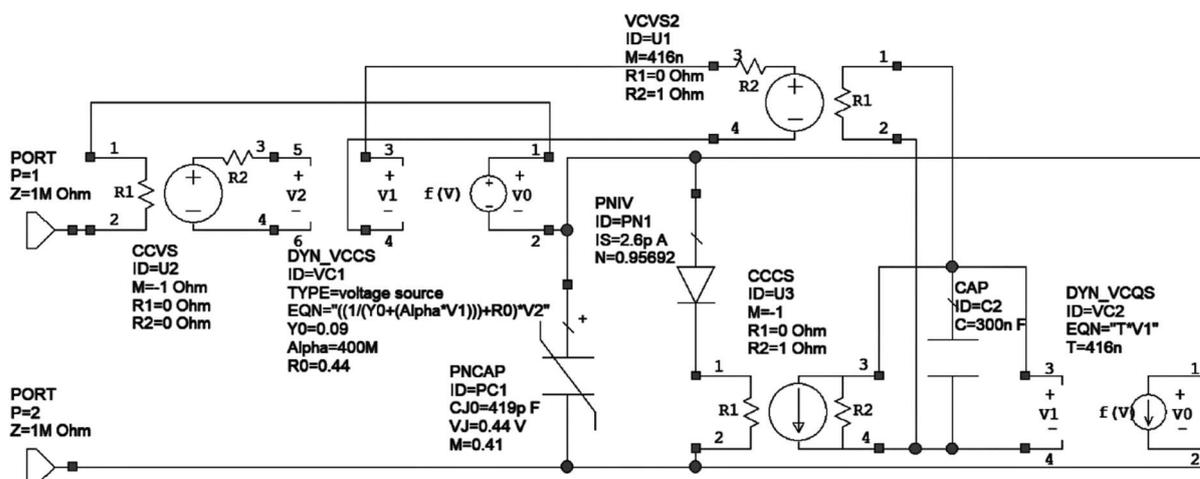


Рисунок 2.11 – Неквазистатическая модель биполярного транзистора 2N6488G в диодном включении в среде AWR Design Environment

ИНУН1, ИНУН2 и ИНУТ и (рис. 2.3) реализуются на элементах DYN_VCCS (Voltage-Controlled Current Source), VCVS (Voltage-Controlled Voltage Source) где M численно равно T и CCVS (Current-Controlled Voltage Source) соответственно. Формула (2.1) с ее параметрами реализована в элементе DYN_VCCS [57].

2.6 Экспериментальное исследование предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода

Экспериментальная установка для измерений в режиме прямого восстановления включает в себя генератор Tabor Electronics 5201 и осциллограф National Instruments PXI-5114. Генератор формирует ступенчатое

воздействие с амплитудой прямого тока 15 мА. С помощью осциллографа фиксируется напряжение на диоде.

Рисунок 2.12 иллюстрирует кривые прямого напряжения на диоде, полученные с помощью эксперимента и моделирования. На рисунке 2.12 отчетливо наблюдается невязка кривой импульса напряжения прямого восстановления квазистатической модели диода (кривая 3) с экспериментальной кривой (кривая 1). В то же время кривая, полученная с помощью неквазистатической модели (кривая 2), имеет существенно меньшее расхождение с экспериментальной.

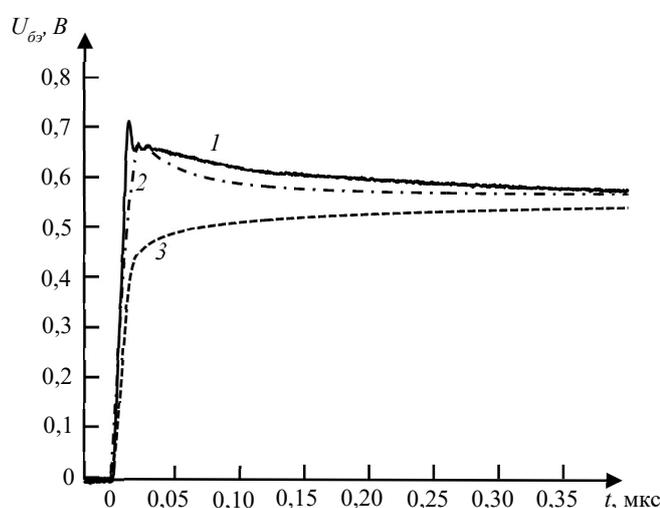


Рисунок 2.12 – Прямое напряжение на p - n -переходе: кривая 1 – эксперимент; кривая 2 – неквазистатическая модель; кривая 3 – квазистатическая модель

Невязка экспериментальной кривой (рисунок 2.12, кривая 1) с предложенной неквазистатической моделью (рисунок 2.12, кривая 2) не превышает 9%. Квазистатическая модель (рисунок 2.12, кривая 3) имеет отклонение от экспериментальной кривой до 35%.

Пиковое прямое напряжение в основном определяется Y_0 , а скорость спада напряжения восстановления и установившееся падение напряжения зависят от значения α . Таким образом, параметры Y_0 и α любого конкретного диода можно оценить из сравнения смоделированных и экспериментальных кривых прямого восстановления, если не известны паспортные данные [57].

2.7 Расчет погрешности измерения переходной характеристики прямого восстановления диода

Пределы допускаемой основной абсолютной погрешности измерения рассчитывают в соответствии с описанием типа средства измерения (Приложение к свидетельству № 40874) [60].

Осциллограф цифровой PXI-5114 (далее – осциллографы) использовался для измерения амплитудных и временных параметров переходной характеристики прямого восстановления диода.

Принцип действия осциллографа основан на аналого-цифровом преобразовании входного электрического сигнала с последующей его обработкой и отображением сигнала с результатами измерений.

Конструктивно осциллограф представляет собой модуль с интерфейсом PXI, устанавливаемый в слот шасси (базового блока) PXI. Общий вид осциллографов показан на рисунке 2.13.



Рисунок 2.13 – Общий вид осциллографа

Метрологические и технические характеристики осциллографов приведены в таблице 2.1 [60].

Таблица 2.1 – Основные метрологические и технические характеристики

Наименование характеристики	Значение
Количество каналов	2
Диапазон амплитуды (пик) входного напряжения	
входное сопротивление 50 Ом	от 20 мВ до 5 В
входное сопротивление 1 МОм	от 20 мВ до 20 В
Коэффициент отклонения К	
входное сопротивление 50 Ом	от 5 мВ/дел до 1,25 В/дел
входное сопротивление 1 МОм	от 5 мВ/дел до 5 В/дел
Пределы допускаемой основной абсолютной погрешности измерения постоянного напряжения U при температуре $(23 \pm 5) ^\circ\text{C}$, мВ	$\pm (1,5 \cdot 10^{-2} \cdot U + 2,4 \cdot 10^{-2} \cdot K \cdot \text{дел} + 0,2 \text{ мВ})$
Пределы дополнительной абсолютной погрешности измерения постоянного напряжения U в рабочем диапазоне температур, мВ	$\pm [(3 \cdot 10^{-5} \cdot U + 4,8 \cdot 10^{-4} \cdot K \cdot \text{дел} + 0,04 \text{ мВ})] / ^\circ\text{C}$
Верхняя частота полосы пропускания по уровню минус 3 дБ	
коэффициент отклонения 5 мВ/дел	100 МГц
коэффициент отклонения > 5 мВ/дел	125 МГц
Время нарастания переходной характеристики	
коэффициент отклонения 5 мВ/дел	3,5 нс
коэффициент отклонения > 5 мВ/дел	2,8 нс
Пределы допускаемой относительной погрешности измерения временных интервалов	$\pm 25 \cdot 10^{-3}$
Габаритные размеры, высота x глубина x толщина, мм	130 x 216 x 20
Масса, не более	455 г
Потребляемая мощность, не более	14 Вт
Рабочие условия эксплуатации	
температура окружающего воздуха, $^\circ\text{C}$	от 10 до 30
относительная влажность воздуха	до 80 % при температуре не более $25 ^\circ\text{C}$
атмосферное давление, кПа	от 84 до 106,7

В соответствии с таблицей 2.1, пределы допускаемой основной абсолютной погрешности измерения постоянного напряжения U при температуре $(23 \pm 5) ^\circ\text{C}$, мВ:

$$\pm (2 \cdot 10^{-2} \cdot U_p + 200 \text{ мкВ}) = \pm 20 \text{ мВ} (0,403 \%)$$

где U_p – амплитуда сигнала.

Полученная погрешность измерения удовлетворяет, так как в 23 раза меньше невязки экспериментальной кривой предложенной неквазистатической моделью.

2.8 Расчет погрешности измерения последовательного сопротивления потерь

Источник питания программируемый модульный NI PXI-4130 предназначен для воспроизведения стабилизированного значения постоянного напряжения и силы постоянного тока на резистивной нагрузке и измерения воспроизводимых величин. С помощью NI PXI-4130 производилось измерение ВАХ эмиттерного перехода биполярного транзистора 2N6488G. Далее из ВАХ вычислялось последовательное сопротивление потерь.

Управление источником производится с помощью интерфейса PXI. Заданное в программной коде значение преобразуется цифро-аналоговым преобразователем в аналоговое значение выходной величины. NI PXI-4130 выполнен на основе аналого-цифровых преобразователей измерителя силы тока и напряжения, что позволяет одновременно контролировать оба параметра [61].

Отсутствуют физические элементы регулировки и подстройки. Общий вид модулей показан на рисунке 2.14 [61].



© Artisan Technology Group

Рисунок 2.14 – Общий вид NI PXI-4130

Вольт-амперная характеристика измерялась путем изменения тока и фиксирования напряжения на диоде. Тогда предел допускаемой абсолютной погрешности измерения напряжения вольт-амперной характеристики U , В:

$$\pm (5 \cdot 10^{-4} \cdot U + 0,005) = \pm (5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,2 + 0,005) = \pm 5,1 \text{ мВ (0,823 \%)}$$

$$\pm (5 \cdot 10^{-4} \cdot U + 0,005) = \pm (5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,8 + 0,005) = \pm 5,4 \text{ мВ (0,675 \%)}$$

Пределы допускаемой абсолютной погрешности воспроизведения силы тока I :

$$\pm (1,5 \cdot 10^{-3} \cdot I + 0,004) = \pm (1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} + 0,004) = \pm 4 \text{ мА (0.453)}$$

$$\pm (1,5 \cdot 10^{-3} \cdot I + 0,004) = \pm (1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,48768 + 0,004) = \pm 4,732 \text{ мА (0.353)}$$

Полученная погрешность измерения удовлетворяет, так как в 11 раз меньше невязки экспериментальной кривой предложенной неквазистатической моделью.

2.9 Выводы по второй главе

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

1. Предложена модифицированная модель последовательного сопротивления диода, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от $p-n$ -перехода. При этом значение диффузионного заряда рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носителей заряда.

2. Невязка экспериментальной кривой с предложенной неквазистатической моделью не превышает 9%. Квазистатическая модель имеет отклонение от экспериментальной кривой до 35%.

3. Предложенная модель спроектирована в виде эквивалентной схемы. Данный способ реализации позволяет без труда реализовать пользователю в САПР.

4. Параметры в предложенной эквивалентной схеме не требуют нестандартных способов вычисления кроме последовательного сопротивления потерь.

5. Последовательное сопротивление потерь определяется как разность дифференциального сопротивления диода и дифференциального сопротивления $p-n$ -перехода. Использование дифференциальных сопротивлений объясняется простотой, так как для нахождения сопротивления $p-n$ -перехода достаточно определить только коэффициент неидеальности ВАХ.

6. Параметры зависимости последовательного сопротивления потерь от тока $p-n$ -перехода определяются вариационным методом до обеспечения наименьшей невязки между расчетной и экспериментальной кривыми зависимости последовательного сопротивления потерь от тока $p-n$ -перехода.

7. Погрешность измерения переходной характеристики прямого восстановления диода (в 23 раза меньше) и последовательного сопротивления потерь (в 11 раз меньше) существенно меньше невязки экспериментальной и модельной кривой.

3. НЕЛИНЕЙНО-ИНЕРЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА С УЧЕТОМ ЗАВИСИМОСТИ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ НЕРАВНОВЕСНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА ОТ ПРЯМОГО ТОКА

3.1 Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока

При условии термодинамического равновесия процессы рекомбинации и генерации, в соответствии с принципом детального равновесия, «компенсируют» друг друга.

Помимо тепловой генерации для создания свободных носителей заряда существуют и другие способы их появления. Свободные носители заряда способны образоваться в результате ионизирующего излучения, облучения светом, а также высокоэнергичными ионами. Что приводит к возникновению концентрации свободных электронов и дырок, отличающаяся от равновесной [8].

Для рекомбинации необходимо одновременно наличие в одной и той же точке кристалла электрона n и дырки p . Исходя из наличия неравновесных (n и p) и равновесных (n_0 и p_0) носителей заряда в p - n -переходе можно определить общую скорость их рекомбинации. Общая скорость изменения количества носителей заряда определяется как разность скоростей рекомбинации и генерации. Общая избыточная концентрация носителей заряда определяется как разность в концентрациях носителей заряда для равновесного и неравновесного состояний. При этом, по классической теории, постоянная времени жизни неравновесных носителей при низком уровне инжекции будет иметь вид [8]:

$$\tau = \frac{1}{\gamma_r} \frac{1}{p_0 + n_0} \quad (3.1)$$

где γ_r – коэффициент рекомбинации.

При высоком уровне инжекции, когда количество инжектированных носителей сравнимо с основным легированием, необходимо учитывать избыточную концентрацию электронов δn . В этом случае, формула (3.1) будет иметь вид:

$$\tau = \frac{1}{\gamma_r} \frac{1}{p_0 + n_0 + \delta n} = \frac{1}{\gamma_r(p_0 + n_0)} \frac{1}{1 + \delta n / (p_0 + n_0)} = \tau_0 \frac{1}{1 + \delta n / (p_0 + n_0)} \quad (3.2)$$

При работе с полупроводниковыми приборами, уровни легирования часто неизвестны. Будем использовать модель, основанную на метрологических измерениях. Тогда в формуле (3.2), отношение $\delta n / (p_0 + n_0)$ логично заменить линейной функцией тока. Конечная зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p - n -перехода будет иметь вид:

$$\tau(I_{\text{пр}}) = \tau_0 \frac{1}{1 + I_{\text{пр}} / I_0} \quad (3.3)$$

где I_0 – ток, при котором время жизни уменьшается в два раза, $I_{\text{пр}}$ – прямой ток через p - n -переход.

В итоге предлагается использовать формулу (3.3). Это позволит без затруднений реализовать модель p - n -перехода в современных САПР в виде соответствующей эквивалентной схемы, так как уравнение (3.3) является разрешенным относительно τ , что не требует применения рекурсивных алгоритмов (решение дифференциальных уравнений).

3.2 Измерение времени жизни неравновесных носителей заряда по кривой импульса тока обратного восстановления диода

В качестве примера для экспериментальных измерений используем кремниевый диод с p - n -переходом BAS16J, производства Nexperia. Измерительная установка, используемая ранее [57], также включает в себя генератор пикосекундных импульсов Pico Technology PG911 (Г), сигнал которого подается на исследуемый диод VD. Прямой ток задается с помощью

источника постоянного тока National Instruments PXI-4130 (ИП). Смещение сигнала с генератора происходит за счет втулки питания (ВП). Далее на осциллографе Pico Technology PS 9300 (О) фиксируется сигнал импульса тока обратного восстановления диода. На рисунке 3.1 продемонстрирована функциональная схема измерительной установки [57].

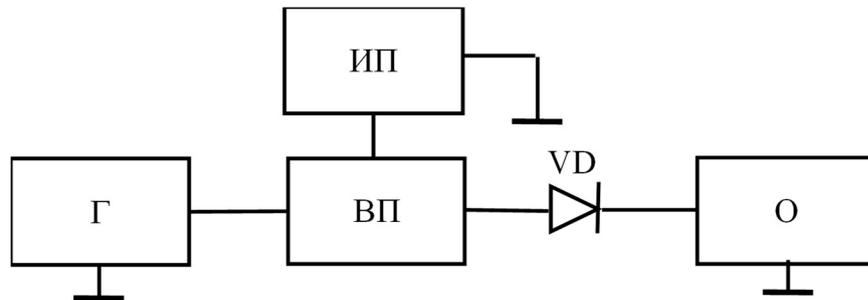


Рисунок 3.1 – Функциональная схема измерительной установки

Время жизни τ определяется по кривой обратного восстановления $p-n$ -перехода, как отношение диффузионного заряда к прямому току. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядом $p-n$ -перехода. Общий заряд неосновных носителей вычисляется путем интегрирования кривой (рисунке 3.2) на интервале, где первая и вторая отсчётная точка имеет ток равный нулю. Барьерный заряд вычисляется путем интегрирования вольт-фарадной характеристики диода. Время жизни составило 180 нс, при прямом токе 15 мА и диффузионном заряде 2,725 нКл. По аналогии происходит расчет и для других значений токов, используемых ниже (рисунок 3.7).

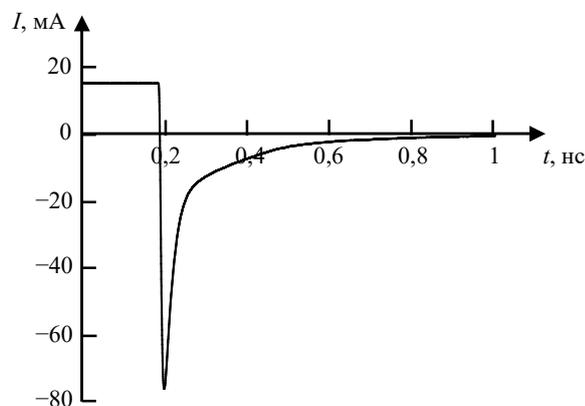


Рисунок 3.2 – Импульс тока обратного восстановления диода

На рисунке 3.3 продемонстрировано сравнение экспериментальных и расчетных результатов (по формуле (3.3)) зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p - n -перехода.

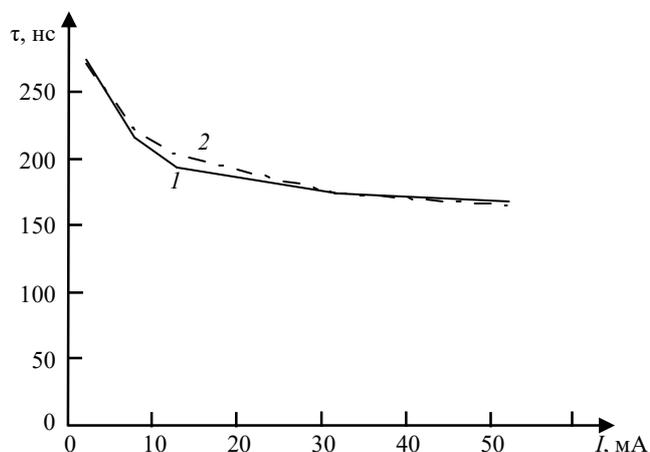


Рисунок 3.3 – Сравнение экспериментальной (кривая 1) и расчетной (кривая 2) зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда

Расхождение между расчетной и экспериментальной кривой не превышает 9%.

3.3 Реализация неквазистатической эквивалентной схемы для режима обратного восстановления диода

На рис. 4 продемонстрирована неквазистатическая эквивалентная схема диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока.

Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока (формула (3.3)) реализована с помощью узла источник напряжения, управляемый током (ИНУТ). Выход узла ИНУТ формирует напряжение численно равное времени жизни.

Кроме этого, в предложенной схеме реализовано неквазистатическое приближение диффузионного заряда. Для отыскания диффузионного заряда будем использовать ранее предложенную нами формулу 2.2.

$$Q_d(t) = h(t) * i(t) \tau,$$

Так как необходимо определять диффузионный заряд в замкнутой, разрешенной относительно диффузионного заряда неквазистатической форме, учитывающей инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

Для реализации неквазистатического приближения диффузионного заряда, эквивалентная электрическая цепь должна обладать импедансом параллельной RC -цепи [2]. В RC -цепи емкость конденсатора численно равна постоянной времени τ_d при $R = 1$ Ом. Параметр τ_d определяет динамическое поведение накопления и релаксации неравновесных носителей заряда и определяется вариативным методом путем минимизации невязки экспериментальной и модельной кривой импульса тока обратного восстановления. Так же на рис. 4 обозначено последовательное сопротивление диода R_s и барьерная емкость C_j .

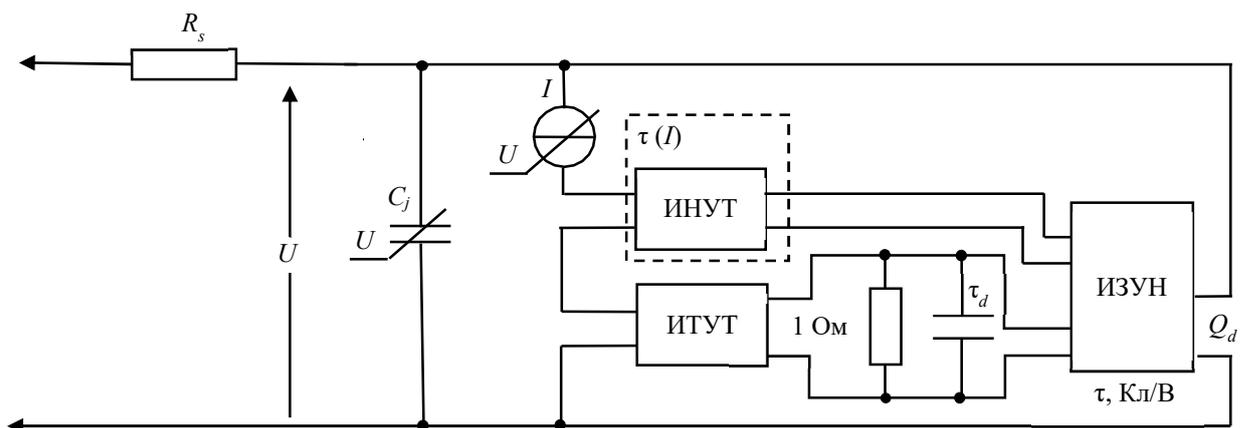


Рисунок 3.4 – Неквазистатическая эквивалентная схема диода

Эквивалентная схема спроектирована с возможностью беспрепятственной ее реализации в распространенных САПР (например, AWR Design Environment). Объясняется это тем, что предложенные элементы имеются во многих библиотеках современных САПР. Узел ИНУТ соответствует CCVS

(Current-Controlled Voltage Source), узел ИНУН соответствует DYN_VCCS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Current/Voltage Source), узел ИТУТ соответствует CCCV (Current-Controlled Current Source), узел ИЗУН соответствует DYN_VCQS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Charge Source).

Однако узел ИЗУН присутствует не во всех популярных САПР (Например, CST Studio и Advanced Design System). Поэтому можно использовать последовательные включенные узлы: дифференциальная цепь и источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). Дифференциальная представляет параллельное соединение конденсатора и резистора. Допустимость использования данной связки объясняется тем, что в узле ИЗУН наблюдается изменение заряда. Дифференцируя сигнал с выхода узла ИТУН, получаем сигнал численно равный заряду. На рисунке 3.5 представлен второй вариант реализации схемы с рисунка 3.4.

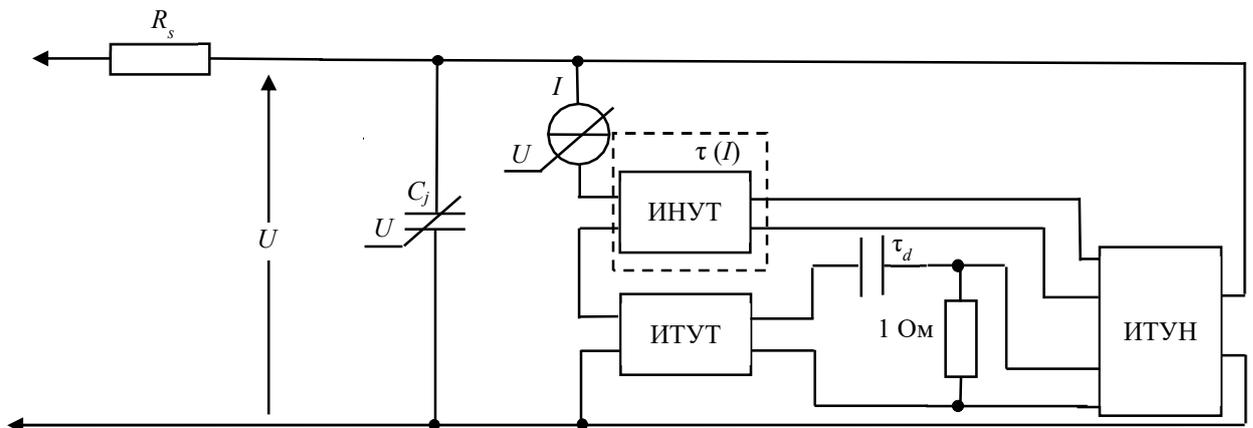


Рисунок 3.5 – Неквазистатическая эквивалентная схема диода без ИЗУН

3.4 Реализация предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы диода в системе автоматизированного проектирования

На рисунке 3.6 представлена нелинейно–инерционная модель диода в среде AWR Design Environment. Узел ИНУТ соответствует CCVS (Current-Controlled Voltage Source), узел ИНУН соответствует DYN_VCCS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Current/Voltage Source), узел ИТУТ соответствует

CCCV (Current-Controlled Current Source), узел ИЗУН соответствует DYN_VCQS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Charge Source).

Формула (3.3) реализуется в блоке DYN_VCCS в графе EQN. В этом же блоке задается значение тока, при котором время жизни уменьшается в два раза I_0 и постоянная времени жизни при этом токе τ_{00} .

За вольт-амперную характеристику отвечает элемент PNIV. В нем задается ток насыщения I_S и коэффициент не идеальности вольтамперной характеристики N . Параметры (C_{J0} , V_J , M) характеризующие вольт-фарадную характеристику, указываются в элементе PNCAP.

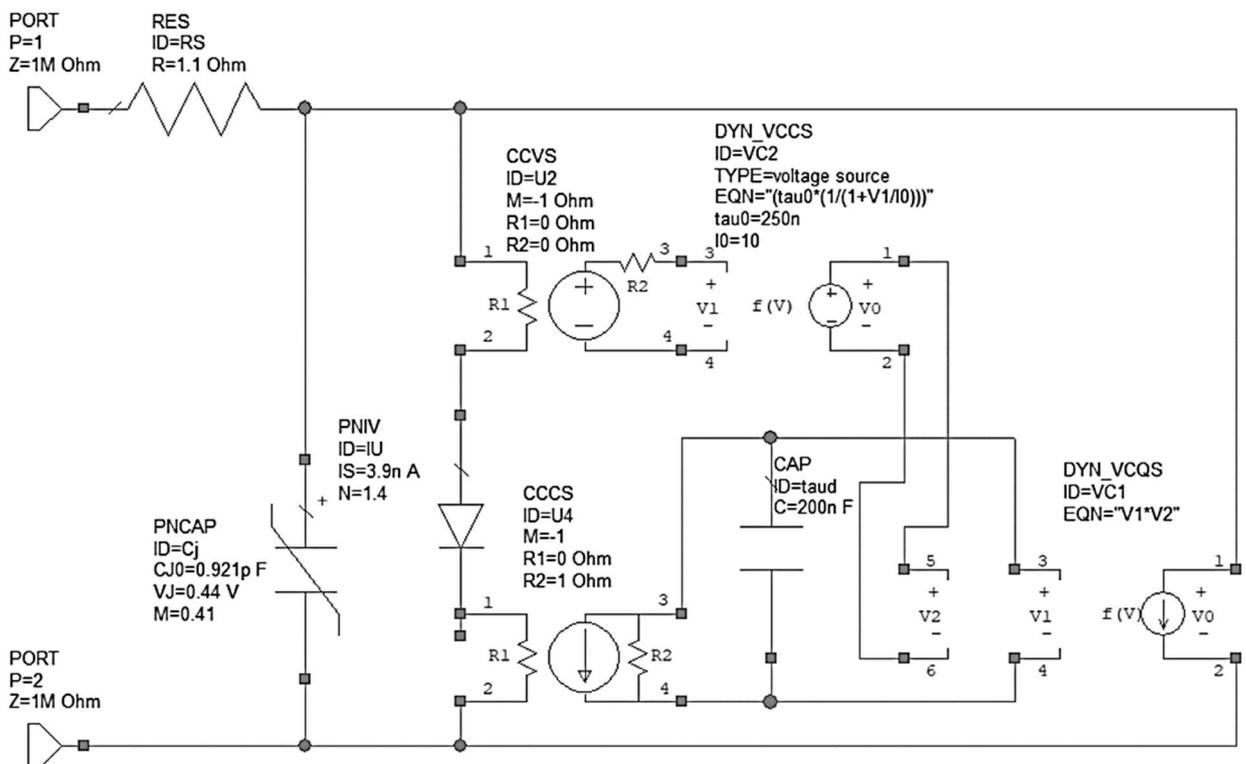


Рисунок 3.6 – нелинейно–инерционная модель диода BAS16J в среде AWR Design Environment

3.5 Анализ полученных результатов моделирования и экспериментальных измерений в режиме обратного восстановления диода

На рисунке 3.7 продемонстрированы экспериментальные и модельные кривые импульса тока обратного восстановления при разном прямом токе (*а* – 15 мА, *б* – 34 мА, *в* – 54 мА).

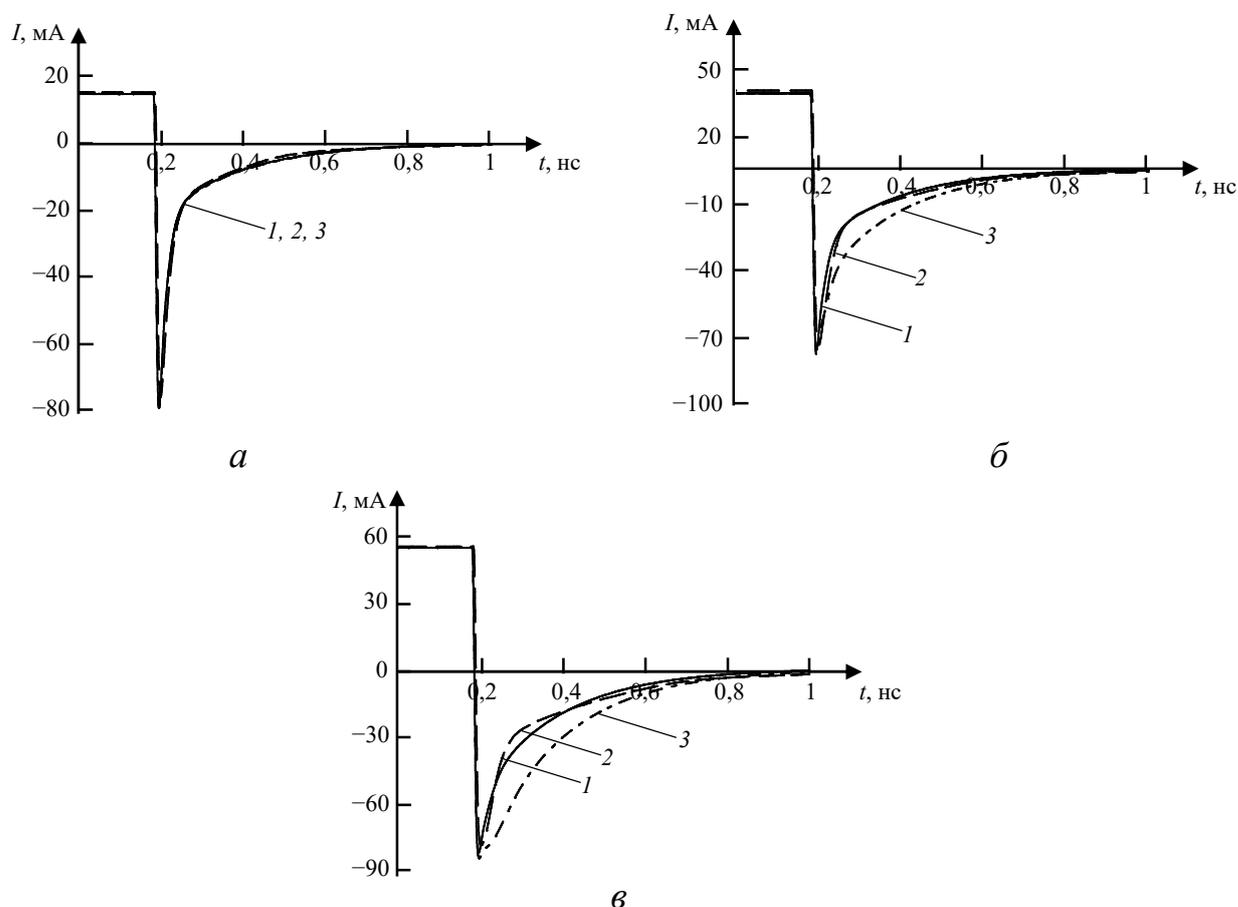


Рисунок 3.7 – Импульс тока обратного восстановления на диоде: кривая 1 – эксперимент; кривая 2 – предложенная неквазистатическая модель (рисунок 3.4); кривая 3 – стандартная модель. *а* – 15 мА; *б* – 34 мА; *в* – 54 мА

Рисунок 3.7, *б* и *в* наглядно показывает существенное расхождение между экспериментальной и модельной кривой без учета зависимости времени жизни от прямого тока, в то время как предложенная модель (рисунок 3.4) корректно отрабатывает изменение прямого тока.

Из рисунка 3.7 видно, что невязка между экспериментальной кривой (рисунок 3.7 кривая 1) и предложенной неквазистатической моделью (рисунок 3.7, кривая 2) не превышает 9%. Модель без учета зависимости $\tau(I)$ имеет отклонение от экспериментальной кривой до 45% (рисунок 3.7, кривая 3).

Так же рисунок 3.7 показывает, что при токе 14 мА модель без учета и с учетом зависимости $\tau(I)$ не имеет существенных отклонений от экспериментальной кривой, так как у модели без учета зависимости $\tau(I)$ время жизни рассчитывается при 14 мА. Но при увеличении прямого тока, расхождение модельной кривой без учета зависимости начинает существенно отклоняться от экспериментальной кривой.

3.6 Расчет погрешности измерения импульс тока обратного восстановления диода

Измерение импульса тока производилась с помощью осциллографа цифрового стробоскопического АКПП-4132/1 (Pico Technology PS 9301).

Осциллограф является многофункциональным средством измерения параметров сигналов. Принцип действия основан на считывании дискретных значений исследуемого сигнала с использованием коротких стробирующих импульсов, временное положение которых изменяется с использованием развертывающего пилообразного напряжения и индикацией выборки сигнала с результатами измерений на экране внешнего персонального компьютера (ПК). Управление осциллографами осуществляется по интерфейсам USB и LAN от внешнего ПК. Питание осциллографов осуществляется от универсального сетевого адаптера.

На рисунке 3.8 представлен общий вид осциллографа.



Рисунок 3.8 – Общий вид осциллографа

Пределы допускаемой абсолютной погрешности измерения напряжения постоянного тока:

$$\pm (0,02 \cdot K \cdot K_0 + 0,002) = \pm (0,02 \cdot 8 \cdot 65 + 0,002) = \pm 27,6 \text{ мВ (0,41 \%)}$$

$$\pm (0,02 \cdot K \cdot K_0 + 0,002) = \pm (0,02 \cdot 8 \cdot 78 + 0,002) = \pm 22,8 \text{ мВ (0,48 \%)}$$

$$\pm (0,02 \cdot K \cdot K_0 + 0,002) = \pm (0,02 \cdot 8 \cdot 90 + 0,002) = \pm 19,6 \text{ мВ (0,55 \%)}$$

где K – число делений по вертикали, K_0 – установленный коэффициент отклонения, мВ/дел

Инструментальная погрешность прибора в 22 раза меньше невязки экспериментальной и модельной кривой.

3.7 Выводы по третьей главе

Основными выводами третьего раздела стало следующее:

1. Предложена модифицированная модель времени жизни неравновесных носителей заряда, учитывающая динамику процесса рекомбинации при высоком уровне инжекции. При этом значение диффузионного заряда также рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носителей заряда.

2. Расхождение между экспериментальной и модельной кривой импульса тока обратного восстановления не превышает 9%.

3. При увеличении прямого тока, расхождение модельной кривой без учета зависимости времени жизни от прямого тока начинает существенно отклоняться от экспериментальной кривой. При этом предложенная модель с учетом зависимости корректно отрабатывает изменение прямого тока.

4. Инструментальная погрешность прибора в 22 раза меньше невязки экспериментальной и модельной кривой.

5. Эквивалентная схема спроектирована с возможностью беспрепятственной ее реализации в распространенных САПР. Достигается тем, что предложенные элементы имеются во многих библиотеках современных САПР.

4 ПРИМЕНЕНИЕ НЕКВАЗИСТАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИОДА В ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

4.1 Двухтактный обостритель импульсов

В качестве радиоэлектронного устройства решено использовать двухтактный обостритель импульсов на диодах с накоплением заряда. Это законченное устройство, которое используется в Институте сильно точной электроники СО РАН в рамках разработки нелинейного видеоимпульсного локатора для инструментальных целей: проверки и отработки метода зондирования и исследования свойств нелинейных рассеивателей.

Изначально была поставлена задача спроектировать схему, для формирования разнополярных импульсов амплитудой 10 В, фронтом 0.5 нс и временем спада 5...10 нс. Пары разнополярных импульсов необходимо создать близкие по форме и амплитуде. В данном случае, учет неквазистатических эффектов в диоде кардинально меняет оценку его применимости для генерации коротких импульсов.

На рисунке 4.1 представлена схема обострителя импульсов на диоде с накоплением заряда КД524. Принцип работы данной схемы основан на свойстве диодов резко восстанавливать обратное сопротивление при переключении из состояния прямой проводимости в закрытое состояние [58]. При подаче напряжения с источника сигнала в диоде накапливается заряд, после изменения полярности входного сигнала происходит восстановление обратного сопротивления диода, формируется выходной импульс на нагрузке. В момент формирования положительного импульса, второй диод надежно заперт, благодаря своей схеме включения, таким образом исключается влияние формируемых импульсов друг на друга. Диоды $D1$, $D4$ ВZX84C10 осуществляют стабилизацию напряжения питания, возникающее во время накачки ДНЗ, на уровне 10 В. Входной сигнал подается с генератора National Instruments PXI-5422, время нарастания фронта 4,4 нс, время спада 4,4 нс [59].

Сборка макета двухтактного обострителя импульсов и получение экспериментальных измерений выполнено совместно с Березиным А.А.

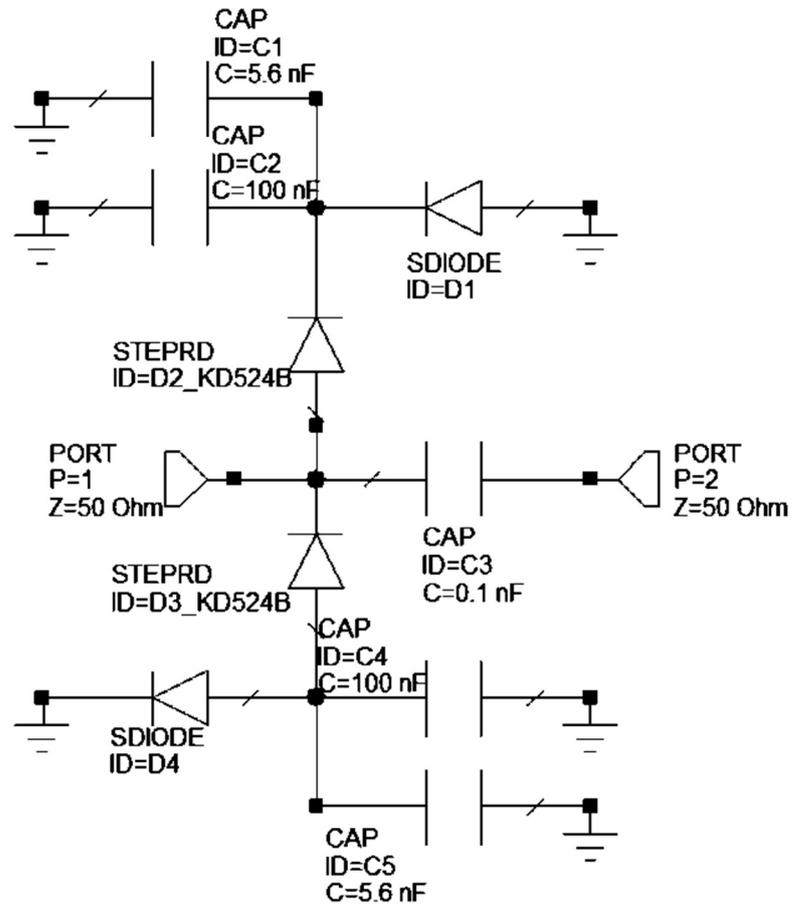


Рисунок 4.1 –Схема обострителя импульсов на диоде с накоплением заряда

На рисунке 4.2 представлен макет двухтактного обострителя импульсов.

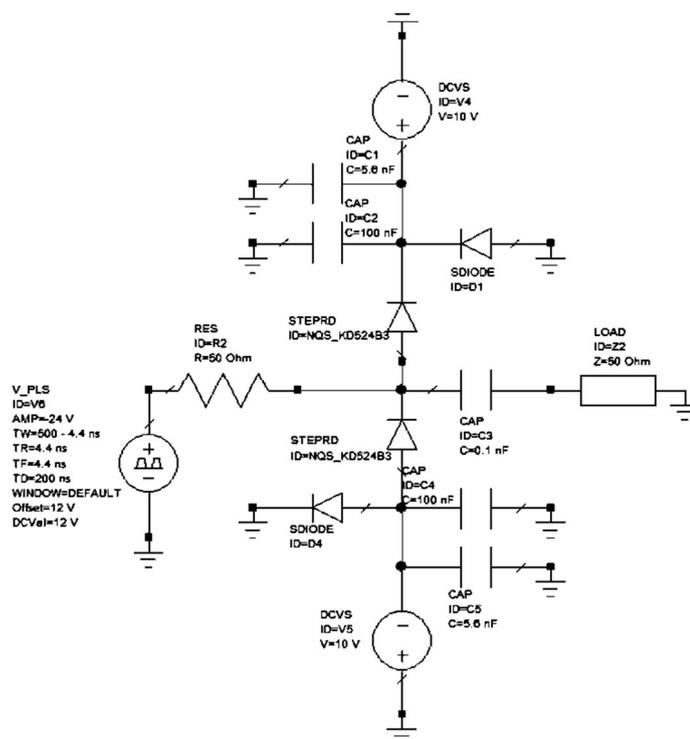


Рисунок 4.2 – Макет двухтактного обострителя импульсов

4.1.1 Моделирование двухтактного обострителя импульсов в САПР

В качестве среды моделирования решено использовать NI AWR Design Environment.

На рисунке 4.3 продемонстрирована модель двухтактного обострителя импульсов в САПР. За неквазистатическую модель диода КД524 отвечает элемент NQS_KD524B3. Модель выполнена в виде подсистемы. DCVS отвечает за источник постоянного тока National Instruments PXI-4130. V_PLS отвечает за источник постоянного тока National Instruments PXI-4130. V_PLS имитирует сигнал генератора National Instruments PXI-5422.



Рисунке 4.3 – Модель двухтактного обострителя импульсов в САПР

4.1.2 Сравнительный анализ экспериментальных и модельных кривых

На рисунке 4.4 *а* и *б* представлены экспериментальные и модельные кривые отрицательного и положительного импульса напряжения на нагрузке, соответственно.

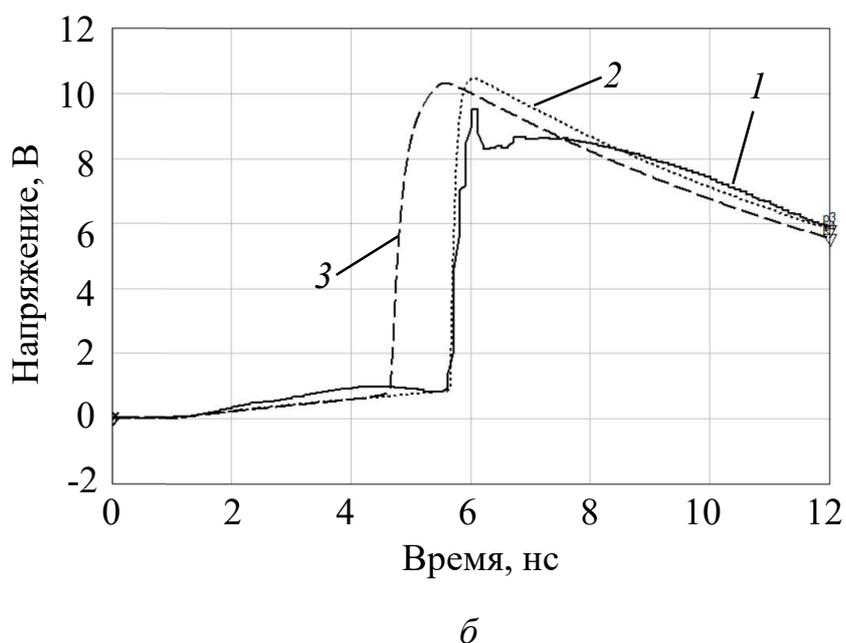
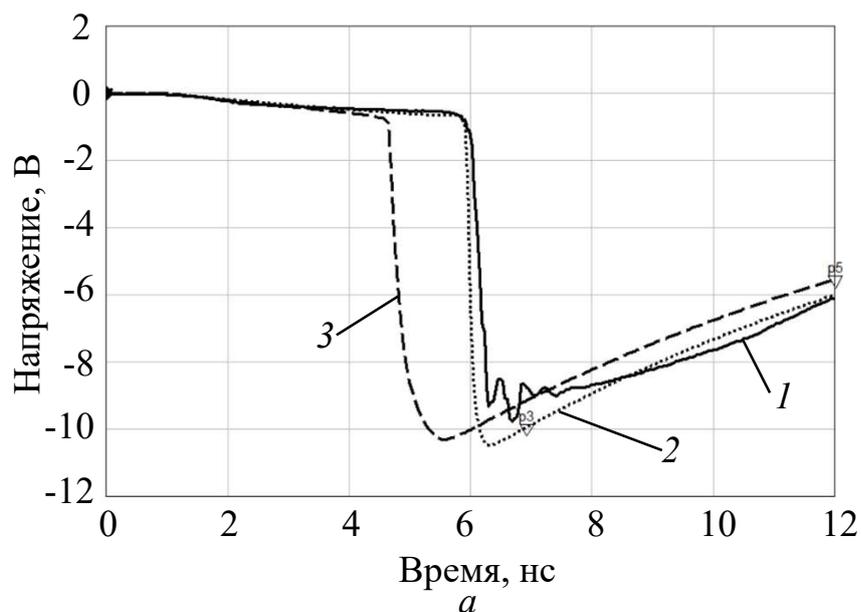


Рисунок 4.4– Импульс напряжения на нагрузке: *а* – отрицательный, *б* – положительный. Кривая *1* – эксперимент; кривая *2* – модель с учетом формулы (3.3); кривая *3* – стандартная модель.

Невязка экспериментальной кривой (рисунок 4.4, кривая *1*) с модельной по предложенной формуле (2.3) (рисунок 4.4, кривая *2*) не превышает 5%. В то время как стандартная модель имеет отклонение более 35%.

Кроме этого, модель по предложенной формуле (2.3) имеет задержку. С помощью формулы (2.3) получилось уменьшить задержку в 2 раза

относительно эксперимента. Учет задержки играет важную роль при проектировании пикосекундной техники, а также защитных устройств.

Далее целесообразно оценить погрешность измерения. Для измерений использовался АКИП-4132/1.

Пределы допускаемой абсолютной погрешности измерения напряжения постоянного тока:

$$\pm (0,02 \cdot K \cdot K_0 + 0,002) = \pm (0,02 \cdot 8 \cdot 150 + 0,002) = \pm 24 \text{ мВ (0,35 \%)}$$

4.2 Генератор пар импульсов противоположной полярности на двухтактном каскаде с биполярными транзисторами

4.2.1 Требования к генератору пар импульсов противоположной полярности

В лаборатории нелинейной видеоимпульсной локации ИСЭ СО РАН была так же поставлена задача спроектировать генератор импульсов с одинаковыми формами положительного и отрицательного импульсов, который входит в инструментальный нелинейного видеоимпульсного радиолокатор. Генератор работает на активную (50 Ом) и индуктивную нагрузку.

Длительность переднего фронта сигнала должна быть минимальной и не должна превышать 10 нс – значение обусловлено параметрами мостового сенсора, используемого в качестве радиолокационного элемента. Длительность заднего фронта должна быть максимальной. Требуемая импульсная мощность радиолокатора составляет 50...70 Вт, что при согласованной нагрузке, равной 50 Ом, говорит о необходимости формирования импульсного сигнала амплитудой не менее 50 В.

Для анализа рефлектометрической характеристики необходимо временное разделение положительных и отрицательных сигналов, достаточное, чтобы результаты отражений/переотражений униполярного сигнала не накладывались на результат сигнала противоположной

полярности. Очевидно, максимальное отдаление сигналов возможно при их разделении на половину периода зондирования.

В качестве индуктивной нагрузки предлагается использовать нелинейный локатор. Предложенный Семеновым Э.В.

Предлагается использовать внешний проводник коаксиальной линии $WA1$ (рисунок 4.5) в качестве антенны. Таким образом, один из нижних элементов моста образован индуктивностью коаксиальной линии. Поэтому для балансировки моста подключена индуктивность $L1$ в качестве второго нижнего элемента. Верхними элементами моста являются резисторы $R1$ и $R2$ [63-65].

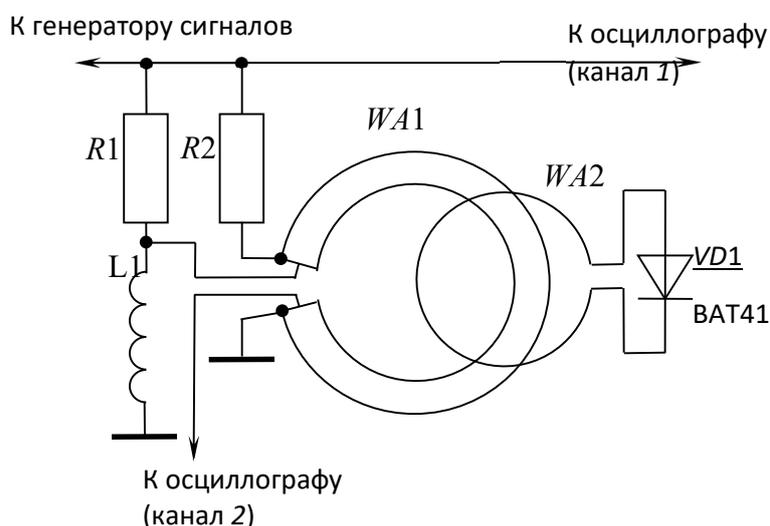


Рисунок 4.5 – Приемный тракт нелинейного локатора с преселектором мостового типа

Мост сбалансирован, если выполняется соотношение:

$$L1/R1 = L_{WA1}/R2. \quad (4.1)$$

Значения резисторов $R1$ и $R2$ выбраны из компромиссных соображений. Меньшее значение резистора $R2$ соответствует большому сигналу на передающей антенне. Однако, с уменьшением сопротивления $R2$, возрастает шунтирование отклика объекта этим сопротивлением. Большие значения сопротивления $R1$, напротив, соответствуют большому напряжению на

передающей антенне, но ток отклика, инжектированный в коаксиальную линию (и, соответственно, выходной сигнал), будет меньше. В результате номиналы элементов $R1$, $R2$ и $L1$ должны выбираться при комплексной оптимизации цепи на компьютерной модели.

Компьютерная модель нелинейного локатора, созданная в среде AWR Design Environment показана на рисунке 4.6.

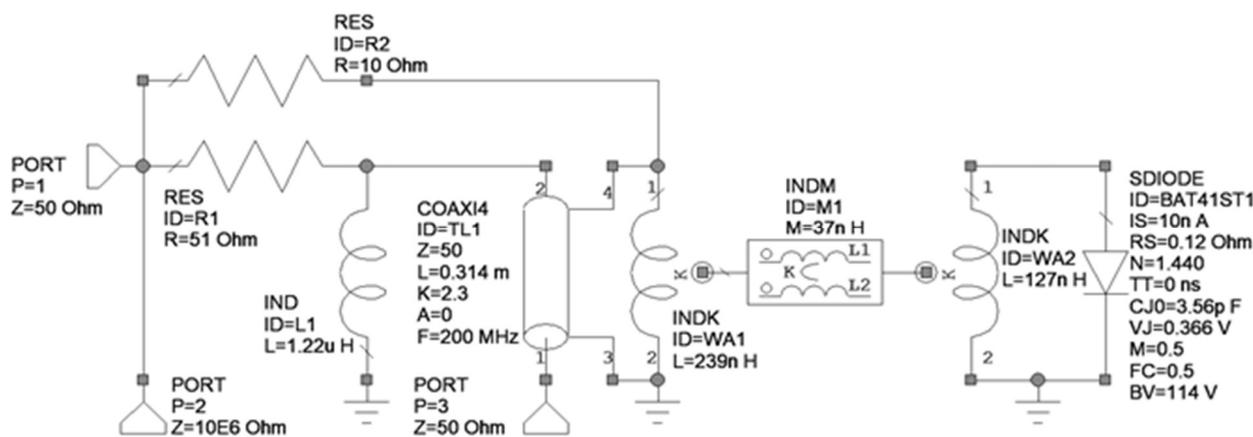


Рисунок 4.6 – Модель приемного тракта нелинейного локатора с преселектором в системе AWR Design Environment

К порту 1 на рисунке 4.6 подключается генератор зондирующего сигнала. В качестве тестовых сигналов используются ступенчатые функции [68].

Передачные свойства коаксиальной линии передачи, расположенной внутри магнитной антенны, моделируются элементом COAXI4 (рисунок 4.7). Диаметр магнитной антенны составляет 10 см, так что длина коаксиальной линии равна 314 см. Элемент COAXI4 не моделирует индуктивность внешнего проводника коаксиальной линии, т.е. пары полюсов 1-3 и 2-4 рассматриваются как развязанные. Поэтому внешний проводник (магнитная антенна) моделируется индуктивностью $WA1$. Коаксиальная линия выполнена из кабеля РК50-2-11 с диаметром внешнего проводника около 2,4 мм. Вычисляя индуктивность по формуле для кругового кольца, получаем индуктивность антенны равной 239 нГн.

Зондируемым объектом является кольцо, в разрыв которого включен элемент SDIODE (BAT41). Это кольцо ($WA2$) также моделируется как индуктивность, магнитно связанная с передающей антенной через взаимную индуктивность $M1$. Исходя из диаметра кольца (6 см) и поперечного сечения провода (4 мм^2) по формуле для кругового кольца находим индуктивность антенны $WA2$ (127 нГн) и взаимную индуктивность с передающей антенной (37 нГн) при расположении объекта на расстоянии 1 см.

Приемник подключается к портам 2 и 3 на рисунке 4.6. Сопротивление канала осциллографа, подключенного к порту 3, установлено равным 50 Ом для согласования с импедансом коаксиальной линии. Порт 2, подключен к высокоимпедансному ($10 \text{ М}\Omega$) пробнику со входной емкостью 15 пФ.

В качестве начального приближения $R1$ и $R2$ выбраны равными 50 Ом. В этом случае индуктивность $L1$, которая обеспечивает баланс моста, должна быть равна индуктивности передающей антенны (239 нГн).

4.2.2 Разработка модели генератора пар импульсов противоположной полярности

На рисунке 4.7 представлена модель генератора импульсов в среде AWR Design Environment.

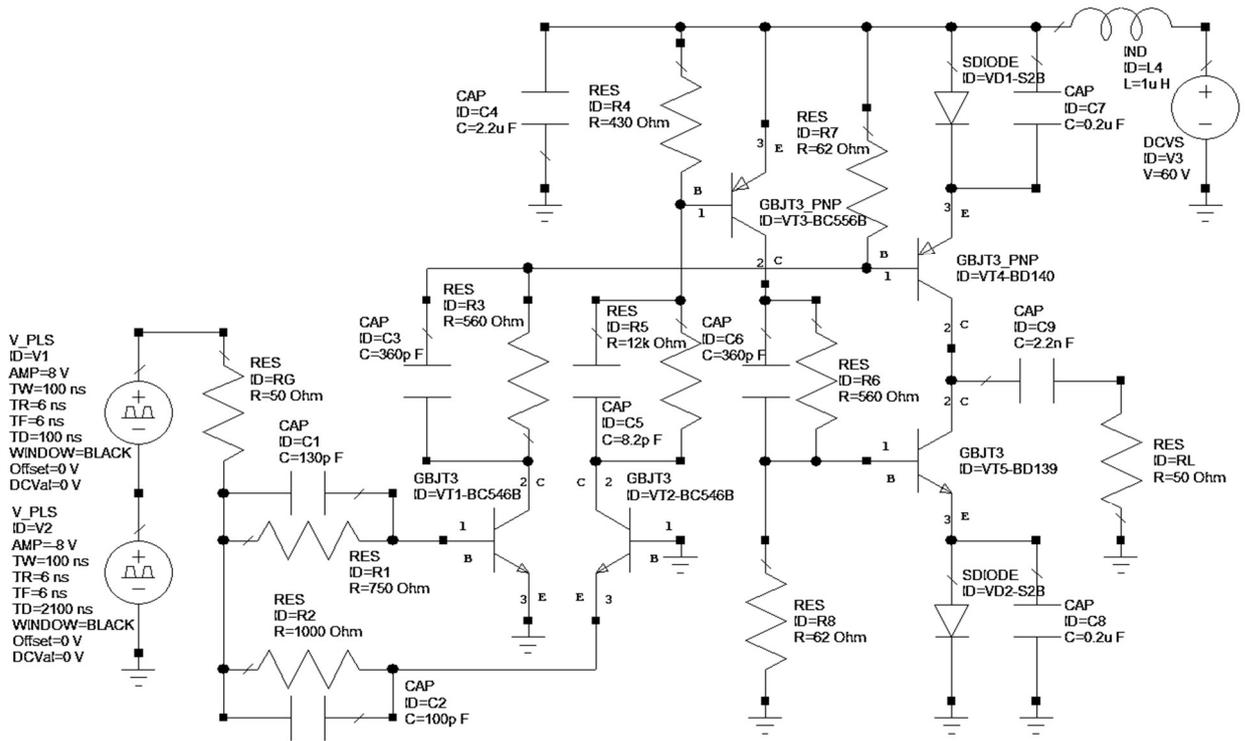


Рисунок 4.7 – Модель генератора импульсов

Основные элементы схемы, предназначенные для формирования положительного и отрицательного импульса напряжения – это биполярные транзисторы *VT4* и *VT5*, соответственно. Их работа происходит по тому же принципу, что и усилителей на комплементарных транзисторах. При подаче на вход положительного импульса запуска происходит открывание транзистора *VT4* через транзистор *VT1*. При подаче отрицательного запускающего импульса открывается транзистор *VT5* по цепи *VT2-VT3*.

Развязка с нагрузкой по постоянному току реализована с помощью конденсатора *C9*. Развязка необходима для защиты резистивного моста на антенне от перегрева.

Емкость эмиттерного перехода выходных транзисторов довольно велика (150 пФ), поэтому для ускорения их открывания используются форсирующие цепи *C3R3* и *C6R6*. Такую же функцию по отношению к промежуточным транзисторам выполняют цепи *C1R1*, *C2R2* и *C5R5*. Для защиты транзисторов *VT4* и *VT5* от сквозных токов используются цепи *VD1-C7* и *VD2-C8*.

Происходит за счет ускорения рассасывания заряда в базе транзисторов V_{T4} и V_{T5} путем увеличения потенциала эмиттера и уменьшения потенциала базы.

4.2.3 Топология печатной платы и внешний вид макета генератора пар импульсов противоположной полярности

Передачик импульсной мощности работает на высокой частоте, исходя из этого, при создании топологии печатной платы следует уделять внимание задержки сигнала и паразитным параметрам в печатных проводниках. Известно, что на высоких частотах появляются паразитные реактивности. Ими являются скрытые емкости и индуктивности. Индуктивности, образующиеся между выводами элементов и длинными дорожками; емкости между контактными площадки и землей, слоем питания и дорожками. В высокочастотных схемах они вносит значительные искажения, даже будучи небольшими. Исходя из этих знаний, сформулированы следующие требования для разводки печатной платы передатчика импульсной мощности:

1. Минимизация длины параллельных линий, а также исключить близкое расположение между сигнальными проводниками (дорожками). Данное решение позволит уменьшишь индуктивную связь;
2. Минимизация длины дорожек на смежных слоях, для сведения к минимуму емкостной связи;
3. Выходная цепь должны располагаться как можно ближе к выходному разъему.
4. Использовать технологию микрополосковой линии передач в соответствии с ГОСТом IЕС 61188-1-2-2013 «Печатные платы и печатные узлы. Проектирование и применение. Часть 1-2. Общие требования. Контролируемое волновое сопротивление».

Топология печатной платы формирователя и его внешний вид представлены на рисунках 4.8 и 4.9 соответственно. Плата выполнена из стеклотекстолита толщиной 1 мм с двухсторонней металлизацией.

Металлизация со стороны, противоположной компонентам, сплошная и служит общим проводом.

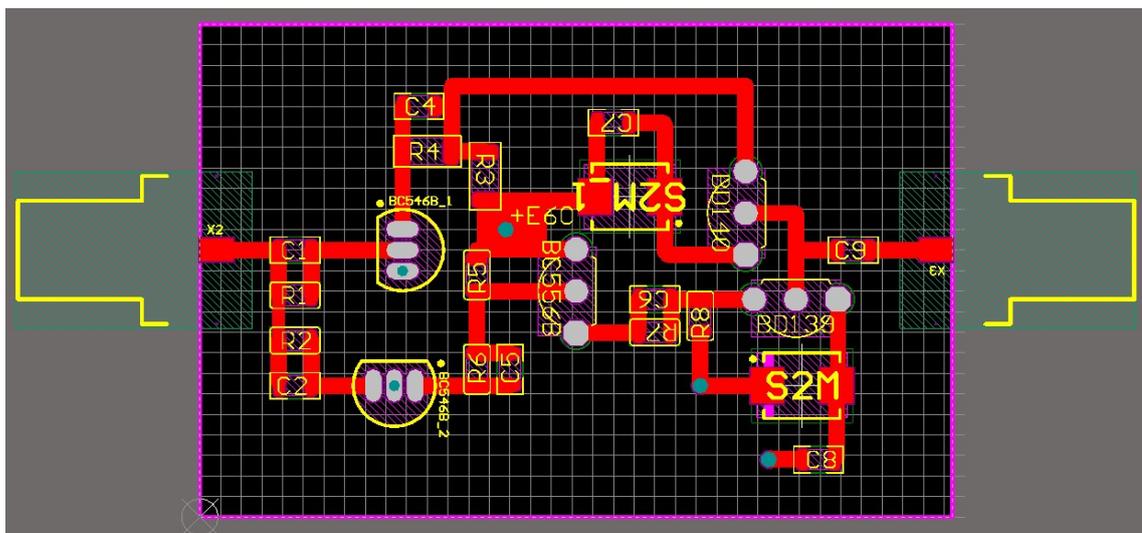


Рисунок 4.8– Топология печатной платы передатчика импульсной мощности (вид со стороны компонентов)

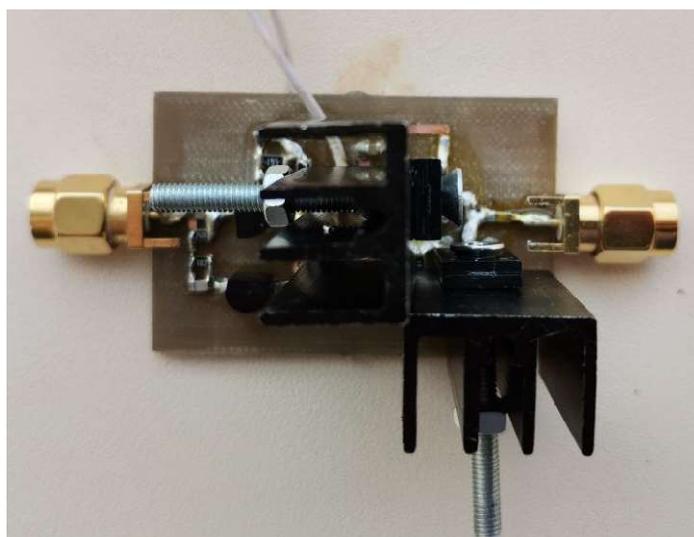


Рисунок 4.9 – Макет передатчика импульсной мощности (вид со стороны компонентов)

4.2.4 Сравнение результатов эксперимента и моделирования генератор пар импульсов противоположной полярности

На рисунке 4.10 продемонстрированы результаты моделирования (штриховые кривые) и измерения (сплошные кривые) напряжения на нагрузке 50 Ом. Амплитуда обоих импульсов составляет 45...47 В (пиковая мощность

41...44 Вт). Длительности фронтов экспериментально измеренных импульсов составляют 16...17 нс.

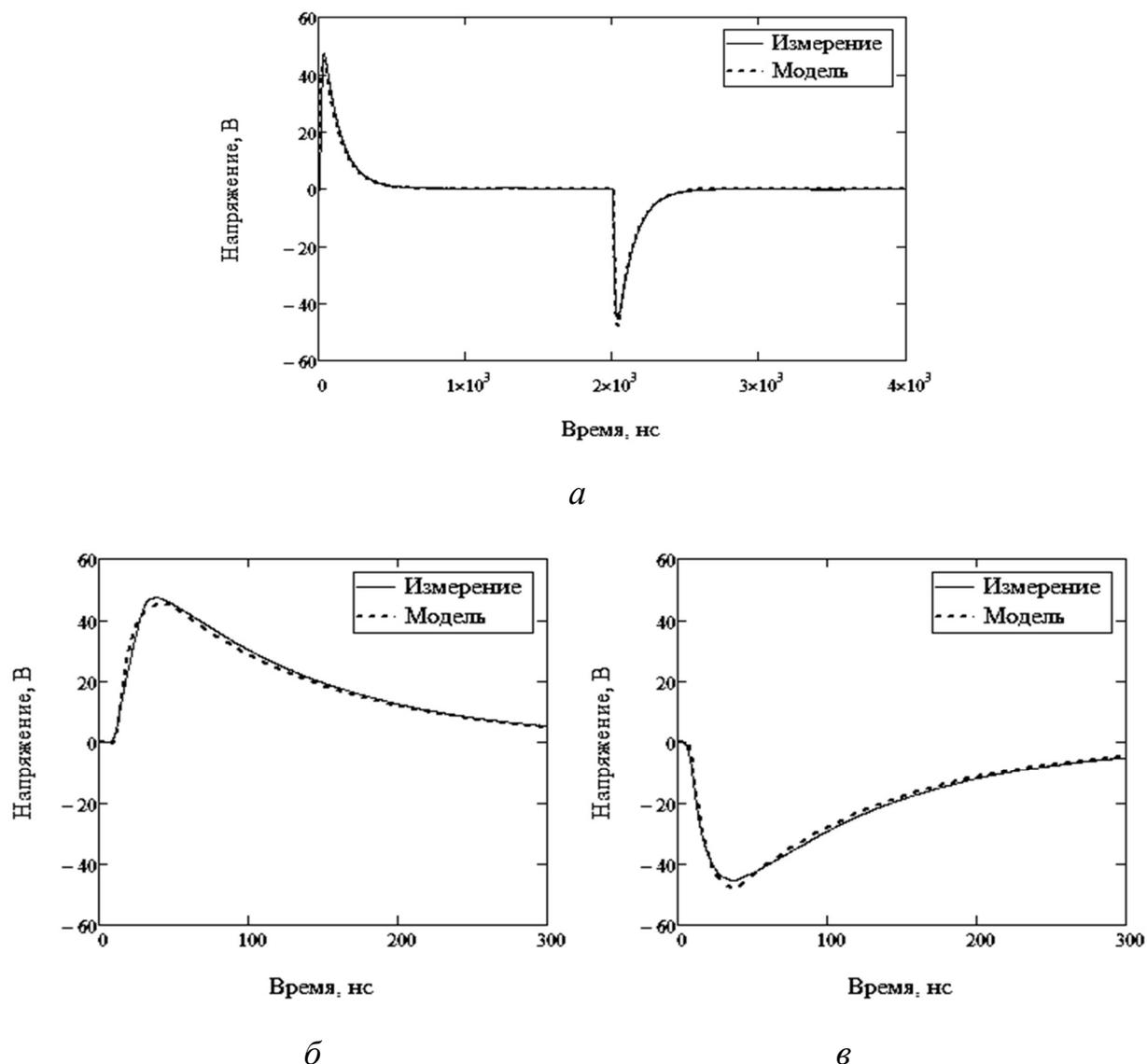


Рисунок 4.10 – Выходное напряжение генератора импульсов на нагрузке 50 Ом: *a* – сигнал в целом, *б*, *в* – отдельные импульсы. Штриховые кривые – моделирование, сплошные кривые – измерение

На рисунке 4.11 приведены аналогичные результаты на нагрузке в виде мостового сенсора нелинейного локатора. В первом приближении эквивалентной схемой сенсора являются последовательно соединенные резистор (10 Ом) и индуктивность (239 нГн). Видны заметные, но не качественные расхождения между моделью и экспериментом. По результатам моделирования амплитуды импульсов составляют 28...30 В,

экспериментально 23...26 В. Длительность фронта импульсов составляет 6...9 нс. Меньшая длительность фронта, чем для 50 Ом обусловлена индуктивным характером нагрузки.

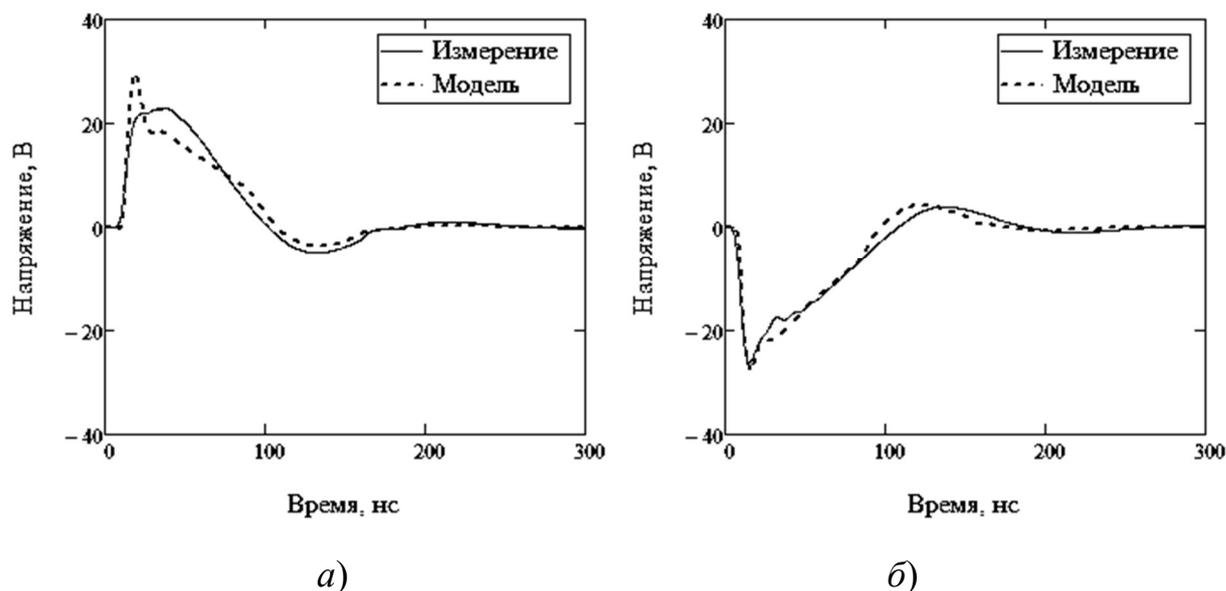


Рисунок 4.11 – Выходное напряжение генератора импульсов на мостовом сенсоре: *а* – положительный импульс, *б* – отрицательный импульс.

Штриховые кривые – моделирование, сплошные кривые – измерение

Из рисунков 4.10 и 4.11 видно, что предложенная модель позволяет получать минимальную невязку между экспериментальными и модельными кривыми. Расхождение составило не более 10%. Существующая квазистатическая модель показала амплитуду импульсов на мостовом сенсоре более 50В, что больше чем на 100% относительно экспериментальной кривой. Это связано с тем, что квазистатическая модель биполярного транзистора полностью открывалась и полностью закрывалась. Экспериментально этого обнаружено не было. Учет внутренней инерции *p-n*-перехода позволило корректно смоделировать коммутацию биполярного транзистора.

4.3 Генератор импульсов на 1МВт

4.3.1 Проектирование генератора импульсов на 1МВт

Необходимо спроектировать генератор импульсов мощностью порядка 1 МВт для нужд лаборатории НВЛ Института сильноточной электроники СО РАН. Главный элемент генератора импульсов – ключ. Рабочий импульс может соответствовать либо замыканию, либо размыканию ключа. Мощность 1 МВт на нагрузке 50 Ом обеспечивается при напряжении 7,1 кВ (ток 141 А). Если использовать ключ на замыкание, это напряжение нужно иметь в схеме как напряжение питания, что вызывает трудности при его проектировании. Логично использовать ключ на размыкание, так как накопителем в этом случае служит катушка индуктивности, выдающая при размыкании импульс большого напряжения.

Распространенный вариант ключа на размыкание – диод с накоплением заряда (ДНЗ). В данном случае, требуется диод с напряжением пробоя не менее 7,1 кВ и существенным временем жизни неосновных носителей заряда. Такие диоды существуют на рынке, например, ВУ12. По техническому описанию это высоковольтный выпрямительный столб. Напряжение пробоя для этого диода составляет 12 кВ, максимальный ток зависит от длительности импульса. При длительности 10 мс максимальный ток составляет 30 А. Допустимый ток при меньших длительностях можно вычислить по интегралу предельной нагрузки: $4.5 \text{ А}^2\text{с}$. Предельный ток 150 А допускается при длительности импульса менее 200 мкс. В работе требуется импульс несколько наносекунд.

Далее целесообразно провести измерения параметров диода ВУ12.

4.3.2 Измерение SPICE-параметров диода ВУ12

Емкость при нулевом смещении C_{J0} определяется непосредственно из ВФХ диода (рисунок 4.13). Она составляет $C_{J0} = 8,27 \text{ пФ}$.

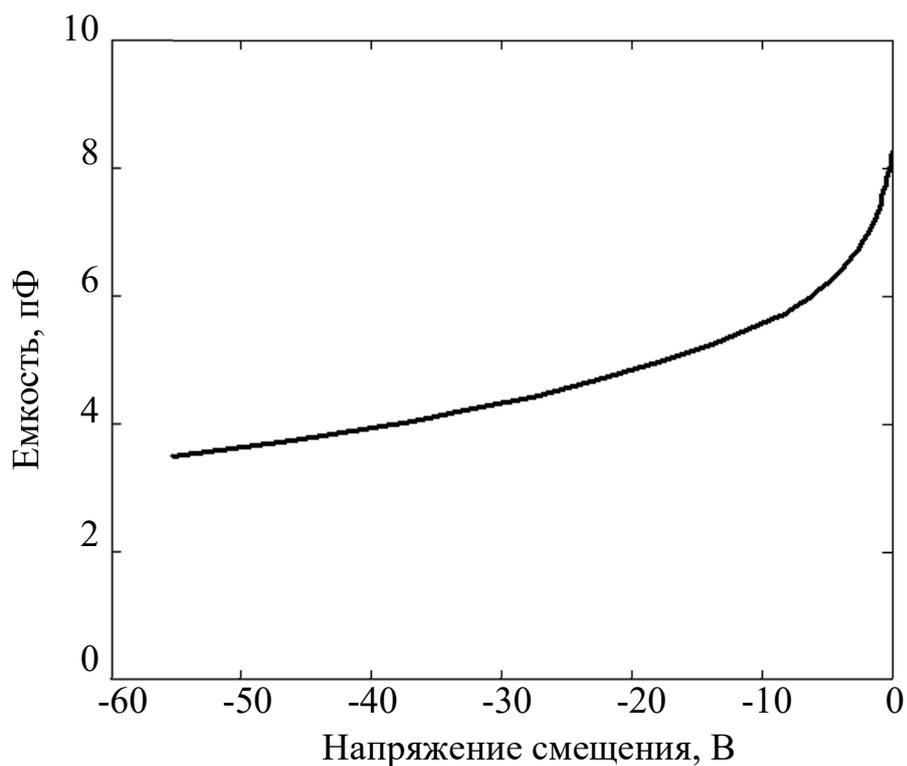


Рисунок 4.13 – Вольт-фарадная характеристика диода ВУ12

Градиентный коэффициент M определяем после логарифмирования известной модели ВФХ по формуле $M = -\ln(C/CJ0)/\ln(1 - u/VJ)$. Неизвестную величину VJ определяем оптимизационным методом, добиваясь равномерности функции $M(u)$ (рисунок 4.14). В результате получаем $VJ = 6,1$ В. Окончательно M определяем как математическое ожидание по зависимости $M(u)$. Получаем $M = 0,351$.

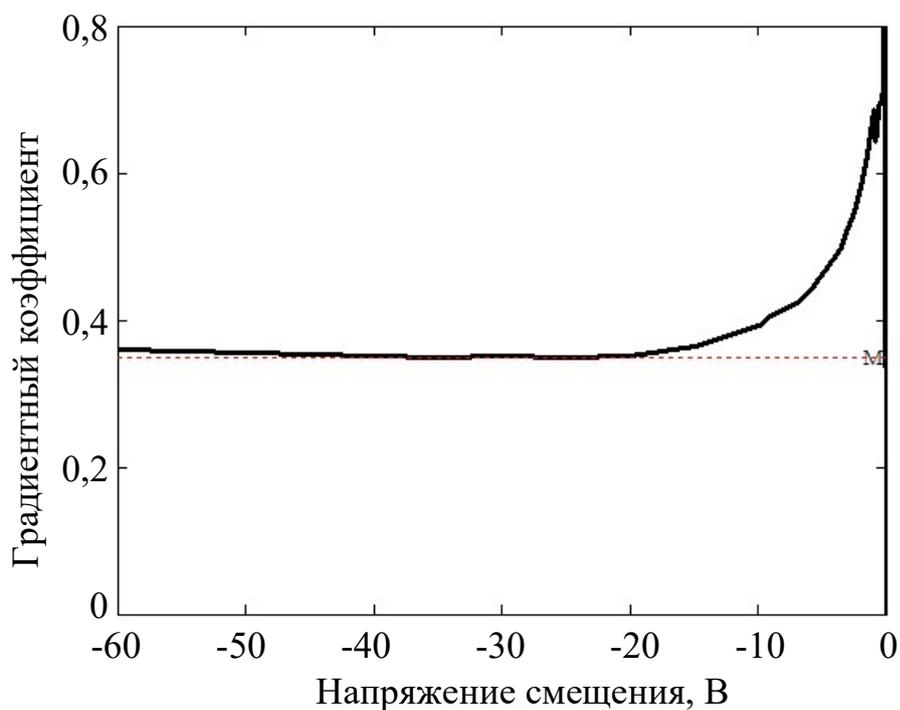


Рисунок 4.14 – Зависимость градиентного коэффициента от напряжения

На рисунке 4.15 сопоставлена экспериментальная (красная линия) и расчетная (точечная линия) ВФХ.

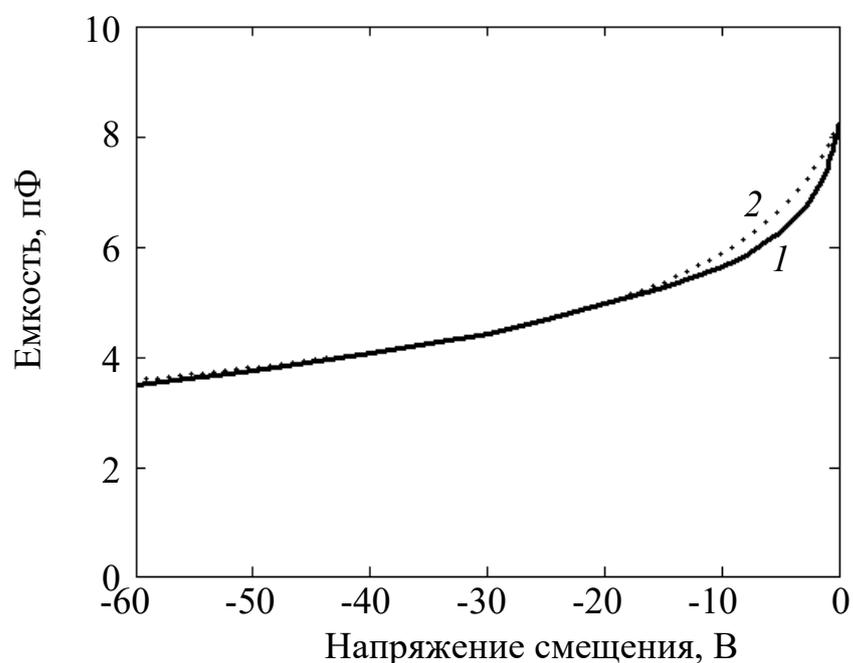


Рисунок 4.15 – Экспериментальная (кривая 1) и расчётная (кривая 2) ВФХ

Далее определим последовательное сопротивление потерь R_S как первый параметр по ходу эквивалентной схемы. R_S определяется из ВАХ диода $i(u)$ (рисунок 4.16). Ось Y логарифмическая.

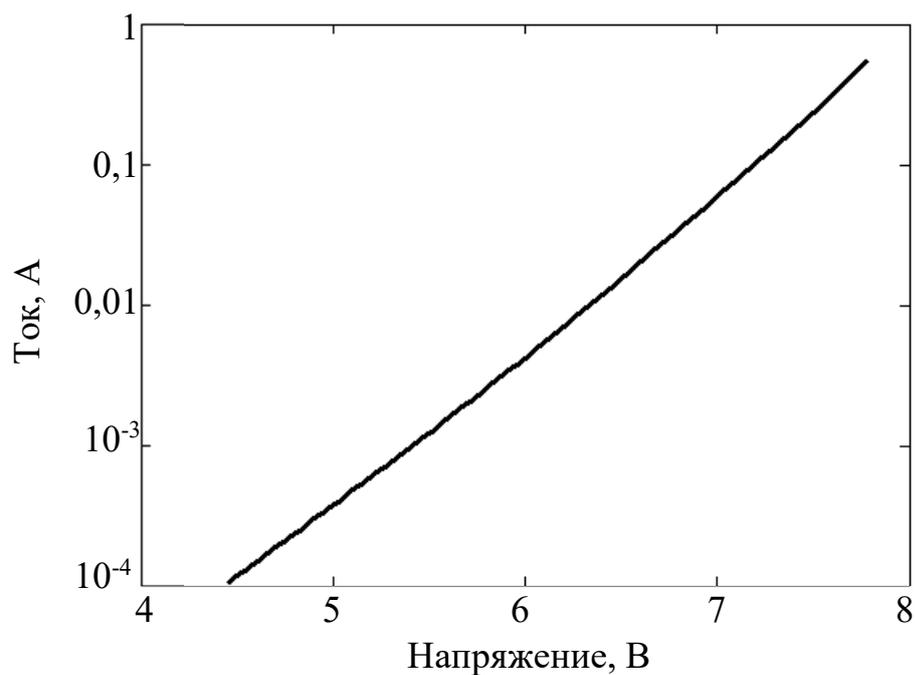


Рисунок 4.16 – Вольт-амперная характеристика диода ВУ12

R_S найдем как разность дифференциального сопротивления диода и дифференциального сопротивления p - n -перехода.

Дифференциальное сопротивление диода (рисунок 4.17, кривая 1) найдем дифференцированием зависимости $u(i)$.

Дифференциальное сопротивление p - n -перехода (рисунок 4.17, кривая 2) определено как гиперболическая функция тока, построенная по коэффициенту неидеальности, вычисленному в области максимального наклона ВАХ диода.

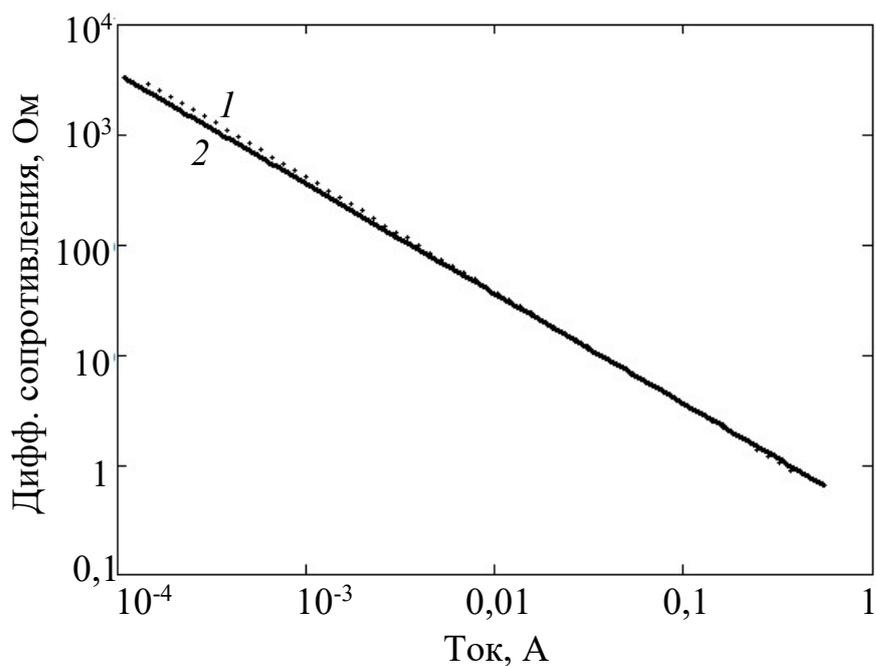


Рисунок 4.17 – Дифференциальные сопротивления диода (кривая 1) и *p-n*-перехода (кривая 2)

Вычисленное последовательное сопротивление диода представлено на рисунке 4.18. Оно имеет обычную для диодов на основе *p-n*-перехода зависимость: падает с ростом тока. $R_S = 0,083659$ Ом.

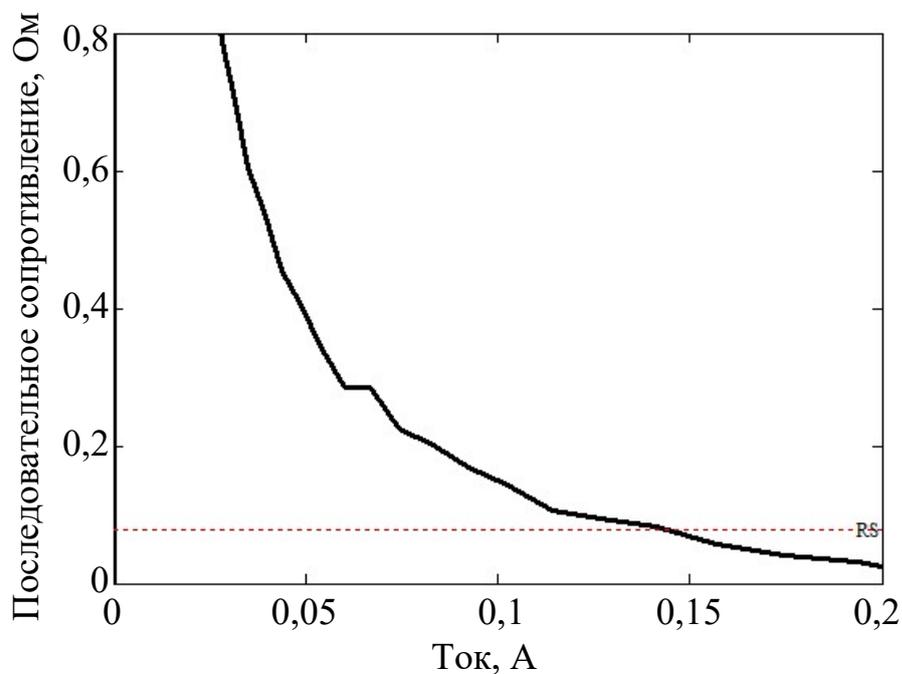


Рисунок 4.18 – Последовательное сопротивление потерь диода

Коэффициент неидеальности (рисунок 4.19) определяется по ВАХ диода в области ее максимального наклона. Он составляет $N = 14,224$.

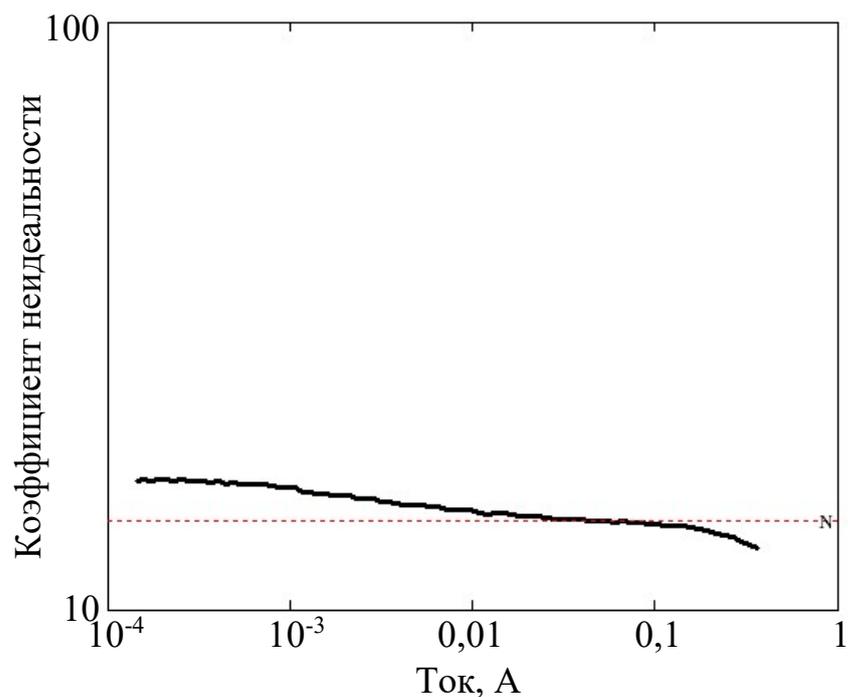


Рисунок 4.19 – Коэффициент неидеальности

Ток насыщения находим для установленного RS по формуле $IS = i / \{\exp[q(u - iRS)/(NkT)]\}$ (рисунок 4.20). Минимальная погрешность будет в области относительно равномерного участка кривой, где $IS = 90$ пА.

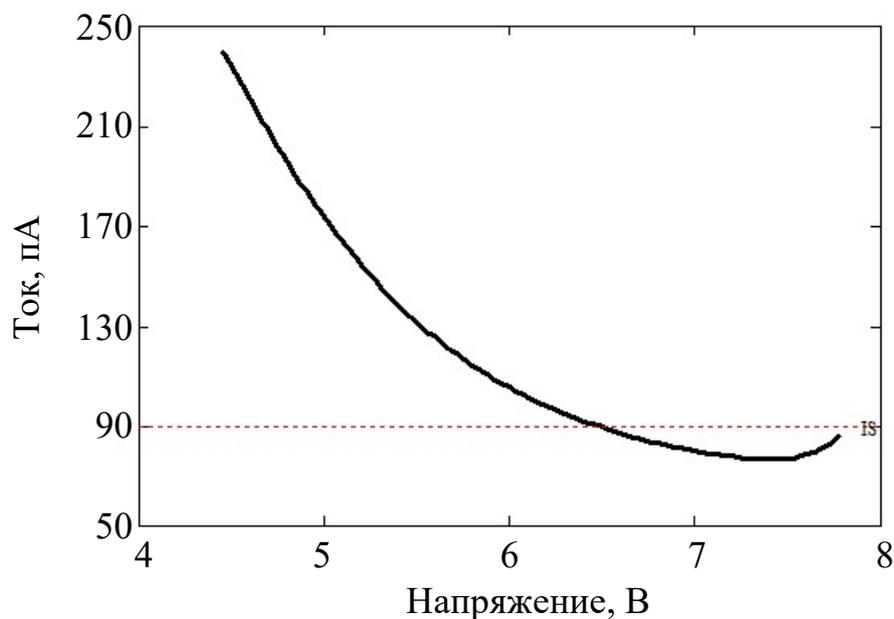


Рисунок 4.21 – Ток насыщения диода

Время жизни неосновных носителей заряда ГТ определяется по кривой обратного восстановления диода (рисунок 4.22).

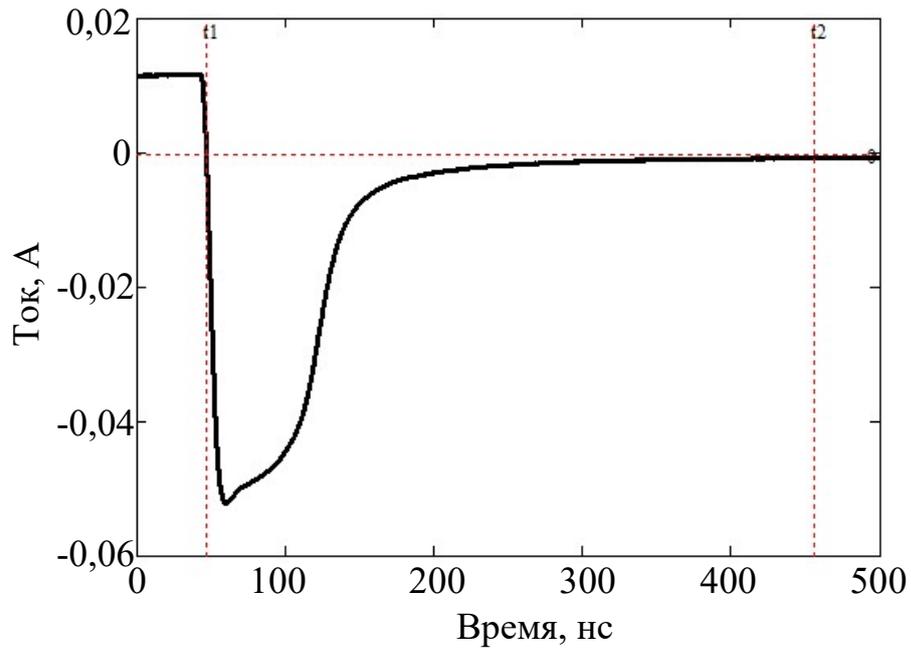


Рисунок 4.22 – Импульс тока обратного восстановления

Интегрируя представленную зависимость в интервале, обозначенном вертикальными штриховыми линиями, получаем заряд неосновных носителей. Он равен 84,88 нКл. Далее находим барьерный заряд. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядом. $Q_b = C \cdot U_{см} = 5,84 \text{ пФ} \cdot 8 = 46,72 \text{ пКл}$. $Q_d = Q - Q_b = 84,833 \text{ нКл}$ Разделив эту величину на прямой ток (17.24 мА), получаем $T_T = 4.921 \text{ мкс}$.

В итоге: $I_S = 90 \text{ пА}$, $N = 14,2$, $BV = 12 \text{ кВ}$, $R_S = 0,08 \text{ Ом}$, $N = 14,2$, $C_{J0} = 8,27 \text{ пФ}$, $V_J = 6,1 \text{ В}$, $M = 0,351$, $T_T = 4900 \text{ нс}$. Параметры вполне подходят для работы в режиме ДНЗ – большое время жизни неосновных носителей заряда сочетается с малой емкостью и малым последовательным сопротивлением потерь.

4.3.3 Схмотехническое решение

На рисунке 4.23 представлена функциональная схема генератора импульсов на 1 МВт [66].

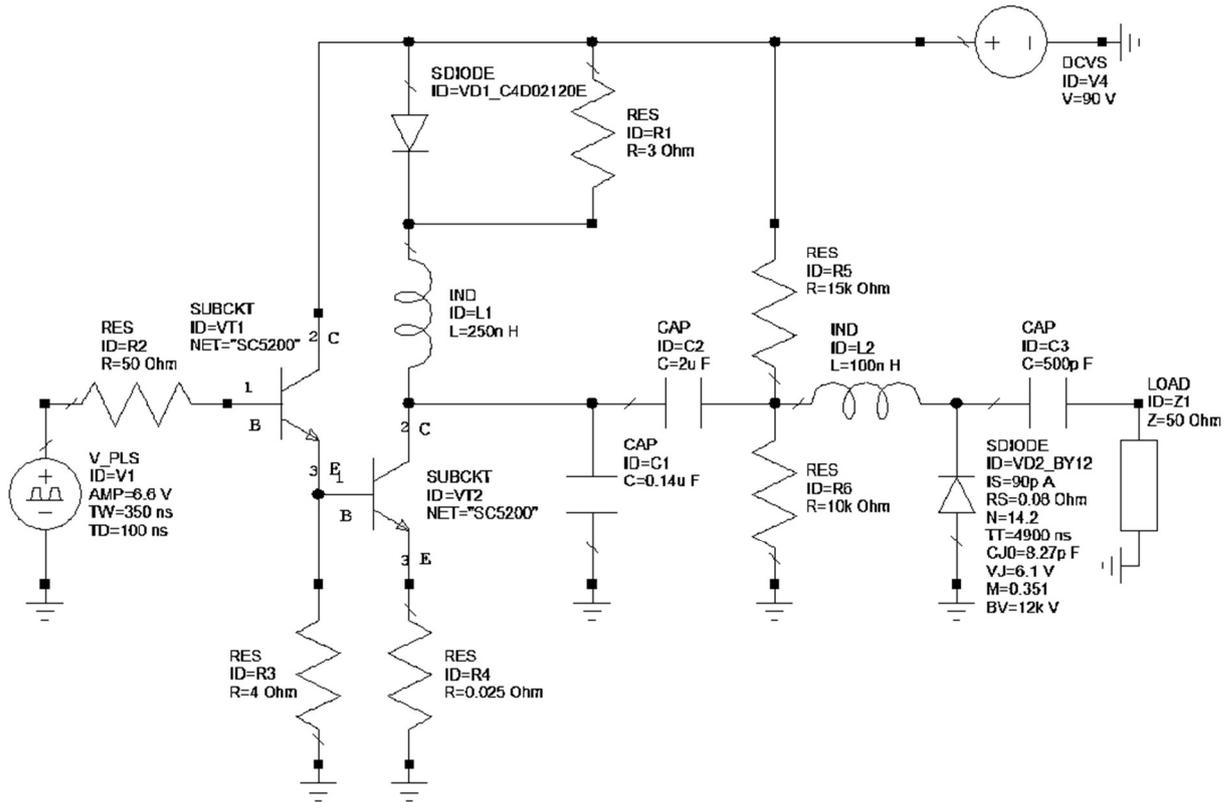


Рисунок 4.23 – Модель генератора импульсов на 1 МВт в среде AWR Design Environment

В исходном состоянии на ДНЗ VD2 действует запирающее напряжение 30 В, конденсатор C1 заряжен до 90 В, ток через индуктивности нулевой. Далее включается источник тока I1 на время, равное полупериоду частоты резонанса системы $L1||L2||C1$ (440 нс). Анод VD2 заземлен, а запирающее напряжение подается на катод через делитель R5-R6. Для развязки по постоянному току установлен конденсатор C2.

Управляемый источник тока выполнен на составном транзисторном каскаде VT1-VT2. Резистор R4 определяет значение тока, выдаваемое на коллекторе VT2. R3 служит для ускорения запираения VT2. Резистор R2 моделирует внутреннее сопротивление генератора запуска. Возможны и другие варианты реализации источника накачки (на полевых транзисторах или IGBT).

4.3.4 Влияние инерционности накопления и экстракции диффузионного заряда диода ВУ12 на работу модели генератора импульсов на 1 МВт

Неквазистатическая модель диода ВУ12 в среде AWR Design Environment представлена на рисунке 4.24.

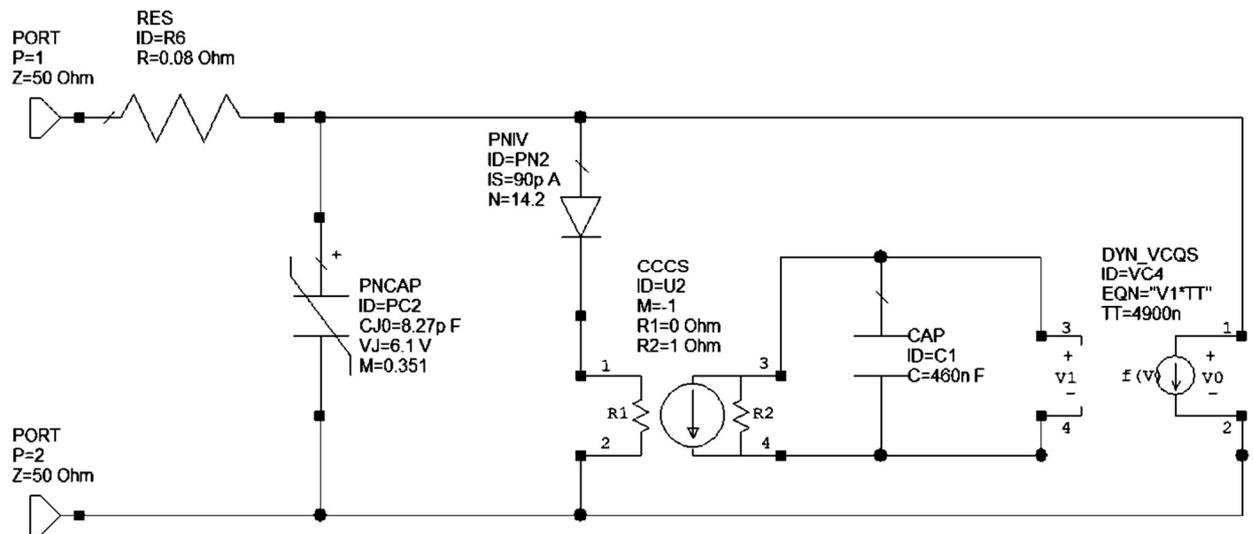


Рисунок 4.24 – Неквазистатическая модель диода ВУ12 в среде AWR Design Environment

На рисунке 4.25 приведены кривые тока обратного восстановления диода ВУ12 по результатам эксперимента (рисунок 4.25, кривая 1), квазистатического моделирования (рисунок 4.25, кривая 2), и неквазистатического моделирования (рисунок 4.25, кривая 3). Обе модели дают не слишком хорошее соответствие эксперименту (в основном из-за различий прямого тока накачки), но здесь важно другое. Квазистатическая модель дает практически ступенчатое запираение диода после того, как диффузионный заряд иссякнет. Экспериментально же этот процесс занимает примерно 400 нс.

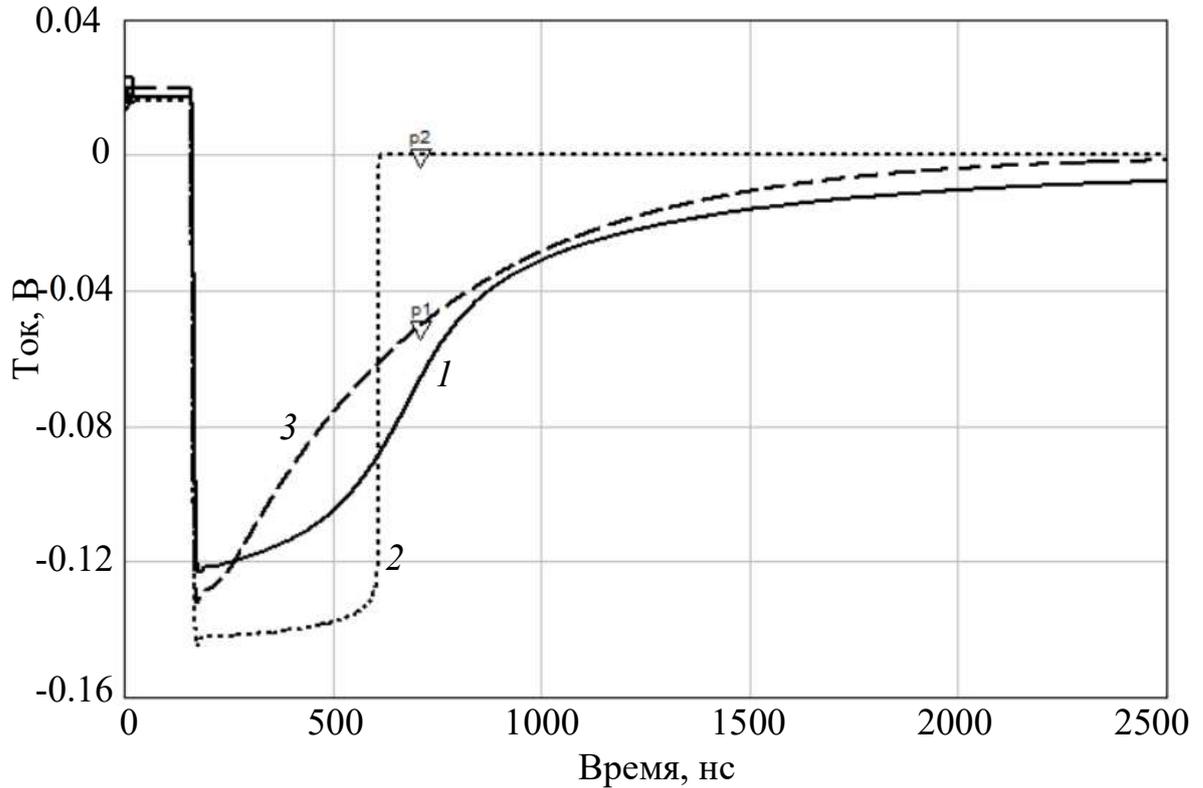
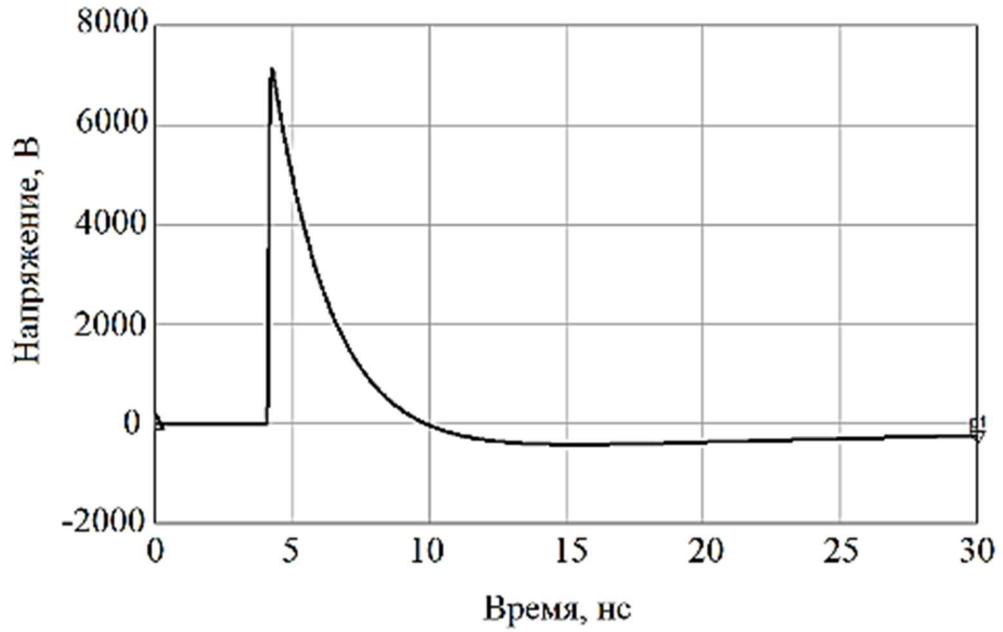
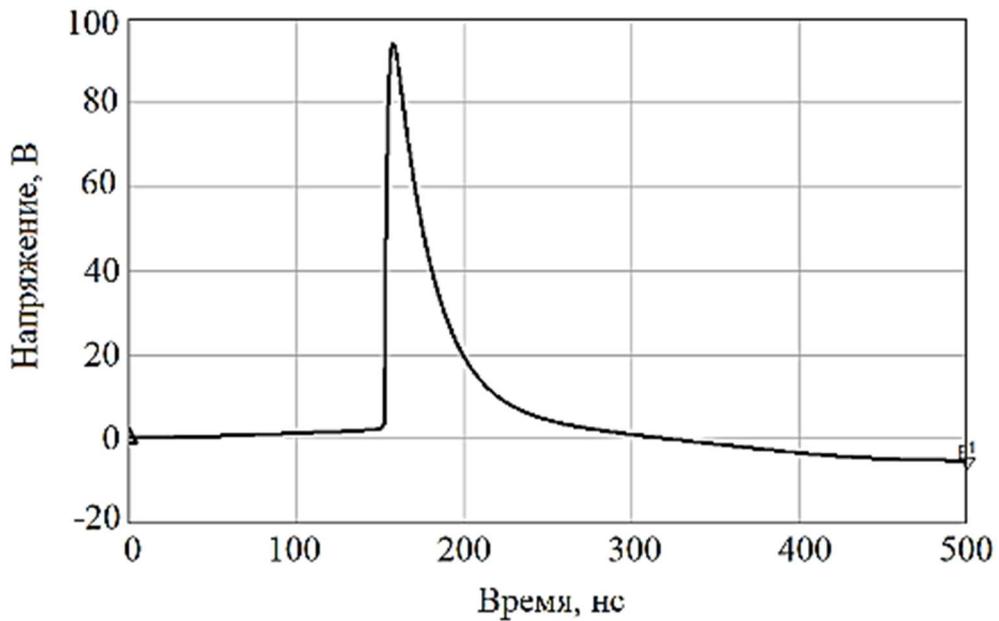


Рисунок 4.26 – Обратное восстановление диода ВУ12 по результатам: эксперимента (кривая 1), квазистатического моделирования (кривая 2) и неквазистатического моделирования (кривая 3)

Квазистатическая модель дает ступенчатое запираение диода после того, как диффузионный заряд рассосется. Экспериментально этот процесс занимает 400 нс. Это сказывается на том, что после прекращения тока электропроводности через диод продолжается медленно уменьшающийся ток. В результате выходное напряжение составляет не 7,2 кВ (рисунок 4.10 а), а 92 В (рисунок 4.10 б).



a



б

Рисунок 4.27 – Результаты моделирования квазистатической (*a*) и неквазистатической (*б*) модели диода ВУ12

Рисунок 4.27 показывает, что квазистатическая модель существенно искажает результаты моделирования, а также подводит к тому, что учет неквазистатических эффектов в диоде кардинально меняет оценку его применимости для генерации коротких импульсов большой амплитуды.

4.4 Выводы по четвертой главе

Проведенные экспериментальные исследования подтверждают возможность и эффективность предложенного способа повышения качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления. Полученные при моделировании данные подтверждены с помощью проведенных экспериментов. По результатам проведения всех вышеописанных экспериментов можно сделать следующие выводы:

1. Показано повышение качества моделирования двухтактного обострителя. Минимизация невязки между экспериментальной и модельной кривой достигается путем реализации зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока. Расхождение экспериментальной кривой с модельной по предложенной формуле не превышает 9%. С помощью формулы зависимости времени жизни от прямого тока удалось уменьшить задержку в 2 раза относительно эксперимента. Учет задержки играет важную роль при проектировании пикосекундной техники, а также защитных устройств.

2. Квазистатическая модель существенно искажает результаты моделирования генератора импульсов на 1 МВт, а также подводит к тому, что учет неквазистатических эффектов в диоде кардинально меняет оценку его применимости для генерации коротких импульсов большой амплитуды.

3. Использование предложенных модели диода, позволило сократить время и электронокомпонентную базу при проектировании генератора пар импульсов противоположной полярности 50..100 Вт. Положительный аспект применения модели заключался в учете неквазистатических свойств прямого и обратного восстановления при коммутации биполярного транзистора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе выполнения диссертационной работы, были получены новые научно обоснованные решения, имеющие свою значимость для проектирования радиоэлектронных устройств на основе диодов. Основные результаты, полученные в процессе, можно сформулировать следующим образом

1. Проведен анализа существующих научно–технических решений по реализации внутренней инерции p – n -перехода в виде эквивалентных схем.
2. Предложенная неквазистатическая модель диода подходит для следующих типов диодов: быстросстанавливающиеся, с накоплением заряда, высоковольтные.
3. Предложена модель последовательного сопротивления диода, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от p – n -перехода. В модели учитывается конечная подвижность неравновесных носителей заряда. Невязка экспериментальной кривой прямого напряжения с предложенной неквазистатической моделью не превышает 5%.
4. Предложена модель p – n -перехода в виде эквивалентной схемы, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p – n -перехода при высоком уровне инжекции. Расхождение между экспериментальной и модельной кривой не превышает 9% при импульсном воздействии на диод.
5. Использование предложенной модели p – n -перехода, позволяет получить погрешность моделирования выходного напряжения двухтактного обострителя импульсов не более 5%, в то время как квазистатическая модель дает существенно большую погрешность моделирования как формы, так и положения сигнала.
6. Экстракция параметров в предложенной модели происходит обычными способами из вольт-амперной и вольт-фарадной характеристики диода кроме последовательного сопротивления потерь. Последовательное сопротивление потерь определяется как разность дифференциального

сопротивления диода и дифференциального сопротивления p - n -перехода. Изучено влияние последовательного сопротивления потерь на выброс напряжения переходной характеристики прямого восстановления.

7. Изучено влияние зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда на форму выходного сигнала и его положение, на примере двухтактного обострителя импульсов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Ebers J.J. Large-Signal Behavior of Junction Transistors / J.J. Ebers, J.L. Moll // Proceedings of the IRE. – 1954. – Vol. 42, no. 12. – P. 1761–1772.
2. Семенов Э.В. Неквазистатическая модель p - n -перехода без рекурсии на пользовательском уровне / Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский // Известия вузов. Физика. – 2019. – Т. 62, № 6. – С. 151–156.
3. Lauritzen P.O. A Simple Diode Model with Reverse Recovery / P.O. Lauritzen, C.L. Ma // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1991. – Vol. 6, No. 2. – P. 188–191.
4. Yang A.T. An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation / A.T. Yang, Yu Liu, J.T Yao // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 1994. – Vol. 13, No. 2. – P. 231–234.
5. Tien B. Determination of carrier lifetime from rectifier ramp recovery waveform // IEEE Electron Device Lett. – 1988. – Vol. 9, no. 10. – P. 553–555.
6. Sochova L. Enhanced Non-quasi-static Lauritzen Diode Model / L. Sochova, P. Betak, J. Plojhar // IETE Journal of Research. – 2014. – Vol. 58, no. 3. – P. 226–229.
7. Koldehoff A. A Compact Bipolar Transistor Model for Very-High-Frequency Applications with Special Regard to Narrow Emitter Stripes and High Current Densities / A. Koldehoff, M. Schroter, H. M. Rein // Solid-State Electron. – 1993. – Vol. 36, no. 7. – P. 1035–1048.
8. Поклонский Н. А. Исследование переходных процессов в полупроводниковых структурах: пособие / Н. А. Поклонский Н. И. Горбачук, А. И. Сягло, С. В. Шпаковский – Мн. : БГУ, 2009. – 103 с.
9. Ayaz M. Modified Ebers-Moll model of magnetic bipolar transistor // IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC). 2015. P. 812–815. doi: 10.1109/EDSSC.2015.7285242
10. M'Hamed B.B. Complete Time-Domain Diode Modeling: Application to Off-Chip and On-Chip Protection Devices / B.B. M'Hamed, F. Torres, A.

Reineix, P. Hoffmann // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2011. – Vol. 53, no. 2. – P. 349–365.

11. Cherepko S.V. Implementation of Nonquasi-Static Effects in Compact Bipolar Transistor Models // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. 2003. Vol.51. №.12. P. 2531–2537.

12. Tien B. Determination of carrier lifetime from rectifier ramp recovery waveform // IEEE Electron Device Lett. 1988. Vol.9. №.10. P.553–555. doi: 10.1109/55.17842

13. Лосев Д.В. Возбуждение полупроводникового диода коротким импульсом. / Д.В. Лосев, Д.С. Бардашов, А.Г. Быков // Известия вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 8-2. – С. 147–150.

14. Айзенштат Г.И. Переходные процессы в свч-pin-диодах на арсениде галлия. / Г.И. Айзенштат, А.Ю. Ющенко, В.Г. Божков // Известия вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 14–19.

15. Ali D. Variable-resolution simulation of nonlinear power circuits / D. Sairja, P. Chapman, // Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2010. P.2750–2753. doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537026

16. Li H. Salcedo Modeling and Simulation of Comprehensive Diode Behavior Under Electrostatic Discharge Stresses / H. Li, M. Meng, Z. Yuanzhong, A. Javier // IEEE Transactions on Device and Materials Reliability. 2019. Vol.19. № 1 P.2750–2753. doi: 10.1109/TDMR.2018.2882454

17. Ющенко А.Ю. Разработка и исследование СВЧ-ограничителей мощности на основе pin-диодов. / А.Ю. Ющенко, Г.И. Айзенштат, Е.А. Монастырев, А.А. Иващенко, А.В. Акимов // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-2. – С. 315–319.

18. Zhihao P. Understanding and Modeling of Diode Voltage Overshoots During Fast Transient ESD Events / P. Zhihao, D. Schroeder, S. Holland, Wolfgang H. K. // IEEE Transactions on Electron Devices. 2014. Vol.61. № 8 P.2750–2753. doi: 10.1109/TED.2014.2330365

19. Pak A. Improvement of SPICE based ESD Protection Models for I/O Protection Modeling / A. Pak, S.M. Mousavi, D. Pommerenke, G. Maghlakelidze, Y Xu // IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium. 2021. Vol.19. № 1 P.1006–1011. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559224
20. Tseng K.J. Modelling of diode forward recovery characteristics using a modified charge-control equation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 84, no. 5.– P. 437–444.
21. Gummel-Poon NPN BJT: GBJT – AWR Software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/elements/GBJT.htm>, свободный (дата обращения 03.09.2022)
22. SPICE Diode Model: SDIODE – AWR Software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Elements/sdiode.htm>, свободный (дата обращения 03.09.2022)
23. LTspice: Simple Idealized Diode - Analog Devices [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ltwiki.org/LTspiceHelp/LTspiceHelp/D_Diode.htm, свободный (дата обращения 03.09.2022)
24. Standard bjt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ltwiki.org/index.php?title=Standard.bjt>, свободный (дата обращения 03.09.2022)
25. BJT Model (Bipolar Transistor Model) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5924042>, свободный (дата обращения 03.09.2022)
26. Diode Model (PN-Junction Diode Model) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5918659>, свободный (дата обращения 03.09.2022)
27. SBX201C: Schottky Barrier Diode, 2V, 50mA, 0.25pF, Dual CP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/rf-diodes/sbx201c>, свободный (дата обращения 03.09.2022)

28. 1PS70SB16 - Dual Schottky barrier diode (PN-Junction Diode Model) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.nexperia.com/products/diodes/schottky-diodes-and-rectifiers/schottky-diodes-and-rectifiers-if-1a/1PS70SB16.html>, свободный (дата обращения 03.09.2022)

29. ZMY12 Zener Diodes [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://diotec.com/en/product/ZMY12.html>, свободный (дата обращения 03.09.2022)

30. Hamel J.S., Compact modeling of the influence of emitter stored charge on the high frequency small signal AC response of bipolar transistors using quasi-static parameters // Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 1996, vol. 31, pp. 106 - 113.

31. Zaikin D.I. Basic diode SPICE model extension and a software characterization tool for reverse recovery simulation // IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). – 2015. – Vol. 48, No. 4. – P. 864–867.

32. Marcel N.T. An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation / N.T. Marcel, C.C. McAndrew// IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 2016. – Vol. 4, No. 2. – P. 90–98.

33. Linvill J.G. Lumped models of transistors and diodes // Proc. IRE, – 1961. – Vol. 4, No. 2. – P. 1141–1152.

34. Messaadi L. Analog Behavioral Modeling of Schottky Diode Using Spice // JOURNAL OF NANO- AND ELECTRONIC PHYSICS, – 2017. – Vol. 9, No. 1. – P. 364–367.

35. Darwish M.N. Study of the quasi-saturation effect in VDMOS transistors // IEEE Trans. Electron Devices. – 1986. – Vol. ED-33, No. 11. – P. 1710–1716.

36. Gummel H.K. An integral charge control model of bipolar transistors / H.K. Gummel, H.C. Poon// IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 1970. – Vol. 49, – P. 827.

37. Nagel L.W. A computer program to simulate semiconductor circuits // Electron. Res. Lab., Univ. Calif., Berkeley, Memo. ERL-M50, May 1975.
38. Thomas D.E. Junction transistor short-circuit current gain and phase determination // Proc. IRE. – 1958. – Vol. 46, No. 6. – P. 1177–1184.
39. Chen M.K, Comparison and extension of recent one-dimensional transistor models / M.K. Chen, F.A. Lindholm, B.S. Wu // IEEE Trans. Electron Devices. – 1988. – Vol. 35 – P. 1096–1106.
40. Chen M.K. Non-quasi-static small-signal models for semiconductor junction diodes with extensions for transistors / M.K. Chen, F.A. Lindholm, T.W. Jung // Solid-state Electron – 1987. – Vol. 30, No 8 – P. 883–885.
41. Nose H. The transient integral charge control relation-A novel formulation of the currents in a bipolar transistor / H. Nose, A.W. Wieder // IEEE Trans. Electron Devices. – 1987. – Vol. ED-34, No. 5. – P. 1090–1099.
42. Fossum J.G. Partitioned-charge-based modeling of bipolar transistors for non-quasi-static circuit simulation / J.G. Fossum, S. Veeraraghavan // IEEE Trans. Electron Devices. – 1986. – Vol. EDL-7, – P. 652–654.
43. Wu B.S. One-dimensional non-quasistatic models for arbitrarily and heavily doped quasi-neutral layers in bipolar transistors / B.S. Wu, F.A. Lindholm // IEEE Trans. Electron Devices. – 1989. – Vol. 36, No. 4. – P. 727–737.
44. Seitchik J.A. An accurate bipolar model for large-signal transient and ac application / J.A. Seitchik, A. Chatterjee, P. Yang // IEDM Tech. Dig. – 1987. – P. 244–247.
45. Chen M.K. The Importance of the Non-Quasi-Static Bipolar Transistor Model for Circuit Applications // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS. – 1991. – P. 153–160.
46. Rinaldi N.F. Modeling of small-signal minority-carrier transport in bipolar devices at arbitrary injection levels // Electron Devices, IEEE Transactions on, 1998, vol. 45, P. 1501 - 1510.

47. Rudolph M. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques / M. Rudolph, C. Fager, D.E. Root – Cambridge, United Kingdom: University Press, 2012. – 352 p.
48. Алтухов В.И. Значение высоты барьера Шоттки и расчет ВАХ диодов $Al/n-(SiC)[1-x](AlN)_x$ и гетеропереходов на основе 4H-SiC / В.И. Алтухов, А.В. Санкин, В.Ф. Антонов, С.В. Филипова, О.А. Митюгова // Известия вузов. Физика. – 2019. – Т. 62, № 9. – С. 113–116.
49. Sadovnikov A.D. Parameter extraction for bipolar transistors / A.D. Sadovnikov, D.J. Roulston, D. Celi // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 1996. – Vol. 15, no. 11. – P. 1332–1339.
50. Прудаев И.А. Ограничение тока в светодиодах на основе нитридов Al_{0.3}B_{0.5} при прямом смещении / И.А. Прудаев, И.В. Ивонин, О.П. Толбанов // Известия вузов. Физика. – 2011. – Т. 54, № 12. – С. 66–68.
51. Dvorak M.W. On the accuracy of direct extraction of the heterojunction-bipolar-transistor equivalent-circuit model parameters C_p, C_{bc} , and R_E ; *T-MTT* / M.W. Dvorak, C.R. Bolognesi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech-niques. – 2003. – Vol. 51, no. 6. – P. 1640–1649.
52. ГОСТ 18986.8-73. Диоды полупроводниковые. Метод измерения времени обратного восстановления. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1973 – 5 с.
53. Семенов Э.В. Уменьшение погрешности измерения времени обратного восстановления быстровосстанавливающихся диодов / Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2018): Материалы 28-ой Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2018. – С. 1269–1273.
54. Keysight Technologies Оценка полосы пропускания осциллографа, необходимой для ваших приложений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-5733RURU.pdf> свободный (дата обращения: 02.04.2019).

55. Шевченко Г. М. Уменьшение погрешности измерения времени обратного восстановления быстросовстнавливающихся диодов при использовании осциллографов с узкой полосой пропускания / Г. М. Шевченко, Э. В. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 37–41. DOI: 10.21293/1818-0442-2019-22-2-37-41
56. Семенов Э. В. Неквазистатическая модель диода с учетом токов экстракции и рекомбинации неравновесных носителей заряда / Э. В. Семенов, О. Ю. Малаховский, В. Г. Божков // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 26–32. DOI: 10.21293/1818-0442-2019-22-4-26-32
57. Шевченко Г.М., Семенов Э.В. Простая модель зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока $p-n$ -перехода // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2022): Материалы 32-ой Международной Крымской конференции; под ред. Ю.Б. Гимпилевича, П.П. Ермолова. – Севастополь: СевГУ, 2022.
58. Пикосекундная импульсная техника. Ильюшенко В. Н., Авдоченко Б. И., Баранов В. Ю. [и др.]. М. Энергоатомиздат, 1993. 368 с
59. Березин А.А. Двухтактный обостритель импульсов на диодах с накоплением заряда // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2022): Материалы 32-ой Международной Крымской конференции; под ред. Ю.Б. Гимпилевича, П.П. Ермолова. – Севастополь: СевГУ, 2022.
60. Осциллографы цифровые PXI- 5114 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/registry/4/items/356219>, свободный (дата обращения 24.09.2022)
61. Источники питания программируемые модульные NI PXI-4110, NI PXI- 4130 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/registry/4/items/1229092>, свободный (дата обращения 24.09.2022)
62. Benda H. Reverse recovery processes in silicon power rectifiers / H. Benda , E. Spenke // Proceedings of the IEEE. – 1967. – Vol. 55, no. 8. – P. 1331–1354.

63. Ph. A. Miheev, G. G. Goshin, A. V. Fateev, M. S. Roitman, “Ultra wide band directional bridge for a VHF vector network analyzer,” Proceedings of TUSUR University, Vol. 24, No. 2, pt. 1, P. 219–222, Dec. 2011,

64. W. Burkhard, K. Danzeisen, “Bridge for measuring the reflection coefficient,” U.S. Patent 5 150 063, Sep. 22, 1992

65. E. V. Semyonov, V. Kosteletskiy, “Comparative analysis of step and pulse signals as a test-signals for nonlinear sensing of the semiconductor objects,” in Proc. SIBCON-2017, Astana, Kazakhstan, 2017. 4 p.

66. Иванов Е.В., Мошкунев С.И., Хомич В.Ю. Генератор высоковольтных наносекундных импульсов на основе составного твердотельного коммутатора // Прикладная физика. – 2006. – С. 122–125.

67. Шевченко Г.М. Неквазистатическая модель переходных процессов в прямосмещенном $p-n$ -переходе / Г.М. Шевченко, Э.В. Семенов // Докл. Том. гос. –ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2022. – №3, ч. 1. – С 7-13.

68. Шевченко Г.М., Семенов Э.В. Ключевые факторы, влияющие на невязку экспериментальных и модельных кривых, при моделировании $p-n$ -перехода на импульсных широкополосных сигналах / Г.М. Шевченко, Э.В. Семенов // Материалы 5-ой международной научно-практической конференции; под ред. А.Ю. Дракиной. – Брянск: Издательство «Новый формат», – 2021. – С 208-211.

69. Шевченко Г.М. Повышение метрологического качества измерения времени обратного восстановления диодов / Г.М. Шевченко, Э.В. Семенов // Сборник материалов LXXIX Студенческой международной научно-практической конференции «Научное сообщество студентов XXI столетия». – 2018. – Т. 7, – С 96–100.

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(справочное)
АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «РОССИЙСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»



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

✉ Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а, ИНН/КПП 7017084932/701701001
☎ (382-2) 288-288 (приемная), факс (382-2) 55-50-89.
E-mail: niipp@niipp.ru www.niipp.ru



УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по научной работе
_____ А.В. Васильев
« » _____ 2022 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы

Настоящим актом подтверждаем, что результаты научных исследований по реализации нелинейно-инерционной модели диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления, полученные в диссертационной работе Глеба Михайловича Шевченко «Повышение качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», используются в разработках умножительных диодов с накоплением заряда (ДНЗ) и обострителей импульсов в экспериментальных измерительных установках.

Председатель комиссии:

Начальник лабораторий,
к.ф.-м.н.

 - О.Ю. Малаховский

Члена комиссии:

Ведущий научный сотрудник,

д.т.н

 - В.Г. Божков

Главный технолог

 - Е.Ю. Воробинский

Инженер-технолог 1 категории

 - И.В. Пилипец



634045, г. Томск,
ул. Нефтяная,
д. 5а, к. 161

Тел: +7-923-408-0408
E-mail: alexey.kalentyev@50ohm.tech

ОКПО 01605389, ОГРН 1167031056301, ИНН 7017398640, КПП 701701001

Исх. № 20 / 2022

А К Т

об использовании результатов

кандидатской диссертационной работы Шевченко Глеба Михайловича «Повышение качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Повышение качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления» **использованы в ООО «50ом Тех.»**

«05» октября 2022 г.

Директор ООО «50ом.Тех.»

Калентьев А.А.



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

№ _____



А К Т

об использовании результатов

кандидатской диссертационной работы Шевченко Глеба Михайловича «Повышение качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления», 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 профессор каф. РСС, д.т.п. А.С. Задорин,
член комиссии: профессор каф. РСС, д.т.н. Авдоченко Б.И.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Повышение качества моделирования РЭА за счет использования эквивалентной схемы полупроводникового диода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления» **использованы на каф. РСС** при выполнении НИР: Российский научный фонд, грант № 22-29-00605 "Характеризация нелинейно-инерционных свойств и динамического диапазона систем со сложными и импульсными широкополосными сигналами. Результат: законченная неквазистатическая эквивалентная схема диода, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока при высоком уровне инжекции и последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда.

Член комиссии

Б.И. Авдоченко

Председатель комиссии

А.С. Задорин

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

РЕЗУЛЬТАТЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021668091

SPICE-модель $p-n$ -перехода с неквазистатическими эффектами прямого и обратного восстановления

Правообладатели: **Шевченко Глеб Михайлович (RU), Семенов Эдуард Валерьевич (RU)**

Авторы: **Шевченко Глеб Михайлович (RU), Семенов Эдуард Валерьевич (RU)**



Заявка № 2021664460

Дата поступления **13 сентября 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **09 ноября 2021 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат: 80245E5F81C0D1A9F8A8A23F0894E64118
Владелец: **Ильин Г.П.**
Действителен с 13.09.2021 по 13.01.2025

Г.П. Ильин

ПРИЛОЖЕНИЕ В
(справочное)
ПРОЧЕЕ





XV Международная конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
"ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ НАУК"
Россия, Томск, 24-27 апреля 2018

СЕРТИФИКАТ

ВЫДАН

Шевченко Глебу Михайловичу

ЗА ДОКЛАД

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ОБРАТНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ
БЫСТРОВОССТАНАВЛИВАЮЩИХСЯ ДИОДОВ

на секции «Физика и электроника»

Председатель программного комитета
секции 7, проректор по ИРИИ ТУСУР

Р.В. Мещеряков

Председатель организационного
комитета секции 7, председатель СМУ
ТУСУР

А.В. Медовник

Председатель программного комитета

И.А. Курзина

