

Воронежский государственный университет

На правах рукописи

Лэ Куанг Тук

**Эффекты воздействия сверхкоротких импульсных перегрузок
на биполярные транзисторы с гетеропереходом
и малошумящие усилители на их основе**

Специальность 01.04.03 – «Радиофизика»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:
Доктор физико-математических наук,
профессор А.М. Бобрешов

Воронеж – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. РАБОТА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПЕРЕГРУЗОК ...	14
1.1 Физика работы биполярных транзисторов в рабочем режиме	15
1.2 Структуры биполярных транзисторов с гетеропереходом.....	21
1.3 Биполярный транзистор с гетеропереходом под воздействием сверхкоротких импульсных перегрузок	29
1.3.1 Проявление эффекта Кирка	29
1.3.2 Рекомбинационные потери под воздействием сверхкоротких импульсов.....	29
1.4 Влияние температурных свойств биполярного транзистора с гетеропереходом.....	34
Выводы.....	35
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭФФЕКТОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНХИСТОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ.....	36
2.1 Аппаратная реализация автоматизированного измерительного комплекса.....	37
2.1.1 Управляемые источники	39
2.1.2 Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением.	39
2.1.3 Модуль малошумящего усилителя на базе биполярного транзистора с гетеропереходом.....	46
2.2 Алгоритм работы автоматизированного измерительного комплекса.	52

2.3 Программная реализация алгоритма автоматизированного измерительного комплекса.....	55
Выводы.....	60
ГЛАВА 3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СВЕРХКОРОТКИХ ЭЛЕКТРОПЕРЕГРУЗОК НА СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ	61
3.1 Физические основы возникновения обратимых отказов биполярных транзисторов с гетеропереходом.....	62
3.2 Воздействие сверхкоротких импульсов большой амплитуды на маломощные биполярные транзисторы.....	65
3.3 Постановка экспериментального исследования влияния серий СКИ на статические характеристики МШУ на базе ГБТ.....	77
3.4 Воздействие последовательности СКИ на вход МШУ при различных температурах окружающей среды.....	84
Выводы.....	88
ГЛАВА 4. ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ НА БАЗЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТРОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ В УСЛОВИИ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ ..	89
4.1 Параметры ЭМС МШУ при гармонических и импульсных помехах .	91
4.2 Экспериментальное исследование ЭМС МШУ при воздействии СКИ помех.....	96
Выводы.....	105
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	106
СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	108
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	109

ВВЕДЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию эффектов воздействия сверхкоротких импульсных перегрузок на полупроводниковую структуру и функциональные параметры биполярных транзисторов с гетеропереходом [1-12] и входных малошумящих усилительных каскадов, построенных на их основе.

Актуальность темы.

Бурное развитие той или иной области науки всегда сопровождается появлением новых идей, изобретений, открытий. Помимо новых возможностей появляются новые проблемы и задачи, связанные с необходимостью исследования и развития ранее неизученных технологий, методов и т.п. Развитие электронных технологий в последние десятилетия имело экстенсивный характер. К настоящему времени сложился ряд задач, решение которых является необходимым шагом на пути к появлению качественно новых сверхширокополосных радиоэлектронных устройств, технологий и возможностей [13-31].

Активный переход от проводной связи к беспроводной вновь заставил разработчиков столкнуться с задачами, касающимися стойкости радиоэлектронных средств к действию мощных импульсных помех [32-46]. Еще на первых этапах развития радиоэлектроники ученые-разработчики сталкивались с проблемами, обусловленными воздействием мощных импульсных помех, возникающих в результате атмосферных явлений или от других естественных источников.

Вследствие низкой загруженности каналов и достаточно высокой стойкости вакуумной электроники к электроперегрузкам проблемам влияния таких помех практически не уделялось внимание. С развитием полупроводниковых технологий и повсеместным использованием радиоканалов как средств передачи

информации становится невозможным дальнейшее игнорирование эффектов и сбоя в радиоаппаратуре, возникающих под действием коротких но мощных электроперегрузок [32-46].

Актуальность обозначенных выше задач также проявляется и в срезе возникновения качественно новых подходов к разработке устройств связи и локации, основанных на использовании сверхширокополосных (СШП) технологий [13-31]. Разрабатываемые радиосистемы в качестве носителя информации используют сверхширокополосные сигналы. Такие сигналы обладают большой абсолютной и относительной полосой частот. Во временной же области как правило их можно рассматривать как импульсные сигналы достаточной малой длительности, составляющей менее десятка наносекунд и даже десятки-сотни пикосекунд. В общем случае могут использоваться как видеоимпульсы без несущей так и радиоимпульсы с высокочастотным заполнением [13-14,17-19]. Для удобства будем называть их сверхкороткими импульсами (СКИ). С точки зрения применимости для задач радиолокации и, в меньшей, степени связи наиболее интересными являются СКИ без несущей, то есть видеоимпульсы [13-31]. Изменение формы таких сигналов при отражении от объектов и прохождении сквозь среду может дать представление, а в идеале, и определить основные параметры лоцируемой цели [13-18, 20, 24]. При этом сверхмалая длительность сигналов обусловит более точное определение координат и скорости. Для приложений радиосвязи большая ширина спектра позволит добиться большой скорости передачи и высокой проникающей способности [13-18, 20].

Необходимо отметить, что передатчики таких систем могут выступать в роли источников мощных импульсных помех сверхмалой длительности, составляющей десятки-сотни пикосекунд, для традиционных узкополосных радиосистем. В такой постановке проблемы на первый план выходят задачи электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных устройств [47-54]. Развитие новых технологий должно идти совместно с использованием традиционных. Однако как показывают результаты исследований [26-28, 32-46]

влияние сверхширокополосных помех на элементы и узлы узкополосной радиоаппаратуры может приводить к негативным последствиям, которые не ограничиваются нелинейными эффектами, возникающими в узлах приемных устройств, но проявляются также в изменении параметров структур полупроводниковых элементов, на базе которых строятся входные тракты указанных устройств. Исследование данных эффектов позволит прогнозировать работу радиоэлектронной аппаратуры в условиях мощных сверхширокополосных помех, предложить способы и методы улучшения их стойкости к таким воздействиям, проводить разработку новых средств радиоэлектронной борьбы в целях защиты или противодействия терроризму [13-15, 17, 20, 23, 24, 26-28].

Настоящая диссертационная работа посвящена исследованию проблемы помехоустойчивости и функционирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в условиях мощных импульсных помех. Учитывая, что разработка современных радиоэлектронных средств (РЭС), как правило, проводится без рассмотрения воздействий СКИ, то решение задач обеспечения помехоустойчивости как отдельных узлов так и РЭС в целом становится особенно актуальной. Исследование работы РЭА под действием мощных сверхкоротких импульсных помех требует глубокого изучения физических процессов и эффектов, происходящих в ее полупроводниковой базе. Помимо этого крайне важной задачей становится разработка новых подходов к решению задач электромагнитной совместимости, отражающих основные особенности воздействия и оценку влияния сверхкоротких импульсов.

Таким образом, актуальность настоящего диссертационного исследования обусловлена потребностью в решении перечисленных задач.

Степень разработанности проблемы.

Любое современной радиоприемное устройство СВЧ диапазона содержит в составе малошумящий усилитель (МШУ) [29-31], который находится в приемном тракте и устанавливается в непосредственной близости к антенне. Часто для повышения чувствительности всего приемника в целом разработчики не

используют входные фильтры, вследствие чего сигнал с антенны поступает прямо на МШУ. В связи с этим МШУ является одним из наиболее уязвимых узлов РЭА к действию помех, в том числе и импульсных [32-33]. Помимо входных цепей в качестве путей прихода помех могут выступать цепи питания, смещения, общий провод и т.п. Электромагнитное поле помехи наводит токи на любых проводниках в составе РЭА. Большая ширина спектра СКИ обуславливает хорошую проникающую способность и сложность фильтрации таких помех. Разработка и оптимизация параметров усилителя для конкретного устройства производится, как правило, исходя из условия максимального коэффициента усиления при удовлетворительном уровне собственных шумов и устойчивости помех с точки зрения классической теории ЭМС [58-65, 72]. Основное внимание уделяется нелинейным эффектам, возникающим при взаимодействии помех и полезного сигнала в нелинейном элементе, таким как: интермодуляция, блокирование, перекрестные искажения и т.п. [47-54, 58-65] Таким образом, до сих пор разработчики практически не задаются целью исследования стойкости МШУ к импульсным перегрузкам по входным цепям и путей ее увеличения. В общем случае может оказаться, что МШУ оптимальный с точки зрения стойкости к гармоническим помехам будет уязвим для действия СКИ. Это происходит вследствие принципиальных отличий физических явлений, лежащих в основе механизмов воздействия таких видов помех [32-33].

Основными эффектами, которые исследуются учеными при рассмотрении задачи стойкости полупроводниковой элементной базы к мощным импульсным перегрузкам, являются:

- эффекты, приводящие к катастрофическим явлениям в полупроводниковой структуре (плавление металлизации, тепловой пробой и т.п.), или необратимые эффекты;

- эффекты временного ухудшения функциональных параметров тех или иных узлов или элементов РЭА (например, падение коэффициента усиления МШУ), которые исчезают после прекращения воздействия.

Эффекты второго типа принято называть обратимой деградацией [32-46]. Особенностью проявления обратимой деградации является то, что восстановление первоначальных значений функциональных параметров чаще всего происходит не мгновенно, а занимает время, необходимое для завершения глубинных физических процессов в структуре полупроводникового элемента.

Исследованиям в области проявления обратимой деградации под действием мощных импульсных помех посвящено много работ [32-46], которые в основном датируются не раньше 90-х годов прошлого столетия. Таким образом, эта область научных интересов является относительно новой. Достаточно детально проработана теоретические основы и модель обратимых отказов МШУ на основе полевых транзисторов с затвором Шоттки (ПТШ), транзисторов с высокой электронной подвижностью (high electron mobility transistor, НЕМТ), МОП транзисторов и интегральных схем. Однако этим не ограничивается список полупроводниковых устройств, на базе которых разрабатываются усилительные каскады входных трактов приемников СВЧ диапазона. В настоящее время большое внимание уделяется полупроводниковым элементам имеющим гетероструктуру. Применение двух типов полупроводников позволяет получать гибкий подход к формированию нужного потенциального профиля валентной зоны и зоны проводимости. Применение такого подхода позволяет увеличить быстродействие элементной базы за счет повышения подвижности носителей вблизи гетероперехода. Биполярные транзисторы с гетеропереходом (ГБТ или ГБТ – гетеробиполярные транзисторы) не уступают в быстродействии полевым и при этом являются более мощными. Все эти достоинства обуславливают перспективность и широту применения ГБТ в СВЧ электронике и технике.

Исследованию статических, динамических и ЭМС параметров МШУ на основе ГБТ посвящено множество работ, например [1-12, 53, 78], однако подавляющее их большинство касается только лишь рассмотрению гармонических воздействий, и практически отсутствуют работы, посвященные эффектам деградации при мощных сверхкоротких импульсных воздействиях.

Целью работы является:

1. Исследование физических процессов в полупроводниковой структуре ГБТ под действием сверхкоротких импульсных электроперегрузок по входной цепи.
2. Разработка методик и их реализация для исследования обратимой деградации статических характеристик МШУ на ГБТ при воздействии СКИ.
3. Исследование деградационных эффектов ГБТ в зависимости от параметров СКИ и режимов работы транзистора в составе усилителя.
4. Исследование характеристик электромагнитной совместимости МШУ микроволнового диапазона на основе кремний-германиевого биполярного транзистора при воздействии последовательности СКИ.
5. Разработка алгоритмов и аппаратной реализации автоматизированного измерительного комплекса для проведения исследований эффектов обратимой деградации.

Основные задачи диссертации вытекают непосредственно из её целей:

- теоретическое и экспериментальное исследование физических процессов в ГБТ, возникающих в связи со сверхкороткими импульсными электроперегрузками по входной цепи;
- исследование влияния режима работы ГБТ в составе МШУ на эффекты обратимой деградации статических характеристик при импульсных электроперегрузках;
- исследование влияния параметров серии СКИ на эффекты обратимой деградации ГБТ;
- разработка установки и методики измерения для экспериментального исследования характеристик ЭМС МШУ на основе ГБТ при воздействии сверхкоротких импульсных помех субнаносекундной длительности;
- выработка рекомендаций по выбору режима работы МШУ для устойчивого функционирования в условиях действия импульсных помех сверхкороткой длительности.

Научная новизна:

1. В результате проведения теоретического исследования работы биполярного транзистора с гетеропереходом в условиях воздействия сверхкоротких импульсов по входной цепи предложена физическая интерпретация эффектов обратимой деградации.

2. Разработана методика автоматизированного измерения статических характеристик ГБТ при воздействии сверхкоротких импульсных помех.

3. Экспериментально получены зависимости тока коллектора во время воздействия СКИ от режима работы биполярного транзистора с гетеропереходом и температуры окружающей среды, которые позволили подтвердить предложенную физическую интерпретацию возникающих эффектов деградации.

4. Разработаны алгоритмы и методика экспериментального определения параметров ЭМС МШУ при воздействии импульсных помех.

Практическая ценность.

Проведено исследование эффектов обратимой деградации кремний-германиевого биполярного транзистора с гетеропереходом. Полученные зависимости относительного тока коллектора и коэффициента усиления от параметров воздействия и режима работы МШУ позволили выработать рекомендации по отбору наиболее стойких к сверхкоротким импульсным электроперегрузкам приборов.

Разработана методика измерения и расчета параметров электромагнитной совместимости МШУ при воздействии СКИ, а также автоматизированный аппаратно-программный комплекс для ее реализации. Получены характеристики ЭМС, при помощи которых проведена оценка качества работы МШУ в условиях действия импульсных помех в виде последовательности СКИ. Предложены рекомендации по выбору режима работы МШУ на базе кремний-германиевого биполярного транзистора с гетеропереходом при сверхкоротких импульсных помехах.

Результаты диссертации могут быть использованы при разработке СШП систем для минимизации негативного влияния на уже функционирующие узкополосные системы, а также при проектировании других устройств на основе ГБТ.

Методы исследования.

В работе использованы методы теории электрических цепей и сигналов, математического и компьютерного моделирования, математический аппарат аналитического и численного решения физических задач дифференциальных уравнений и уравнений в частных производных, методы радиофизических измерений.

Достоверность.

Достоверность результатов диссертации определяется корректным применением математических методов, соответствием выводов известным фундаментальным теоретическим представлениям, соответствием результатов моделирования полученным экспериментальным данным.

Личный вклад.

Личный вклад определяется проведением теоретических и экспериментальных исследований, анализом полученных результатов, а также разработкой метода автоматизации и автоматизированного программно-аппаратного комплекса, позволяющего значительно снизить временные издержки на получение и анализ экспериментальных данных.

Внедрение научных результатов.

Полученные в диссертации результаты внедрены в научно-исследовательских работах, выполнявшихся на кафедре электроники ВГУ, а также использовались в учебном процессе.

Основными положениями, выносимыми на защиту, являются:

1. Методика исследования влияния сверхкоротких импульсных электроперегрузок на статические характеристики биполярного транзистора с гетеропереходом и характеристики электромагнитной совместимости малошумящего усилителя на его основе.
2. Автоматизированный программно-аппаратный комплекс для исследования эффектов обратимой деградации малошумящего усилителя на основе биполярного транзистора с гетеропереходом.
3. Зависимости эффектов обратимой деградации статических характеристик биполярного транзистора с гетеропереходом в составе малошумящего усилителя от режима его работы и их физическая интерпретация.
4. Характеристики электромагнитной совместимости малошумящего усилителя в условиях действия импульсных помех большой амплитуды.

Апробация работы.

Основные материалы диссертационной работы докладывались на следующих конференциях:

- ▶ XXI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2015;
- ▶ XIV Международной научно-технической конференции «NIDays-2015», г. Москва 2015;
- ▶ XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2016;
- ▶ Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий : РЭУС – 2016», г. Москва, 2016 г;
- ▶ 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, 2016 г.

Публикации.

Основные результаты диссертации опубликованы в 9 печатных работах [34-37, 39,40]. Из них 3 работы [34, 35, 55] опубликованы в периодических изданиях, рекомендованных ВАК РФ для публикаций основных результатов диссертаций.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы, включающего 82 наименования. Объем диссертации составляет 118 страниц, включая 54 иллюстрации.

ГЛАВА 1. РАБОТА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПЕРЕГРУЗОК

На протяжении последнего десятилетия в связи с появлением элементной базы, на основе которой стало возможным создание сверхширокополосных систем, все более актуальными становятся вопросы стойкости полупроводниковых приборов различного назначения к воздействиям в виде видеоимпульсов с длительностью менее 1 нс и большими амплитудами в сравнении с рабочими режимами указанных приборов [1-4, 32-33].

Как неоднократно было показано исследователями мощные сверхкороткие импульсные перегрузки могут приводить к различным типам отказов [32-33, 35-37]. Причем физика таких отказов отличается от задач, возникающих при рассмотрении помех гармонического вида. Воздействие СКИ приводит к изменениям электродинамического состояния полупроводниковой структуры прибора, что в числе прочих эффектов может еще приводить и к длительному последствию, характеризующимся интервалом времени, в течение которого происходит восстановление состояния прибора до первоначального в случае обратимых отказов.

Исходя из вышесказанного для того, чтобы охарактеризовать эффекты воздействия СКИ необходимо рассмотреть физические принципы работы исследуемого прибора. В нашем случае в качестве объекта исследований были выбраны биполярные транзисторы с гетеропереходом. Такие транзисторы нашли широкое применение в радиотехнике благодаря своим преимуществам [1-4]: высокое быстродействие, высокий коэффициент усиления, малость коэффициента шума, высокая линейность характеристик, отсутствие необходимости двупольного питания. Помимо этого, необходимо отметить относительно простую технологию структуры ГБТ. С одной стороны, экономится площадь кристалла, а с другой, процесс эпитаксии которым формируются тонкие слои

транзистора снижает требования к литографическому оборудованию и существенно снижает стоимость устройства [80]. Биполярные транзисторы с гетеропереходом выигрывают в линейности характеристик, хотя и уступают полевым транзисторам по энергопотреблению.

Первая глава данной диссертационной работы посвящена теоретическому исследованию основных процессов, протекающих в структуре ГБТ при его включении в маломощный усилитель в нормальном рабочем режиме и в условиях действия сверхкоротких импульсных помех.

1.1 Физика работы биполярных транзисторов в рабочем режиме

Рассмотрим сначала физические процессы, протекающие в биполярном транзисторе в рабочем режиме. Теория транзисторов с гетеропереходом базируется на этом рассмотрении. В дальнейших разделах данной главы диссертации мы будем пользоваться основными положениями этой теории.

Одна из типовых структур биполярного транзистора, в которой реализуется тип транзистора, не использующий дрейф носителей в базе, это транзистор с одноразовой диффузией (рисунок 1.1 а). В таком транзисторе n^+ -эмиттер и n^+ -коллектор технологически организуются одновременной диффузией в однородную легированную p -- базу, материалом которой является кремний (рисунок 1.1). Носители инжектируются из эмиттера в базу и через нее осуществляется перенос тока носителей к коллекторному переходу. Условием, при котором можно пренебречь рекомбинацией носителей в базе на пути их распространения является: диффузионная длина (L) должна быть много больше толщины базы (W_b). Часть базы, находящаяся в непосредственной близости эмиттерного перехода носит название активной базой (АБ). Остальная же часть базы называется пассивной (ПБ).

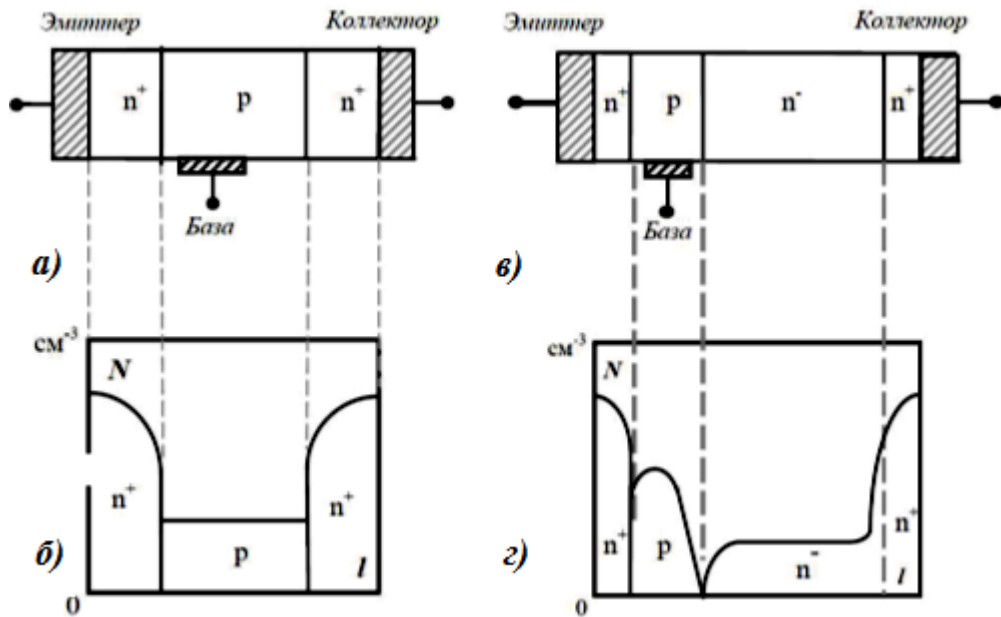


Рисунок 1.1- Структура биполярного транзистора n⁺-p-n⁺ (а),
 профиль легирования (б) в БП транзисторе;
 структура n⁺-p-n⁻-n⁺ (в) и профиль легирования (г) в БП транзисторе

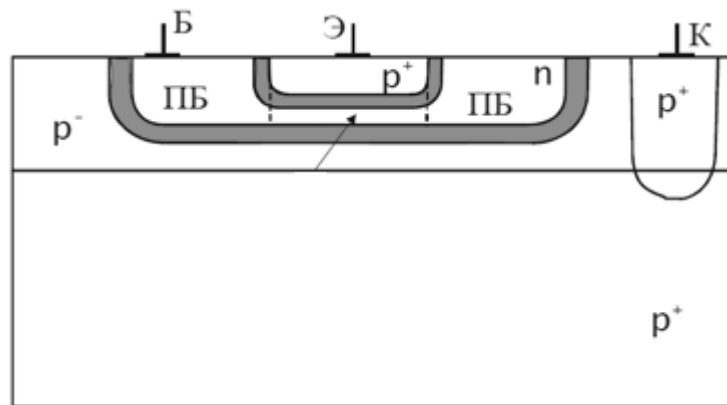


Рисунок 1.2 - Схематическое представление структуры планарного биполярного транзистора.

Выбор концентрации примеси в полупроводнике базы и ее толщины производится исходя из следующих соображений: чем выше концентрация примеси, тем меньше можно сделать ширину базы. Это препятствует эффекту смыкания эмиттерного и коллекторного р-п- переходов [4, 80]. Однако из-за этого становится сложным добиться большой величины коэффициента инжекции (или эффективности) эмиттера, а из этого следует, что и ток величина тока коллектора будет меньше, а значит и коэффициент усиления. Помимо этого, тогда транзистор будет характеризоваться небольшой величиной напряжения лавинного пробоя из-за малости толщины коллекторного р-п-перехода. Если же уменьшить концентрацию примеси в базе, то это приведет к уменьшению напряжения смыкания, в результате чего увеличится ее толщина, что приведет к нежелательным последствиям. например, увеличение доли рекомбинирующих носителей [3,4].

Лучший, чем рассмотренный, тип конструкции представлен на рисунке 1.1 в. Если ввести в коллекторную область высокоомный слой п- (или р-), то проявление эффекта смыкания эмиттерного и коллекторного перехода можно не опасаться, потому что область объемного пространственного заряда (ОПЗ) у коллекторного перехода с увеличением потенциала коллектора в большей степени будет перемещаться в низколегированную п-область. Вследствие наличия п-области еще и растет ширина коллекторного перехода, вследствие чего значение напряжения лавинного пробоя также становится больше.

Рассмотрение физики работы биполярного транзистора будем проводить на примере упрощенной структуры, приведенной на рисунке 1.2.

В нормальном рабочем режиме в структуре биполярного транзистора протекают четыре основных физических процесса. Это инжекция, диффузия, рекомбинация и экстракция носителей заряда [3,4,80].

Рассмотрим динамику зарядов через п-р переход эмиттер-база, причем длина базы много больше диффузионной длины L и база легирована акцепторами (п-р-п транзистор). Тогда при прямом смещении п-р перехода в базу

инжектируются электроны, которые являются для нее неосновные носители, из эмиттера.

Процесс переноса инжектированных неосновных носителей сквозь базу носит диффузионный характер. Характерным расстоянием, на которое распространяются неравновесные носители от области эмиттерного перехода, является диффузионная длина L . Поэтому для достижения инжектированными носителями коллекторного перехода необходимо выполнение условия: диффузионная длина L должна быть больше длины базы W .

Пока инжектированные неосновные носители диффундируют через базу, часть их рекомбинирует с основными носителями в базе. Чтобы восполнить прорекомбинировавшие основные носители в базе, необходимо подвести через внешний контакт столько же носителей. Это означает, что ток базы является рекомбинационным током.

Неосновные носители, продиффундировавшие через базу захватываются электрическим полем коллекторного p-n перехода, смещенного в обратном направлении, и экстрагируются в коллектор. Резюмируя, можно выделить четыре физических процесса в биполярном транзисторе [2-4, 80]:

- инжекция из эмиттера через n-p-переход в базу;
- диффузия носителей сквозь базу к коллекторному переходу;
- рекомбинация неосновных носителей в базе;
- экстракция носителей из базы в коллектор.

Эти процессы схематически изображены на рисунке 1.3.

Рассмотрим компоненты, составляющие суммарный ток через эмиттерный и коллекторный переходы. Известно, что ток J для p-n перехода определяется суммой электронной J_n и дырочной J_p компонент [4, 80], которые состоят из дрейфовых и диффузионных составляющих:

$$J = J_p + J_n = J_{pD} + J_{pE} + J_{nD} + J_{nE} = \left(\frac{eD_p p_{10}}{L_p} + \frac{eD_n n_{p0}}{L_n} \right) (e^{eV_b/kT} - 1) \quad (1.1)$$

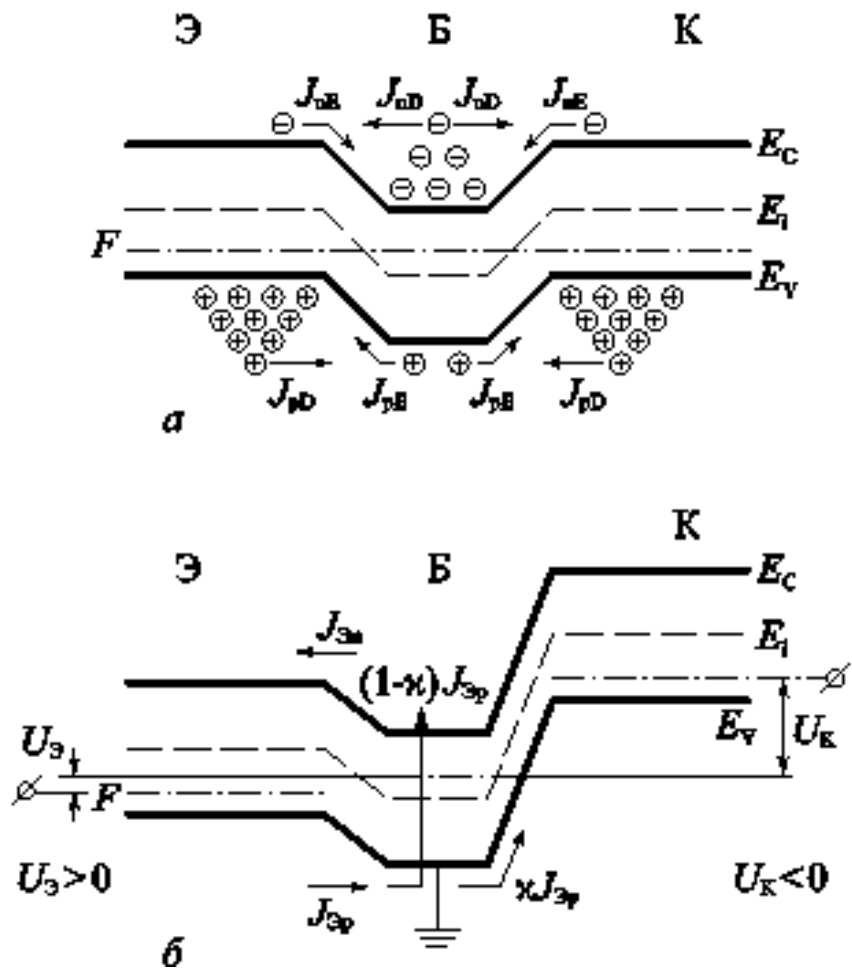


Рисунок 1.3 - Зонная диаграмма биполярного транзистора:
а – в равновесном состоянии; б – в активном режиме

По приложению к эмиттерному переходу прямого смещения (для рассматриваемого n-p-n транзистора положительное напряжение относительно потенциала эмиттера подается на базу) в транзисторе из эмиттера начинается инжекция электронов в базу $I_{эн}$ и из базы в эмиттер инжекция дырок $I_{эп}$.

Чтобы ток электронов значительно превышал ток дырок необходимо, чтобы легирование эмиттера было значительно сильнее чем легирование базы. Инжектированные в базу электроны – неосновные носители – будут диффундировать в сторону коллекторного перехода, и, при условии малой ширины базы W относительно диффузионной длины L большинство электронов достигнут коллектора и будут увлечены электрическим полем коллекторного p-n-перехода в n-область коллектора. Величина возникающего таким образом коллекторного тока практически равна величине тока инжектированных эмиттером электронов в базу.

$$I_э = I_к + I_б \quad (1.2)$$

где $I_б$ – ток в цепи базы, $I_к$ – ток в цепи коллектора, $I_э$ – ток в цепи эмиттера.

Причем в этом режиме через эмиттер протекает два тока – ток электронов в сторону базы и ток дырок из базы в эмиттер:

$$I_э = I_{эн} + I_{эп} \quad (1.3)$$

где $I_{эп}$ – ток инжекции дырок из базы в эмиттер, $I_{эн}$ – ток инжектированных электронов из эмиттера в базу. Величину электронной компоненты принято выражать через эффективность эмиттера следующим образом:

$$I_{эн} = \gamma \cdot I_э, \quad (1.4)$$

где γ – эффективность эмиттера.

Величина электронного эмиттерного тока с учетом рекомбинации на пути чрез базу выражается:

$$I_к = \gamma \cdot \kappa \cdot I_э. \quad (1.5)$$

где κ – коэффициент переноса эмиттерного тока.

1.2 Структуры биполярных транзисторов с гетеропереходом

Одним перспективных направлений по улучшению параметров биполярных транзисторов является замена эмиттерного p-n перехода биполярного транзистора с гетеропереходом. В этом случае односторонняя инжекция от эмиттера в базу может обеспечиваться, а высокая эффективность эмиттера также может обеспечиваться при низкой и высокой концентрации легирующей примеси и при высокой легирующей концентрации базы. При этом последнее условие может позволять значительно уменьшить базовую ширину и устранить влияние эффекта Эрли на выходные характеристики биполярного транзистора [2-4].

При разработке СВЧ транзисторов, основывающихся на арсениде галлия, получили самые распространенные биполярные транзисторы с эмиттером гетероперехода. По английской литературе для обозначения этих транзисторов используется аббревиатура ГБТ. Вертикальная структура используется как стандартная топология ГБТ. Типовая структура биполярного транзистора с гетеропереходом на основе арсенида галлия приведена на рисунке 1.4.

Надо отметить, что в связи с разной шириной запрещенных зон базы и эмиттера в области перехода появляется разрыв в пределах границ валентной зоны и зоны проводимости (рисунок 1.5). В результате этого процесса высота потенциального барьера для дырок и электронов различается друг от друга. Это приводит к увеличению инжекции электронов из эмиттера в базу и в то же время, уменьшает поток дырок из базы в эмиттер. Повышает эффективность эмиттера, а также усиление транзистора [3, 4]. Важнейшее следствие данного эффекта ГБТ можно производить с высоколегированной базой и слаболегированным эмиттером.

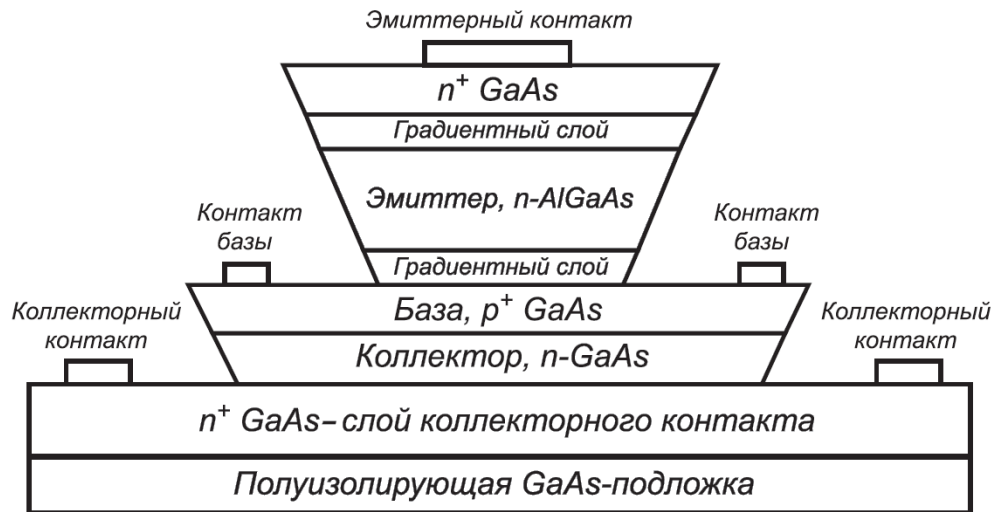


Рисунок 1.4 - Типовая структура биполярного транзистора с гетеропереходом

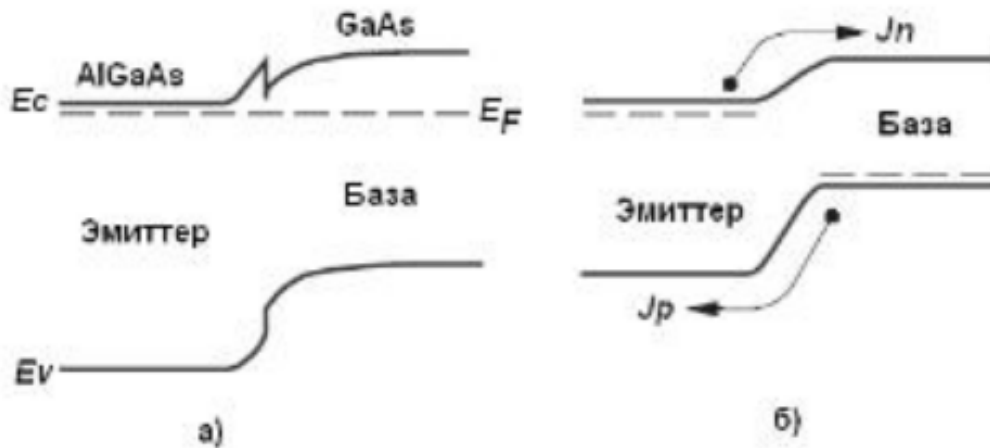


Рисунок 1.5 - Энергетическая диаграмма гетероперехода эмиттер/база: резкий переход AlGaAs/GaAs (а), плавный переход (б)

Контактный слой эмиттера 1 служит для снижения сопротивления эмиттерного контакта. Низкая концентрация примеси в коллекторе обеспечивает снижение барьерной емкости коллекторного перехода, а n^+ -слой субколлектора 5 – малое сопротивление тела коллектора.

Модифицированная структура биполярного транзистора с гетеропереходом отличается от простейшей наличием нелегированного тонкого (~ 20 нм) слоя i -GaAs (спейсера) между p^+ – GaAs- базой и n -Al_xAl_{1-x}As – эмиттером [2-4]. Поскольку плотность заряда в спейсере равна нулю, напряженности поля в эмиттерном гетеропереходе. Падение напряжения на спейсере позволяет снизить или вообще исключить дополнительный потенциальный барьер для электронов, связанный с разрывом зоны проводимости.

Другим способом нейтрализации дополнительного барьера является создание варизонного эмиттера. При этом, доля гетерокомпонента меняется от максимального значения до нуля. Перспективой считается структура биполярного транзистора с гетеропереходом с варизонной базой. В этой структуре p^+ – база также содержит гетерокомпонент, доля которого плавно снижается до нуля на границе с коллектором. При этом дополнительный потенциальный барьер для электронов может быть нейтрализован и в отсутствие спейсера, поскольку изменение ширины запрещенной зоны в эмиттерном переходе уменьшено. Разумеется, наличие в базе гетерокомпонента приводит к некоторому снижению эффективности эмиттера. При проектировании ГБТ необходимо оптимизировать профиль гетерокомпонента.

Структура с варизонной базой особенно интересна встроенным электрическим полем в базе, действующей только на электроны проводимости. Энергии E_c и E_v соответствуют потенциальным энергиям электронов и дырок, а ширина запрещенной зоны в базе не постоянна. Поэтому градиенты квазипотенциалов для электронов и дырок различны: $E_n = dE_c / dx$; $E_p = dE_v / dx$.

Высокий уровень легирования базы и низкий уровень легирования эмиттера являются условием низкого сопротивления базы и малого значения емкости

эмиттера гетероперехода. Низколегированный коллектор уменьшает емкость коллекторного перехода. При этих условиях предельная частота усиления по току биполярного транзистора достигла высоких значений.

Одно из преимуществ биполярного транзистора с эмиттером гетеропереходом - простота технологической реализации [3]. На фоне вертикальной структуры ГБТ рационально используется площадь кристалла в плоском процессе. Тонкие слои базы формируются путем эпитаксии, что даже в случае субмикронных толщин базы позволяет отказаться от электронно-лучевой литографии. Кроме этого, в отличие от полевых транзисторов, такие транзисторы представляют собой однополярным питанием [1-4, 80].

Преимущества ГБТ.

Преимущества ГБТ на примере n-p-n транзистора иллюстрируются энергетической диаграммой на рисунок 1.6 [3]. В идеальном случае разница в ширине запрещенной зоны ΔE_g для эмиттера и базы соответствует разрыву энергетического уровня E_v :

$$\Delta E_g = \Delta E_v. \quad (1.6)$$

При этом высота потенциального барьера для дырок, инжектируемых из базы в эмиттер, оказывается больше, чем для электронов, инжектируемых из эмиттера в базу, на величину ΔE_v . Таким образом, уменьшается отношение дырочной компоненты эмиттерного тока к электронной, т.е. повышается эффективность эмиттера [4-7].

Коэффициент инжекции эмиттера n-p-n транзистора при отсутствии состояний на границе раздела гетероперехода дается выражением

$$\gamma = I_n / (I_n + I_p), \quad (1.7)$$

где I_n и I_p - инжекционные токи, обусловленные потоком электронов и дырок через гетеропереход эмиттер – база, смещенный в прямом направлении, которые могут быть выражены в виде [12, 80].

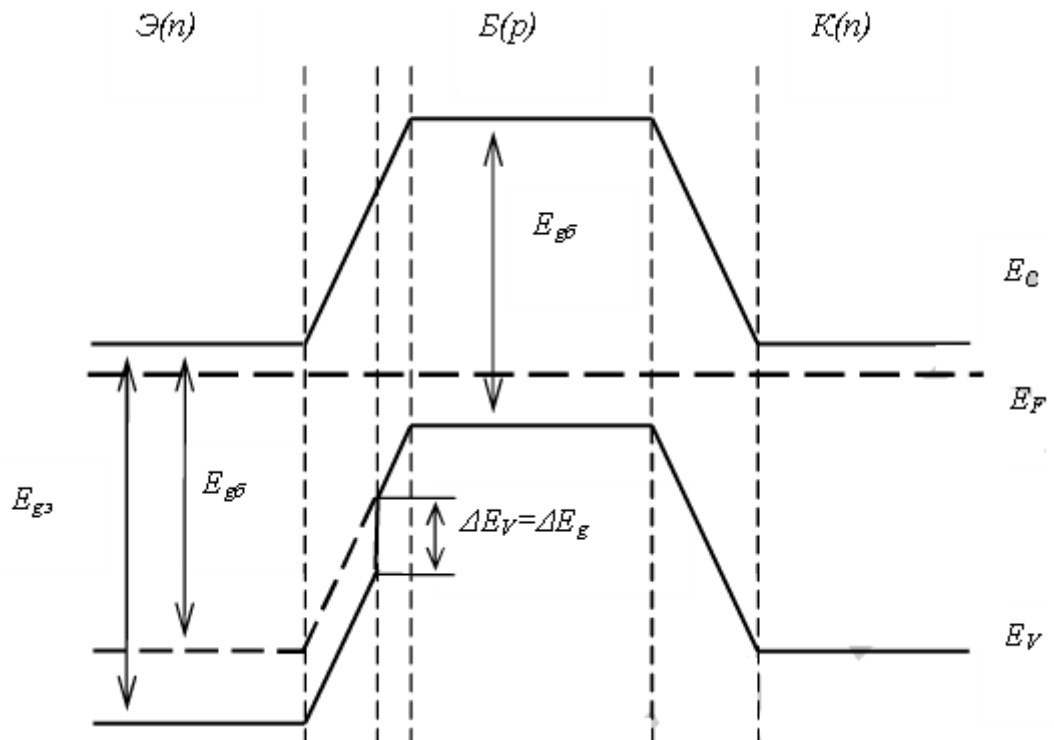


Рисунок 1.6 - Энергетическая диаграмма идеализированного ГБТ ($U_{ЭБ} = U_{КБ} = 0$)

$$I_n = qX_1 N_D (D_{n\delta}/L_{n\delta}) \exp(-\lambda V_{Dn}) \exp(\lambda V_n) - \exp(-\lambda V_p) \operatorname{cth}(W_\delta/L_{n\delta}),$$

$$I_p = qX_2 N_A (D_{p\varepsilon}/L_{p\varepsilon}) \exp[-\lambda(V_D + \Delta E_v)] [\exp(\lambda V) - 1], \quad (1.8)$$

где $\lambda = q/kT$;

N_D и T_A – концентрации доноров в эмиттере и акцепторов в базе;

$D_{n\delta}$ и $L_{n\delta}$ – коэффициент диффузии и диффузионная длина электронов в базе;

$D_{p\varepsilon}$ и $L_{p\varepsilon}$ – коэффициент диффузии и диффузионная длина дырок в эмиттере;

X_1 и X_2 – коэффициенты передачи электронов и дырок через переход;

V_D – контактная разность потенциалов, равная $V_{Dn} + V_{Dp}$;

V – приложенное смещение, равное $V_n + V_p$;

W_δ – толщина базы.

Коэффициент инжекции эмиттера n-p-n транзистора в отсутствие инжекционного тока дырок I_p может быть записано в виде

$$\gamma = I_n / (I_n + I_s + I_r), \quad (1.9)$$

Где I_n – ток инжекции электронов; I_s – ток, обусловленный рекомбинацией электронов на границе раздела; I_r – ток, обусловленный процессами захвата, туннелирования и рекомбинации во время протекания электронов через переход [3].

Рассмотрим для простоты случай, когда вырождение в эмиттере и базе отсутствует, а толщина электронейтральных слоев эмиттера W_ε базы W_B много меньше диффузионной длины неосновных носителей. При этом электронная и дырочная составляющие теплового тока эмиттерного перехода определяются соотношениями [3].

$$J_{\varepsilon sn} = \frac{qn^2 i_B}{N_B} \cdot \frac{D_{nB}}{W_B} \quad (1.10)$$

$$J_{\varepsilon sp} = \frac{qn^2 i_\varepsilon D_{p\varepsilon}}{N_\varepsilon W_\varepsilon} \quad (1.11)$$

Собственная концентрация свободных носителей в полупроводнике зависит от ширины запрещенной зоны $[n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_g/kT)]$. Поэтому при одинаковых значениях эффективных плотностей квантовых состояний $N_{c,v}$.

$$\frac{i_{iЭ}^2}{i_{iБ}^2} = \exp\frac{-\Delta E_q}{kT} \quad (1.12)$$

Для эффективности эмиттера $\gamma = (1 + J_{эсп}/J_{эсн})^{-1}$ получим:

$$\gamma = [1 + \frac{G_{NB}\overline{D_{pЭ}}}{G_{NЭ}\overline{D_{nБ}}} \cdot \exp(-\frac{\Delta E_g}{kT})]^{-1} \quad (1.13)$$

Где G_{NB} и $G_{NЭ}$ - числа Гуммеля в базе и эмиттере.

Таким образом, при $\Delta E_g \gg kT$ эффективность эмиттера может оставаться чрезвычайно высокой (близкой к единице) даже в том случае, когда эффективность эмиттера в гомогенной структуре $\gamma_0 = (1 + \frac{G_{NB}\overline{D_{pЭ}}}{G_{NЭ}\overline{D_{nБ}}})^{-1}$ мала. Это обстоятельство позволяет в ГБТ легировать базу значительно сильнее, чем эмиттер.

Основные преимущества ГБТ состоят в следующем:

- 1) Высокая степень легирования базы ($N_B > 10^{19} \text{ см}^{-3}$) обеспечивает малое сопротивление базы r_B ;
- 2) Малая степень легирования эмиттера ($N_Э > 10^{17} \text{ см}^{-3}$) обеспечивает увеличение ширины эмиттерного перехода $X_{dЭ}$ и, следовательно, снижение его барьерной емкости.

Соотношение (9) можно представить в виде:

$$\gamma = (1 + \frac{G_{NB}\overline{D_{pЭ}}}{G_{NЭ}^*\overline{D_{nБ}}})^{-1}$$

здесь

$$G_{NЭ}^* = G_{NЭ} \exp\frac{-\Delta E_q}{kT} - \text{Эффективное число Гуммеля в эмиттере.}$$

Отметим, что в обычном(гомогенном) транзисторе повышение степени легирования эмиттера до уровня $N_Э \gg N_{dn} = N_c \exp(\frac{-\Delta E_d}{kT})$, где ΔE_d — энергия активации доноров, не приводит к повышению эффективности эмиттера, так как вследствие эффектов сильного легирования в число Гуммеля $G_{NЭ}$ входит эффективная концентрация примеси:

$$N_{\text{Ээф}} \cong (N_{\text{Э}}^{-1} + N_{\text{ан}}^{-1})^{-1}.$$

В ГБТ эмиттер остается невырожденным, но снижается эффективная концентрация примеси в базе:

$$N_{\text{Бэф}} \cong (N_{\text{Б}}^{-1} + N_{\text{ан}}^{-1})^{-1}$$

Здесь

$$N_{\text{ан}} = N_{\text{в}} \exp\left(\frac{-\Delta E_{\text{а}}}{kT}\right)$$

$\Delta E_{\text{а}}$ – энергия активации акцепторов. Снижение эффективной концентрации $N_{\text{Бэф}}$ при сильном легировании базы является полезным, так как приводит к повышению эффективности эмиттера. Таким образом, проводимость базы является действительной, а не эффективной концентрацией примеси. Эффекты сильного легирования не приводит к увеличению сопротивления базы.

Соотношение (1.11) показывает, что изменение ширины запрещенной зоны является чрезвычайно эффективным средством повышения величины γ . Действительно, при $\Delta E_{\text{г}} = 0,25$ эВ эффективное число Гуммеля в эмиттере повышается более чем в 10^4 раз, что и позволяет сохранить высокие усилительные свойства ГБТ при условии $N_{\text{Б}} \gg N_{\text{Э}}$.

Дополнительным преимуществом ГБТ является весьма низкая степень проявления эффекта Эрли. Концентрация примеси в базе во много раз превышает концентрации примеси в коллекторе и эмиттере, поэтому лишь малые части областей пространственного заряда коллекторного и эмиттерного p-n- переходов расположены в p^+ – области базы. В результате толщина базы очень слабо зависит от напряжений $U_{\text{КБ}}$ и $U_{\text{ЭБ}}$. Благодаря этому наклон выходных ВАХ в нормальном режиме работы ГБТ очень мал, а собственный коэффициент усиления по напряжению может достигать 10^6 . Такая ситуация обеспечивает также возможность уменьшения толщины базы до величины, меньшей 0,05 мкм, при сохранении достаточно высокого напряжения смыкания.

К недостаткам ГБТ можно отнести снижение подвижности основных и неосновных носителей в базе при сильном легировании [4].

1.3 Биполярный транзистор с гетеропереходом под воздействием сверхкоротких импульсных перегрузок

1.3.1 Проявление эффекта Кирка

Эффект Кирка [4, 80, 81] заключается в увеличении ширины базы транзистора вследствие протекания через нее тока неосновных носителей большой плотности. От ширины базы зависит коэффициент переноса тока эмиттера следующим образом:

$$\kappa = \frac{I_k}{I_s} \approx ch^{-1} \frac{W}{L};$$

при $W \ll L$

$$\kappa \approx 1 - \left(\frac{W}{L}\right)^2$$

Таким образом, видно, что с ростом ширины базы W в отношении к диффузионной длине L будет происходить уменьшение коэффициента переноса эмиттерного тока κ .

1.3.2 Рекомбинационные потери под воздействием сверхкоротких импульсов

Когда число неосновных носителей становится большим в сравнении с числом равновесных носителей вследствие кратковременного внешнего воздействия, вследствие рекомбинации неосновные носители станут возвращаться в состояние с минимумом энергии (невозбужденное). Процессы переноса заряда с учетом рекомбинации в полупроводнике характеризуются двумя основными параметрами: временем жизни и диффузионной длиной неосновных носителей, которые сильно зависят от того к какому типу относится

рекомбинация и какова ее интенсивность. Для кремниевых полупроводников доминирующим является рекомбинация на примесных центрах [4].

В активном режиме работы ток базы транзистора обусловлен электронами, поступающими из внешней цепи. В стационарном случае эти электроны восполняют потери, связанные с рекомбинацией с дырками в различных областях транзисторной структуры. Это активная база, пассивная база, слой объемного заряда эмиттерного перехода, эмиттер и поверхность кристалла. Условия рекомбинации на поверхности кристалла существенно отличаются от условий рекомбинации в его объеме, поэтому данный тип рекомбинации выделяется отдельно. Рекомбинация на поверхности должна учитываться для области объемного заряда вблизи эмиттерного перехода и пассивной базы. С учетом указанного выше суммарный ток базы можно представить суммы пяти составляющих [82]:

$$I_B = I_A + I_{II} + I_{ЭП} + I_{II} + I_S, \quad (1.14)$$

где I_A – ток, учитывающий рекомбинацию в активной базе,

I_{II} - ток , учитывающий рекомбинацию в пассивной базе,

$I_{ЭП}$ - ток , учитывающий рекомбинацию в области пространственного заряда вблизи эмиттерного перехода,

I_{II} - ток , учитывающий рекомбинацию в эмиттере (этот ток связан с инжекцией дырок из базы в эмиттер),

I_S - ток , учитывающий рекомбинацию на поверхности кристалла.

Коэффициент передачи тока транзистора вычисляется по формуле [4, 80, 82]:

$$h_{21} = I_{\bar{\sigma}}/I_{\bar{\sigma}} \quad (1.15)$$

Учитывая, что ток базы, описываемый выражением (1.14), имеет структуру суммы, гораздо удобнее проводить анализ не коэффициента передачи тока, а его обратной величины:

$$\frac{1}{h_{21}} = \frac{I_{\bar{\sigma}}}{I_{\kappa}} = \frac{I_A + I_{II} + I_{ЭП} + I_{II} + I_S}{I_{\kappa}} = \frac{I_A}{I_{\kappa}} + \frac{I_{II}}{I_{\kappa}} + \frac{I_{ЭП}}{I_{\kappa}} + \frac{I_{II}}{I_{\kappa}} + \frac{I_S}{I_{\kappa}} \quad (1.16)$$

Представим обратную величину коэффициента передачи тока транзистора в виде пяти слагаемых, как это показано в (1.16). Для n-p-n транзистора все электроны, расходуемые на рекомбинацию, пока они проходят путь от эмиттера до коллектора, отнесем к потерям на рекомбинацию. То есть выходной ток будет меньше входного за счет электронов, прорекомбинировавших на пути от эмиттера к коллектору. Каждое из слагаемых в (1.16) называют рекомбинационными потерями в той или иной области транзистора [82]. Тогда (1.16) можно переписать в виде

$$\frac{1}{h_{21}} = R_A + R_{\Pi} + R_{\text{ЭП}} + R_{\text{Э}} + R_S, \quad (1.17)$$

где R_A - потери на рекомбинацию при распространении неосновных носителей в активной базе, R_{Π} - потери на рекомбинацию при распространении неосновных носителей в пассивной базе, $R_{\text{ЭП}}$ - потери на рекомбинацию в области объемного заряда вблизи эмиттерного перехода, $R_{\text{Э}}$ - потери на рекомбинацию в эмиттере, R_S - потери на рекомбинацию на поверхности кристалла.

При воздействии СКИ на транзистор более всего влияние оказывается на время жизни неравновесных носителей заряда. В связи с этим меняться будут и рекомбинационные потери, а следовательно, коэффициент передачи транзистора и схемы на его основе в целом. Наибольшее изменение коснется первых двух слагаемых в (1.17) [4, 82], поэтому остановимся на их рассмотрении подробнее.

Влияние СКИ на рекомбинационные потери в активной базе.

Рекомбинационные потери в активной базе определяется как отношение части базового тока, связанного с этими потерями, к значению тока коллектора. то есть:

$$R_A = I_A / I_K \quad (1.18)$$

Указанную часть базового тока I_A можно найти по формуле:

$$I_A = qS_{\text{ЭА}} \int_0^{w_A} \frac{n(x)}{\tau(x)} dx \quad (1.19)$$

где q – заряд электрона, $S_{ЭА}$ – площадь эмиттера в непосредственной близости к границе активной базы, W_A – толщина активной базы, $n(x)$ – зависимость концентрации неосновных носителей заряда от координаты, $\tau(x)$ – зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от координаты. Координата x отсчитывается от границы объемного заряда эмиттерного перехода транзистора со стороны базы.

Часть тока коллектора, обусловленная движением неосновных носителей через активную базу можно выразить как отношение полного суммарного заряда инжектированных в базу электронов Q_A к времени их пролета через активную базу t_A :

$$I_k = Q_A / t_A \quad (1.20)$$

Причем

$$Q_A = \int_0^{W_A} q S_{ЭА} n(x) dx \quad (1.21)$$

Тогда формула (1.18) с учетом (1.19)-(1.21) переписется в виде:

$$R_A = t_A \frac{\int_0^{W_A} \frac{n(x)}{\tau(x)} dx}{\int_0^{W_A} n(x) dx} \quad (1.22)$$

Анализ этого выражения (1.22) показывает, что увеличение рассматриваемых рекомбинационных потерь в активной базе транзистора может быть вызвано изменением времени жизни носителей в меньшую сторону. Логичным является заключение, что большая плотность протекания тока способствует уменьшению эффективного времени жизни неосновных носителей в базе транзистора за счет увеличения скорости их рекомбинации. При этом необходимо отметить, что ни время пролета, ни закон распределения носителей под действием СКИ практически не меняются.

Причем функция $n(x)$, которая входит в выражение для рекомбинационных потерь в активной базе зависит от подвижности носителей [4]. При увеличении плотности тока выше определенного значения, подвижность неосновных

носителей в базе падает, что так же вызывает увеличение рекомбинационных потерь и падение тока коллектора.

Изменение рекомбинационных потерь в пассивной базе.

По аналогии с рекомбинационными потерями в активной базе, для потерь на рекомбинации в пассивной базе можно записать выражение:

$$R_{II} = I_{II}/I_k \quad (1.23)$$

Для получения строгого решения задачи необходимо искать корни уравнения непрерывности в двумерном пространстве, что представляет собой большую сложность. Поэтому представляется логичным рассматривать одномерную задачу с однородным легированием базы.

Тогда ток рекомбинации в пассивной части базы будет определяться выражением:

$$I_{II} = \frac{qS_{ЭП} \overline{D_{II}} n_i^2}{L_{II}} \left(\frac{1}{N_{II}} \right) \exp\left(\frac{qV_{ЭБ}}{kT} \right) \quad (1.24)$$

где $\overline{L_{II}} = \sqrt{\overline{D_{II}} \tau_{II}}$ - средняя диффузионная длина носителей в пассивной базе, $S_{ЭП}$ - площадь эмиттера в непосредственной близости к границе пассивной базы, n_i - концентрация основных носителей, $\overline{N_{II}}$ - средняя концентрация примеси в пассивной базе, $V_{ЭБ}$ - напряжение, приложенное к переходу эмиттер-база.

Для тока коллектора справедливо выражение найденное ранее (). Тогда потери в пассивной базе запишутся:

$$R_{II} = t_A \frac{\frac{qS_{ЭП} \overline{D_{II}} n_i^2}{L_{II}} \left(\frac{1}{N_{II}} \right) \exp\left(\frac{qV_{ЭБ}}{kT} \right)}{\int_0^{w_A} n(x) dx} \quad (1.25)$$

Из формулы видно, что рост напряжения эмиттер-база сопровождается ростом потерь на рекомбинацию.

Таким образом, показано, что коэффициент усиления по току h_{21} убывает с резким ростом напряжения эмиттер-база, и вследствие этого падает ток коллектора. Такая картина наблюдается при воздействии СКИ. Длительность СКИ мала, поэтому не успевают развиваться процессы, связанные с тепловым пробоем, однако сопровождается падением тока коллектора.

1.4 Влияние температурных свойств биполярного транзистора с гетеропереходом

Зависимость тока коллектора от температуры обусловлена несколькими причинами [4]:

1) зависимость тока неосновных носителей в базе от температуры: с ростом температуры (на 10°C у германиевых транзисторов и на 7°C у кремниевых) происходит удвоение этого тока;

2) уменьшение напряжения эмиттер-база с ростом температуры уменьшается;

3) рост коэффициента усиления по току β с повышением температуры.

Наибольшее влияние на работу транзистора оказывает первый эффект, а именно, увеличение тока. При чрезмерном росте тока может произойти тепловой пробой коллекторного перехода.

В схеме усилителя с общим эмиттером протекает сквозной ток через коллекторный и эмиттерный переходы. Рост коллекторного произойдет с увеличением неосновных носителей в базе. Величина этого тока будет в β раз превышать ток базы. Малые изменения значений тока носителей, инжектированных через эмиттерный переход будет оказывать большое влияние на величину тока коллектора. Это в свою очередь сильно повлияет на изменение режима работы усилителя в целом и его характеристики.

При воздействии импульсной помехи большой мощности по входной цепи МШУ на базе ГБТ, включенного по схеме с общим эмиттером, необходимо рассматривать два случая: положительной и отрицательной полярности.

В случае воздействия импульсов отрицательной полярности эмиттерный переход окажется смещенным в обратном направлении, что приведет к резкому падению инжекции носителей в базу. При низких температурах такое падение будет выражено сильнее в связи с изменением эффективности эмиттера. Поэтому будет наблюдаться более сильное падение тока коллектора, чем при больших температурах.

В случае импульсного воздействия положительной полярности количество инжектированных электронов в базу будет колоссально увеличиваться, плотность тока носителей через базу вырастет, соответственно вырастет и ток коллектора. В связи с малой длительностью импульса тепловой пробой не успеет развиваться. Однако в связи с проявлением эффектов Эрли и Кирка, а также с сильным ростом скорости рекомбинации электронов в базе, ток коллектора очень быстро начнет падать. При низких температурах подвижность носителей уменьшается, в связи с чем ток упадет сильнее, чем для более высоких температур.

Выводы

1. По результатам проведенного теоретического исследования работы биполярных транзисторов с гетеропереходом дана физическая интерпретация явлениям, возникающим при их работе в составе малошумящего усилителя в условиях воздействия мощных импульсных помех сверхкороткой длительности.

2. Приведенные аналитические выражения позволяют дать качественное объяснение эффектам воздействия сверхкоротких импульсов на динамику носителей заряда в полупроводниковой структуре ГБТ.

3. Проведен анализ влияния температуры окружающей среды на проявление эффектов обратимой деградации ГБТ под действием СКИ.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭФФЕКТОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ

Проведение экспериментальных исследований эффектов воздействия сверхкоротких импульсных электроперегрузок на полупроводниковые элементы требует большого количества опытов [32,33,39-46]. Для понимания процессов, протекающих в полупроводниковой структуре приборов, а также для выработки рекомендаций по увеличению их стойкости к рассматриваемым импульсным помехам необходимо получение и анализ зависимостей изменения функциональных параметров исследуемых транзисторов от режимов работы усилителя в целом и параметров импульсного воздействия.

Диапазон как режимов работы МШУ, так и параметров импульсной серии в общем случае может быть широким. Количество измерений с учетом каждого нового фактора растет в разы. В связи с этим актуальной является задача разработки автоматизированного аппаратно-программного комплекса для проведения экспериментальных исследований. Такой комплекс позволит значительно сократить временные издержки, уменьшить влияние человеческого фактора, позволит производить обработку полученных данных «на лету» в реальном времени.

Данная глава посвящена разработке методики, алгоритмов измерений и аппаратно-программного комплекса для проведения экспериментальных исследований эффектов воздействия мощных сверхкоротких импульсов на малошумящий усилитель на базе биполярного транзистора с гетеропереходом.

2.1 Аппаратная реализация автоматизированного измерительного комплекса

Для проведения экспериментальных исследований эффектов воздействия сверхкоротких импульсных электроперегрузок на параметры малошумящего усилителя на базе биполярного транзистора с гетеропереходом была разработана методика автоматизированных измерений и реализован комплекс [56,57,70].

Методика измерений заключается в следующем: для каждого режима работы из заданного диапазона производится регистрация контролируемой величины до воздействия, во время воздействия и после снятия воздействия СКИ. Под режимом работы понимается совокупность напряжений и токов на входе испытываемой схемы МШУ. В качестве контролируемых параметров в нашей работе были выбраны: низкочастотная составляющая тока коллектора для статических режимов работы МШУ и коэффициент усиления – для динамических.

Блок-схема аппаратной составляющей разработанного автоматизированного комплекса представлена на рисунке 2.1. К модулю малошумящего усилителя подключены выходы управляемого источника питания для того, чтобы производить задание режима работы. На радиочастотный вход в зависимости от производимых испытаний подается сигнал, который может являться импульсной помехой, гармоническим сигналом на заданной частоте либо их аддитивной смесью. С радиочастотного выхода модуля МШУ сигнал поступает на стробоскопический осциллограф Agilent DCA-X 86100D с полосой пропускания 20 ГГц и анализатор спектра Agilent EXA N9010A 9 кГц-26,5 ГГц. Генератор сверхкоротких импульсов [55] формирует сигнал по приходу запускающего импульса с генератора Agilent 81104A. Все приборы включены в единый комплекс при помощи установки National Instruments PXI [66] с возможностью создания программного обеспечения при помощи визуальной среды разработки NI LabView.

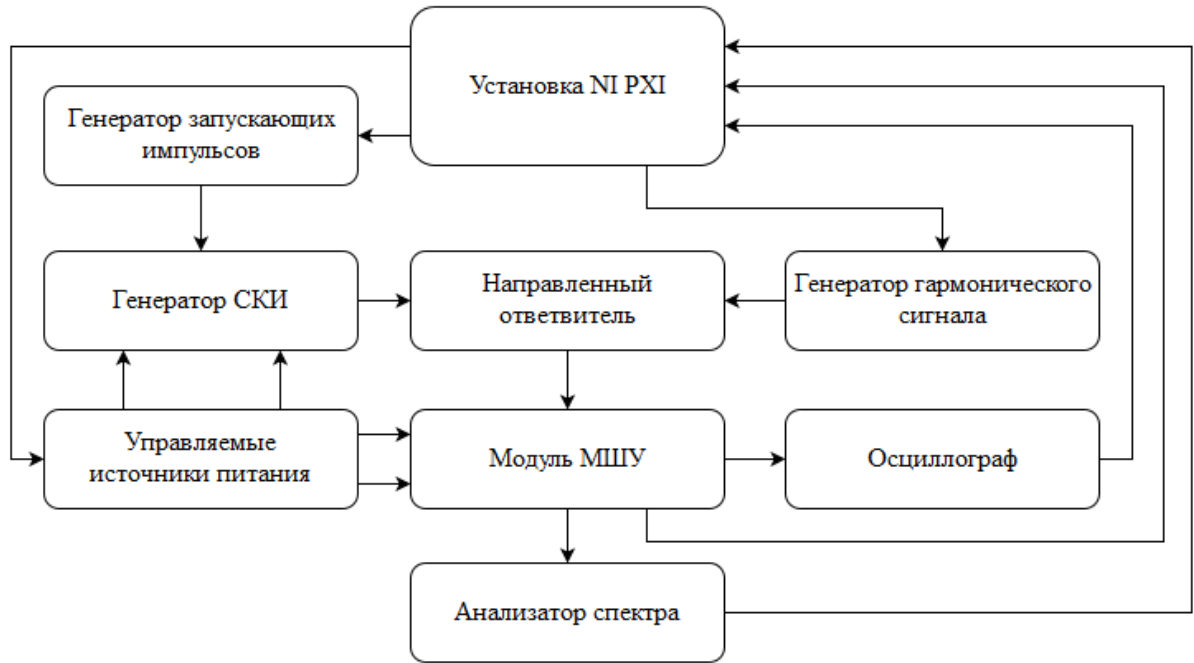


Рисунок 2.1 – Блок-схема аппаратной части
автоматизированного измерительного комплекса

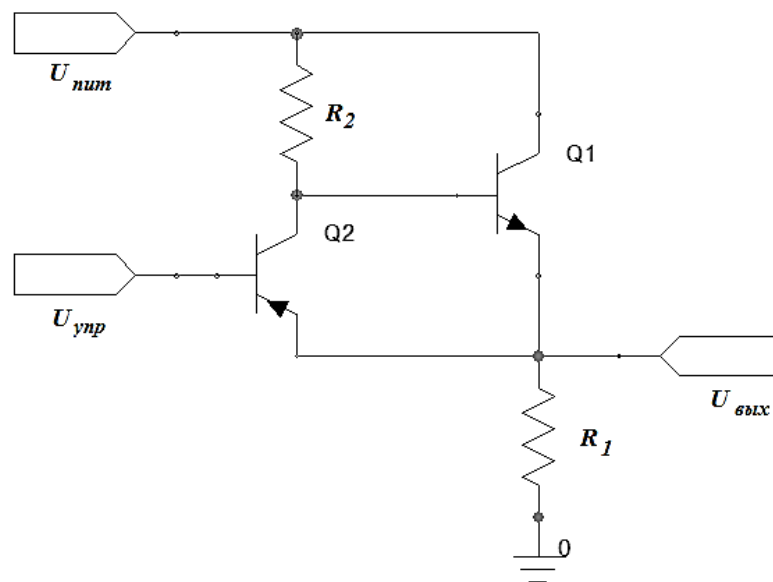


Рисунок 2.2 – Схема электрическая источника напряжения управляемого
напряжением

2.1.1 Управляемые источники

Управляемые источники напряжения (рисунок 2.2-2.3) выполнены на базе биполярных транзисторов ТР41С и ТР42С по типовой схеме, представляющей собой половину дифференциального усилителя. Такое включение выбрано исходя из простоты реализации и удовлетворения требований к диапазонам регулирования напряжений. Источники обладают входами для управления, на которые подается сигнал с соответствующего выхода АЦП установки NI PXI. Источники рассчитаны на управление четырьмя каналами, два из которых позволяют задавать положительные напряжения из диапазона 0..7 В, другие два – отрицательные: -7..0 В.

2.1.2 Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением

Генератор СКИ с управляемыми параметрами [55] позволяет адаптировать используемый сверхкороткий импульсный сигнал для конкретной задачи, в нашем случае исследовать влияние таких сигналов на полупроводниковый транзистор. Кроме того, эта возможность может быть использована при разработке сверхширокополосных систем связи или радиолокации для реализации модуляции несущего импульсного сигнала по длительности.

В известных современных реализациях генераторов сверхкоротких импульсов возможность управления параметрами выходного сигнала либо отсутствует, либо возможна посредством изменения номиналов элементной базы [13].

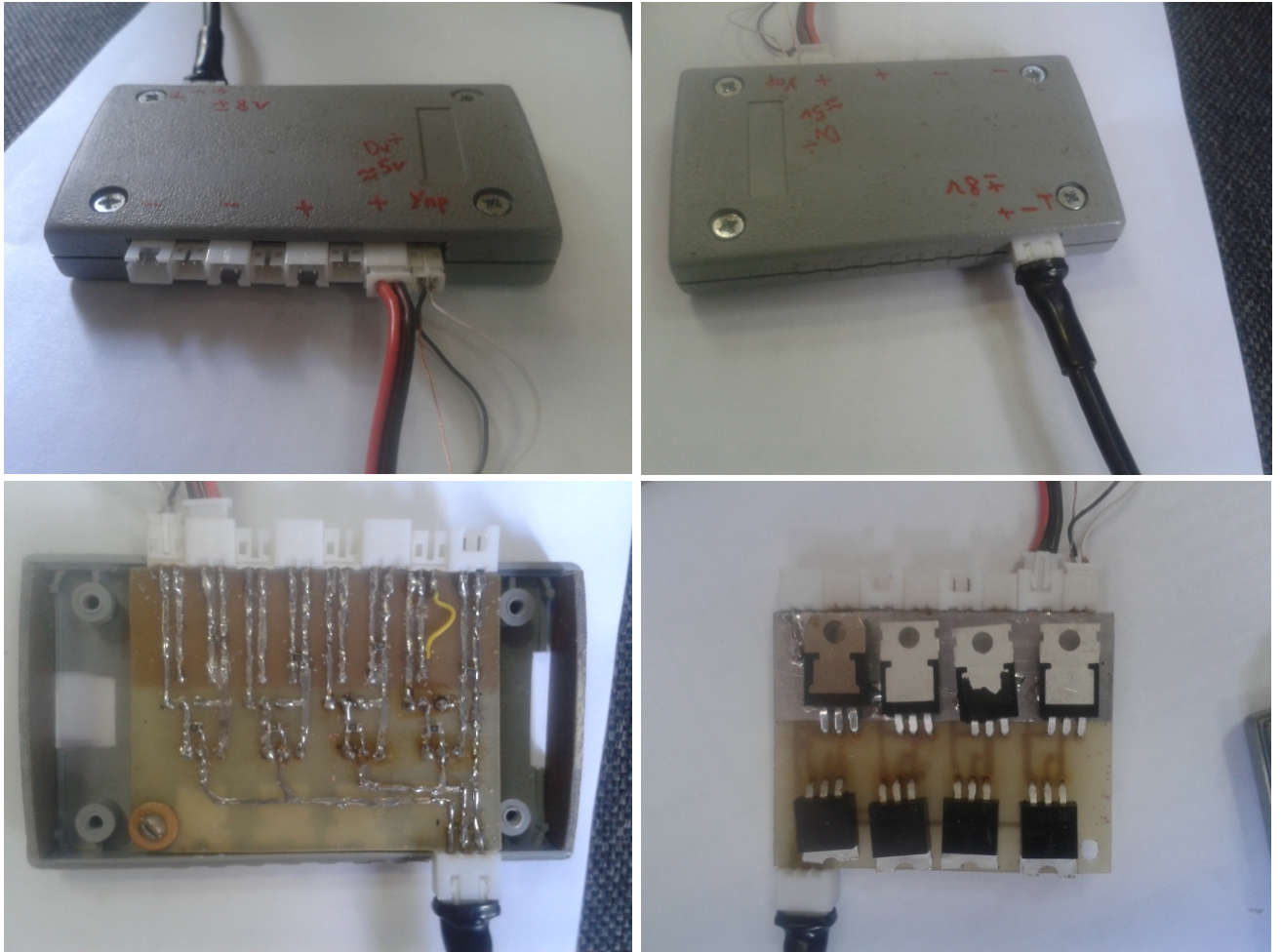


Рисунок 2.3 - Фотографии источника напряжения управляемого напряжением

В настоящей работе такое электронное управление длительностью СКИ предложено реализовать на основе генератора, рассмотренного в [55]. Накопление энергии в схеме генератора осуществляется на базе индуктивных накопителей энергии, а в качестве размыкателя тока используется диод с накоплением заряда (ДНЗ, Step Recovery Diode или SRD) [83-86]. Минимальная длительность формируемых импульсов, которую можно получить, ограничена значением времени переключения ДНЗ [86]. Время переключения – время, необходимое для восстановления высокого обратного сопротивления диода. Оно определяется такими процессами, как накопление и рассасывание зарядов в полупроводниковой структуре диода. В настоящем разделе диссертации описывается экспериментальное исследование влияния режимов работы генератора на длительность формируемых импульсов, при их неизменных амплитуде и времени формирования переднего фронта.

Работа ДНЗ в качестве размыкателя тока в генераторе СКИ состоит из двух стадий - стадии накопления заряда в полупроводниковой структуре диода и стадии его рассасывания [55]. Во время стадии накопления к ДНЗ подводится напряжение, смещающее его в прямом направлении. Прямой ток, протекающий через диод, способствует накоплению заряда в его структуре. Во время этой стадии диод обладает высокой проводимостью. Когда диод оказывается смещенным в обратном направлении, ток через него меняет знак и накопленный заряд начинает уменьшаться. В момент времени, когда плотность заряда становится равной нулю, сопротивление диода резко возрастает.

Временные диаграммы тока через ДНЗ при различных значениях прямого тока представлены на рисунке 2.4. Момент времени t_1 , когда значение тока через диод меняет знак, характеризует начало процесса рассасывания заряда. Величина накопленного заряда определяется площадью заштрихованной фигуры. Из графика видно, что с ростом прямого тока происходит ее увеличение. В момент времени t_2 заканчивается процесс рассасывания заряда и начинается восстановление высокого обратного сопротивления диода.

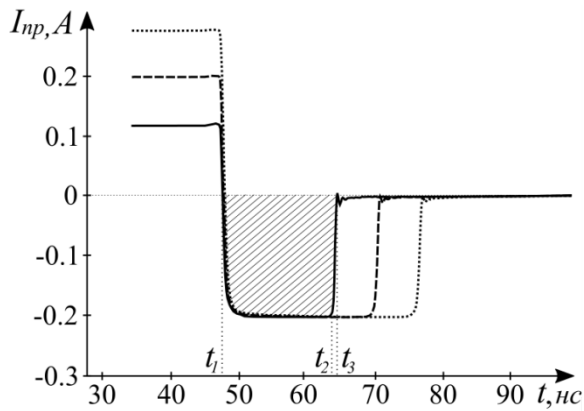


Рисунок 2.4 - Временные диаграммы тока через ДНЗ в схеме генерации.

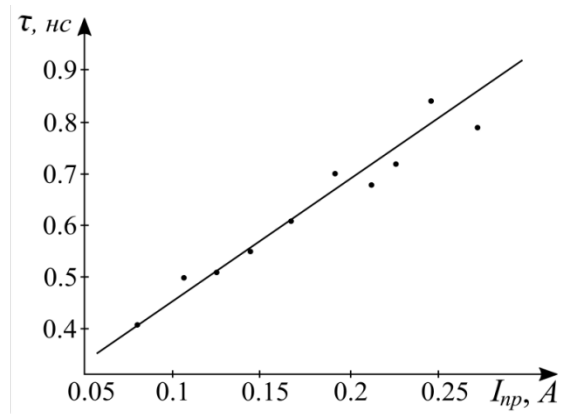


Рисунок 2.5 - Зависимость времени переключения ДНЗ от тока накачки.

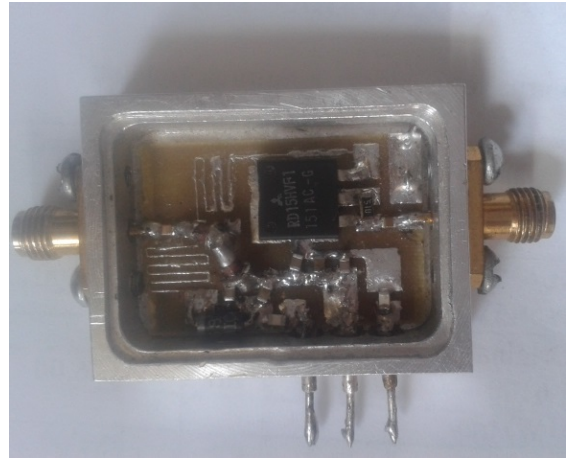
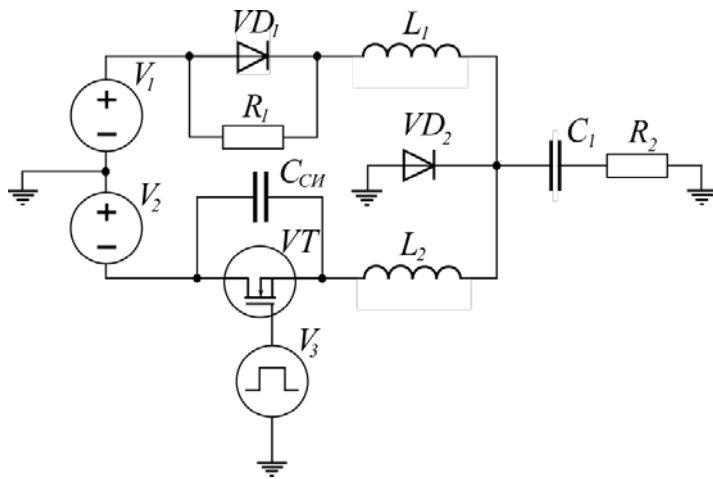


Рисунок 2.6 – Схема электрическая и фотография генератора СКИ с управляемыми параметрами

Процесс переключения диода заканчивается в момент времени t_3 . По экспериментально полученным временным диаграммам тока через диод была построена зависимость времени его переключения τ от величины прямого тока. Измерения времени переключения проводились по уровню 0.9 и 0.1 относительно максимального значения обратного тока. Полученная зависимость представлена на рисунке 2.5. С ростом прямого тока увеличивается время переключения, а, следовательно, и длительность импульса на выходе генератора.

Схема формирования СКИ.

Управление длительностью СКИ возможно при помощи выставления соответствующих режимов работы в схеме генератора, представленной на рисунке 2.6. Предлагаемая схема генерации обладает высоким КПД и высокой частотой повторения. Цикл его работы можно разделить на четыре этапа. В первоначальном состоянии транзисторный ключ VT разомкнут. При этом напряжение на стоке равно напряжению источника питания V_1 и токи через индуктивности L_1 и L_2 равны нулю. Первый этап начинается, когда положительный импульс открывает транзистор VT . При этом токи, протекающие через индуктивности L_1 и L_2 , начинают линейно возрастать. При выполнении соотношения $L_1/L_2 < V_1/V_2$, через ДНЗ начинает протекать прямой ток. Численно он равен разности токов через L_2 и L_1 . Накопление энергии магнитного поля в индуктивностях L_1 и L_2 происходит одновременно с накоплением заряда внутри полупроводниковой структуры ДНЗ.

По завершению положительного импульса начинается второй этап работы генератора, при этом транзистор VT закрывается. Поскольку полупроводниковая структура диода заполнена электронно-дырочной плазмой, то диод находится в состоянии высокой проводимости. Ток, протекающий через индуктивность L_1 , продолжает возрастать. Между элементом L_2 и емкостью сток-исток транзистора $C_{СИ}$ начинается колебательные процессы, в ходе которых происходит перераспределение энергии между этими элементами. А именно, сначала ток индуктивности L_2 уменьшается, напряжение на емкости $C_{СИ}$ при этом

увеличивается. После того как ток L_2 уменьшится до нуля, емкость сток-исток начинает разряжаться. При этом ток через L_2 возрастает, изменив направление. Ток через диод определяется разностью токов I_{L2} и I_{L1} , поэтому во время второго этапа работы генератора он меняет направление. В связи с этим, заряд, накопленный в полупроводниковой структуре диода, начинает рассасываться. Размыкание тока в цепи диода происходит, когда плотность накопленного заряда оказывается равной нулю.

Далее начинается третья стадия работы генератора. Так как цепь диода оказывается разомкнутой, то вся энергия магнитного поля, накопленная в элементах L_1 и L_2 , передается в нагрузку R_2 . Значения токов, протекающих через индуктивности, уменьшаются, и со временем устанавливается равенство токов I_{L1} и I_{L2} . Во время четвертого этапа работы генератор возвращается в первоначальное состояние. Процессы на этой стадии представляют собой быстро затухающие колебания в цепи, состоящей из последовательно соединенных емкости $C_{СИ}$ транзистора, индуктивных элементов L_2 и L_1 , диода Шоттки D и резистора R_1 .

Измерение параметров генератора СКИ с электронным управлением.

Измерение параметров производилось для разработанного генератора сверхкоротких импульсов на основе отечественных ДНЗ 2А609Б. Управление транзисторным ключом RD15HVF1 в схеме генератора осуществлялось запускающими импульсами от генератора импульсов Agilent 81104А. Для измерений длительности формируемых импульсов частота следования запускающих импульсов составила 1МГц, их длительность 8нс и амплитуда – 10В. Максимальная частота следования, которую удалось получить для этой схемы, составила 48МГц. В качестве нагрузки R_3 использовался стробоскопический вход осциллографа DCA-X 86100D с входным сопротивлением 50Ом и полосой пропускания 20ГГц. Длительность импульса определялась относительно уровня 0,5 амплитуды.

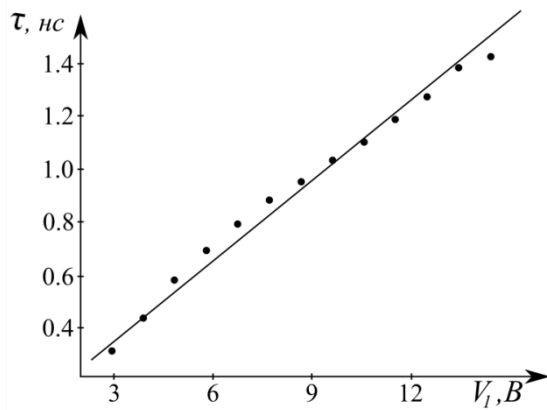


Рисунок 2.7 - Зависимость длительности формируемых импульсов от напряжения V_1 .

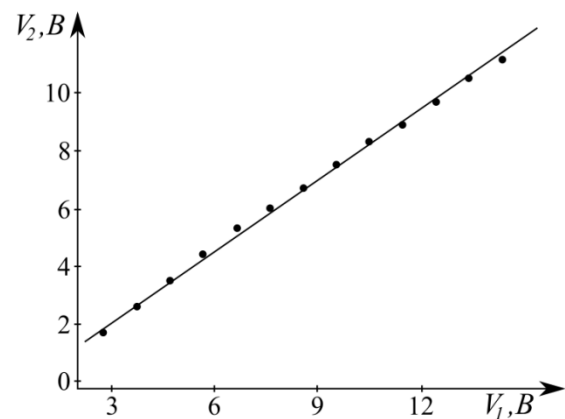


Рисунок 2.8 - Зависимость напряжения V_2 от напряжения V_1 для соблюдения условий генерации импульсов.

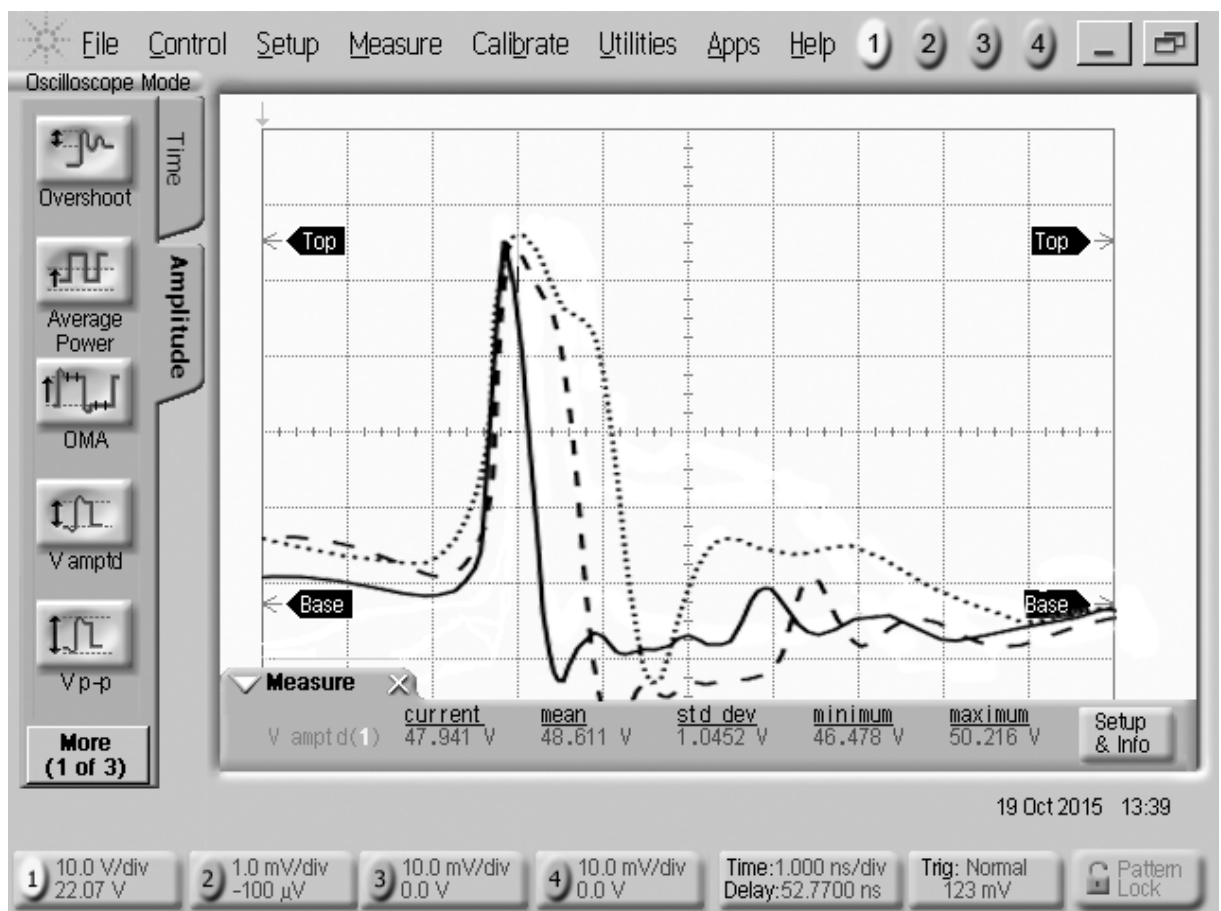


Рисунок 2.9 - Импульсы на выходе генератора при различных режимах его работы.

На рисунке 2.7 представлена зависимость длительности генерируемых импульсов от напряжения питания V_1 . Чтобы их амплитуда оставалась неизменной необходимо выставить напряжение V_2 в соответствии с графиком на рисунке 2.8. В совокупности две эти зависимости позволяют управлять длительностью сверхкоротких импульсов в определенных пределах, посредством задания соответствующего режима работы генератора. Необходимо отметить, что зависимости, представленные на рисунках 2.7 и 2.8, имеют линейный характер.

Питание схемы осуществлялось одним двухполярным источником. Напряжения V_1 и V_2 задавались на соответствующих выводах управляемых источников питания при помощи установки NI PXI.

На рисунке 2.9 приведены снимки с экрана осциллографа с импульсным сигналом на выходе генератора для трех режимов работы. При увеличении напряжения V_1 и V_2 наблюдается увеличение длительности генерируемых импульсов при неизменной амплитуде $47B$.

2.1.3 Модуль маломощного усилителя на базе биполярного транзистора с гетеропереходом

Маломощный усилитель – составная часть приемника, используемая для повышения его чувствительности. МШУ устанавливается в радиотракте непосредственно после приемной антенны, поэтому наиболее подвержен воздействию входных помех [29-31].

В СВЧ диапазоне собственные шумы приемника оказывают сильное влияние на принимаемый сигнал, поэтому к входным усилителям СВЧ предъявляют определенные требования. В общем случае усилители должны выполняться с высокой точностью изготовления элементов с применением металлов высокой проводимости для снижения активных потерь и отсутствием окислов и загрязнений, приводящих к диэлектрическим потерям [29-31]. МШУ, помимо вышеуказанного, должны иметь:

- малый коэффициент шума;
- высокий коэффициент усиления;
- широкий динамический диапазон;
- равномерной АЧХ и линейной ФЧХ в широкой полосе частот;
- достаточно широкую полосу усиливаемых частот, чтобы исключить необходимость в перестройке приемника.

В настоящее время в системах радиосвязи, телевидения и радиовещания используют транзисторные усилители с применением биполярных транзисторов и полевых транзисторов с затвором Шоттки. Помимо коэффициента усиления и коэффициента собственных шумов, СВЧ усилитель описывается коэффициентами входного и выходного отражения.

Типовая схема однокаскадного МШУ представляет собой включение транзистора по схеме с общим эмиттером (рисунок 2.10). Такой каскад имеет наибольшее усиление по мощности среди других схем включений транзисторов, поэтому наиболее распространен. Однако, нелинейные искажения сигнала в данной схеме больше, чем в схемах с общей базой или с общим коллектором.

Перед тем как подавать на вход усилителя сигнал, необходимо обеспечить режим работы транзистора [4]. Начальный режим работы характеризуется токами электродов транзистора и напряжением между ними. Выбор рабочей точки осуществляется при помощи семейства выходных вольт-амперных характеристик. Точка покоя выбирается исходя из тока коллектора и напряжения коллектора в режиме покоя, при отсутствии полезного сигнала на входе усилителя. Чтобы определить точку покоя строят нагрузочную прямую постоянного тока, описываемую уравнением:

$$U_{\text{к}} = E - I_{\text{к}} R_{\text{к}}.$$

Для построения нагрузочной прямой постоянного тока на горизонтальной оси откладывают напряжение питания, а на вертикальной оси ток $I = \frac{E}{R_{\text{к}}}$.

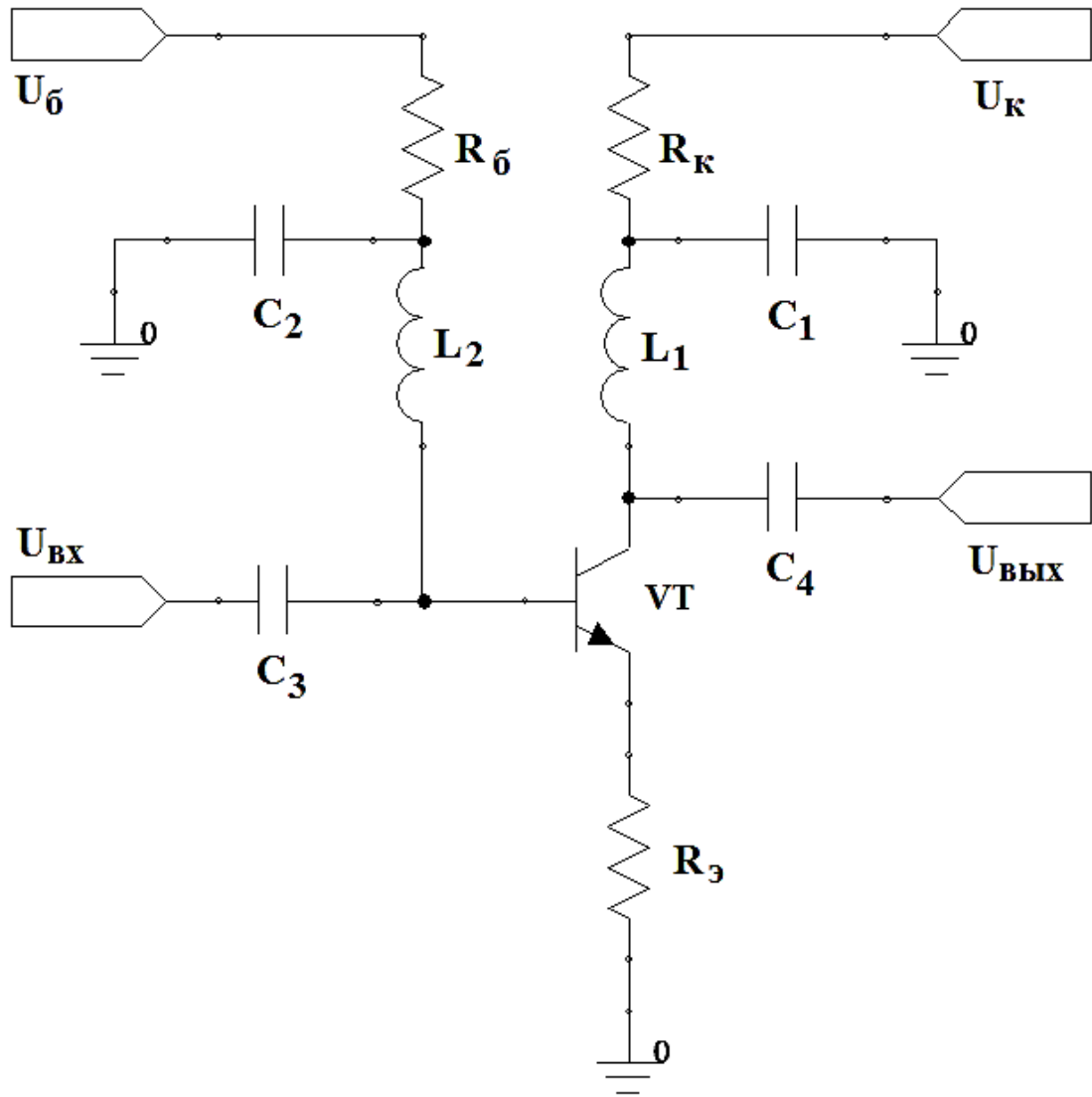


Рисунок 2.10 - Однокаскадный МШУ.

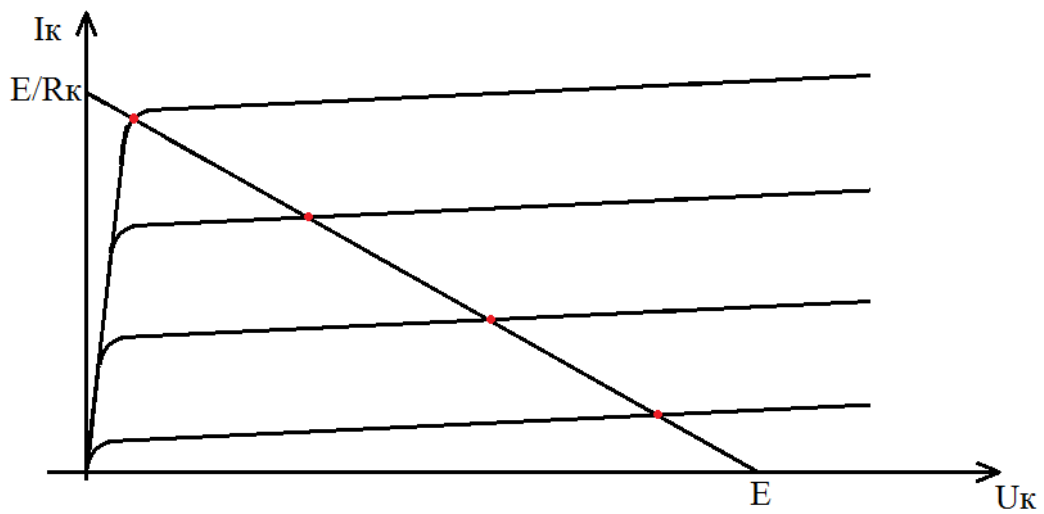


Рисунок 2.11 - К выбору рабочих режимов

Точки пересечения нагрузочной прямой и статической выходной характеристики называются рабочими точками (рисунок 2.11).

Различают несколько статических режимов работы усилительных каскадов. В активном режиме ток выходной цепи протекает в течение всего периода входного сигнала. Положение рабочей точки выбирается так, чтобы амплитуда выходного тока не превышала величины постоянной составляющей.

В таком режиме возникают малые нелинейные искажения, что является преимуществом для входных цепей приемного устройства. В режиме отсечки выходной ток протекает в течение только половины периода входного сигнала. Причем рабочая точка выбирается на начальных участках характеристики прибора. В данном режиме сигнал претерпевает сильные искажения вследствие нелинейности начальных участков характеристики. Режим отсечки наиболее удобно применять в двухтактных выходных каскадах, имеющих высокий КПД.

Измерение параметров МШУ.

В соответствии со схемой рисунка 2.10 был разработан и реализован малошумящий усилитель на базе транзистора ВФР640. Фотография испытательного модуля МШУ показана на рисунке 2.12.

В ходе работы были измерены вольт-амперные характеристики для дальнейшего определения рабочих режимов транзистора (рисунок 2.13).

Помимо вольт-амперных характеристик были измерены амплитудно-частотные для различных режимов работы транзистора. Для примера на рисунке 2.14 приведены зависимости коэффициента передачи МШУ от частоты для различных значений напряжения питания при напряжении базы равном 0,8 В. Это позволило определить частоты, которые в дальнейшем будем рассматривать как рабочие. То есть на этой частоте – полезный сигнал. Как видно из рисунка 2.14 разработанный макет МШУ имеет следующий рабочий диапазон частот: 0,2 ГГц – 1 ГГц.

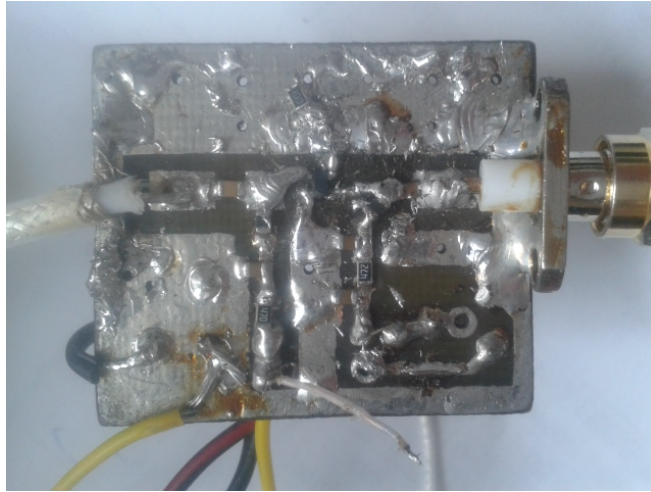


Рисунок 2.12 – Фотография испытательного модуля МШУ на базе биполярного транзистора с гетеропереходом

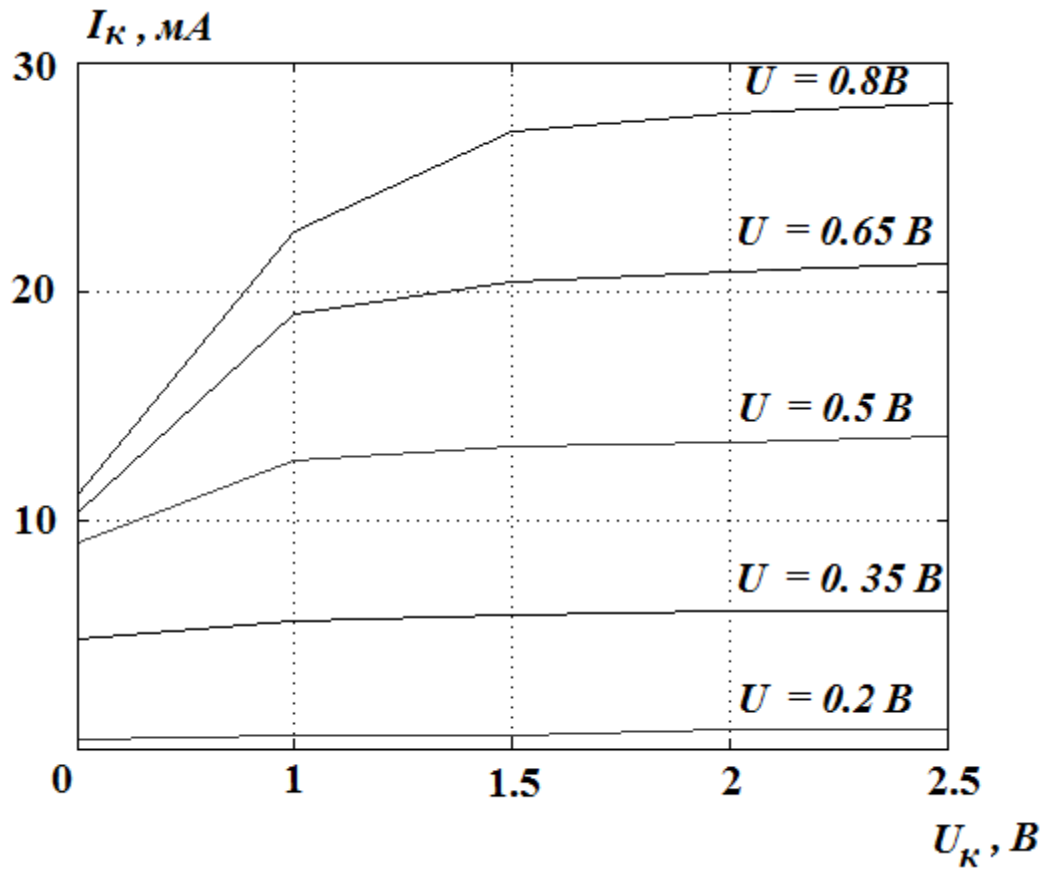


Рисунок 2.13 ВАХ ГBT транзистора

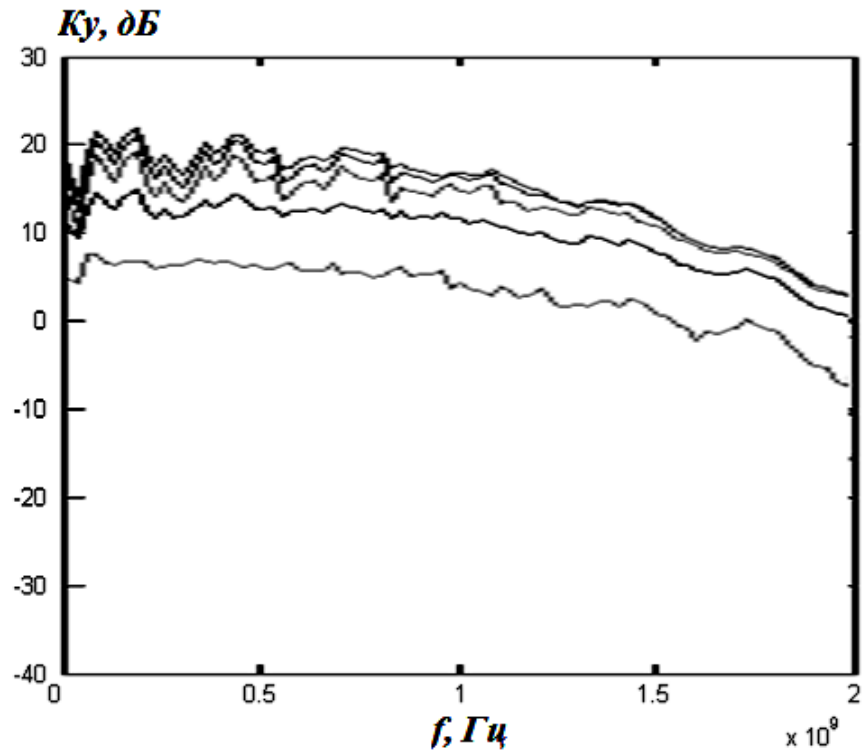


Рисунок 2.14 – АЧХ МШУ в для различных напряжений питания и напряжения базы равного 0,8 В.



Рисунок 2.15 – Фотография автоматизированного измерительного комплекса

Максимум коэффициента усиления на частоте 800 МГц составил 15 дБ.

Фотография аппаратной реализации автоматизированного комплекса в целом представлена на рисунке 2.15

2.2 Алгоритм работы автоматизированного измерительного комплекса

Алгоритм работы предложенного автоматизированного комплекса [56] схематично представлен на рисунке 2.16 первоначально проводится калибровка управляемых источников. Для этого поочередно с установки NI PXI подаются напряжения из заданного диапазона значений на вход, предназначенный для управления. С выходов источников снимается напряжение и записывается в файл. Затем эти значения используются в дальнейшем, когда будет необходимым управлять режимами работы испытательного модуля МШУ.

После проведения калибровки источников необходимо сформировать задачи для измерений. Конфигурация задачи включает в себя задание режимов работы и параметров серии импульсов, а также указание измеряемых величин.

После формирования задач запускаются измерения в автоматическом режиме. Алгоритм логического блока, отвечающего за проведение измерений представлен на рисунке 2.17. Он включает в себя следующие основные шаги:

- задание вида помехи: в зависимости от производимых измерений может быть выбран один из двух видов помехового сигнала – гармонический или импульсной. Помимо этого на этом же шаге задаются все необходимые параметры помехи. Это амплитуда, частоты, мощность;
- установка режима работы транзистора в составе МШУ;
- проведение измерений выходных напряжений МШУ.

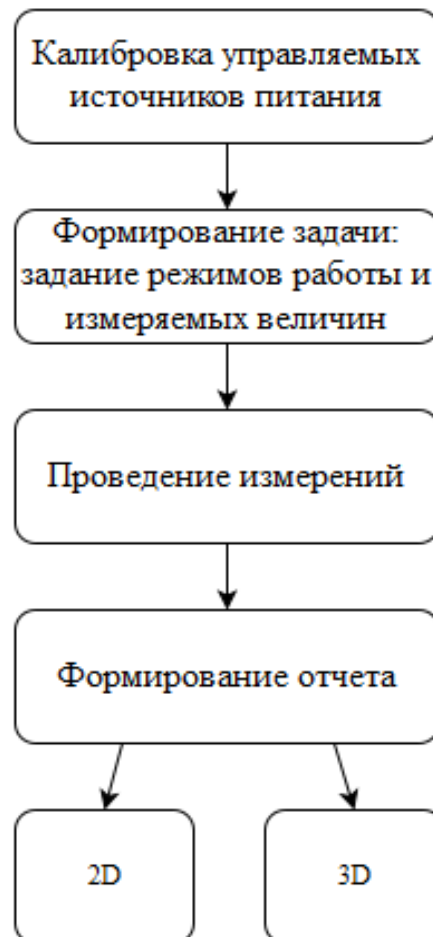


Рисунок 2.16 - Алгоритм работы автоматизированного аппаратно-программного комплекса для проведения экспериментальных исследований эффектов воздействия СКИ на функциональные параметры МШУ

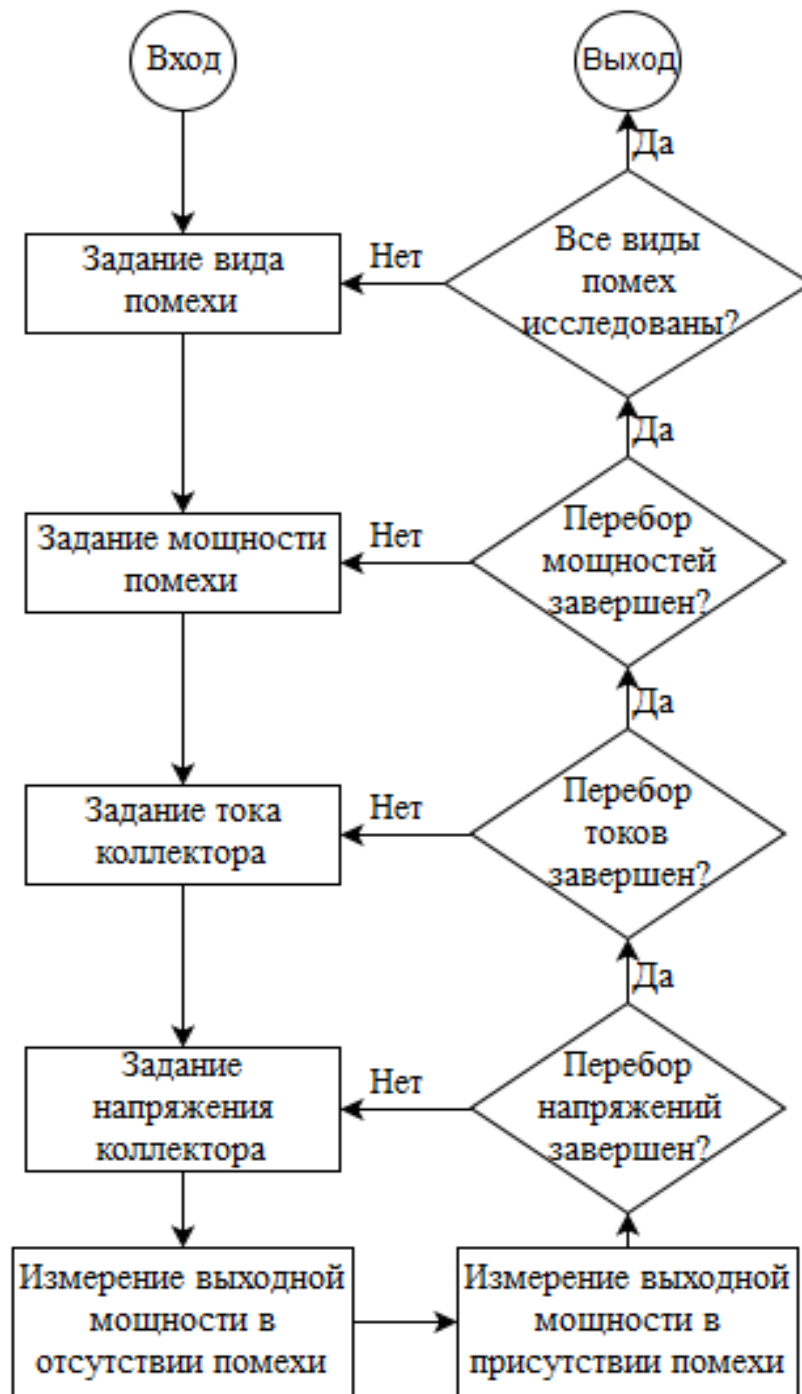


Рисунок 2.17 - Алгоритм логического блока для экспериментального исследования эффектов обратимой деградации статических параметров ГБТ в составе МШУ.

Все результаты измерений сохраняются в соответствующих файлах. В дальнейшем эти записи можно использовать для формирования отчетов. Отчеты формируются в виде графиков, зависимости на которых определяются оператором. В алгоритме учтена возможность построения как кривых, так и поверхностей в 3D формате.

2.3 Программная реализация алгоритма автоматизированного измерительного комплекса

Программная реализация алгоритма автоматизированного комплекса была разработана на базе графического языка программирования NI LabView [66]. Программный алгоритм построен по принципу «конечный автомат». Автоматизированный комплекс имеет четыре состояния, в каждом из которых он выполняет ту или иную функцию. Переход в каждое из состояний происходит по выполнению соответствующего условия – переход на другую функциональную вкладку.

На рисунке 2.18 показана первая вкладка программной реализации – «Калибровка источников». Здесь задаются параметры калибровки и запускается сам процесс калибровки управляемых источников. При необходимости можно загрузить из файла измеренные ранее калибровочные кривые.

На вкладке «Задачи» (рисунок 2.19) производится задание режимов работы и указываются измеряемые величины.

На вкладке «Измерения» (рисунок 2.20) производится запуск измерений. Здесь же можно наблюдать за измеряемой величиной, отображается номер задачи и изменяемые задаваемые режимы.

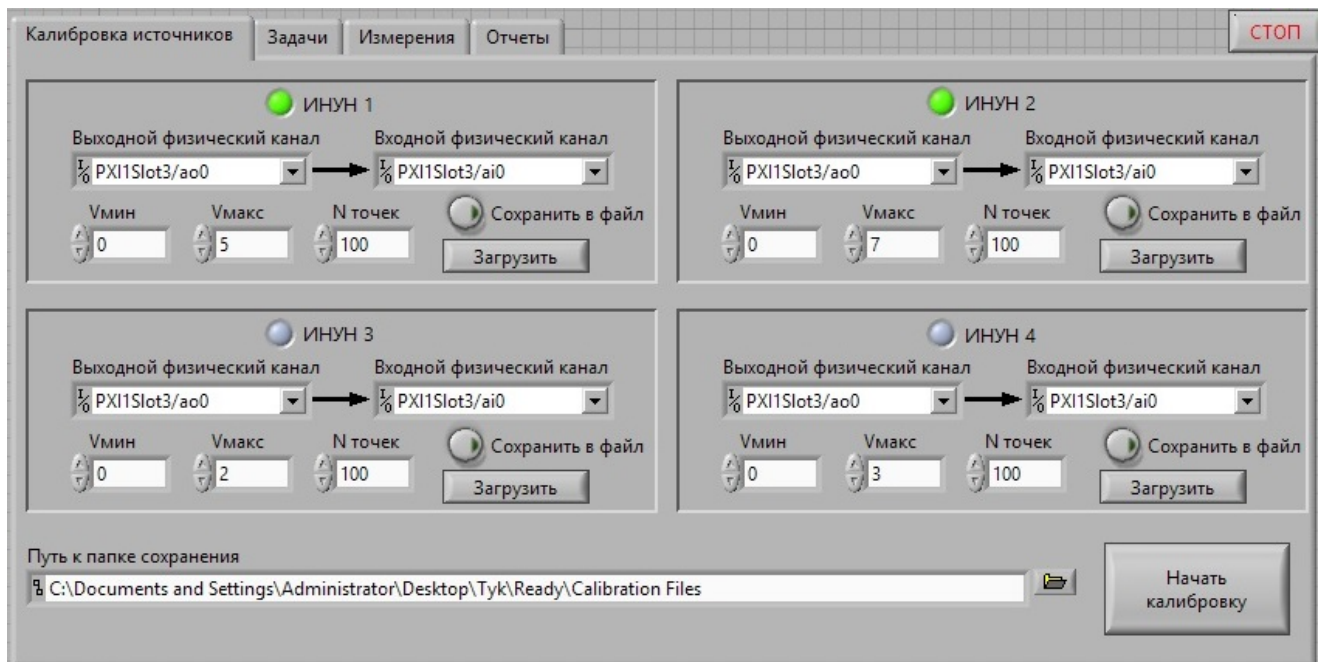


Рисунок 2.18 – Вкладка «Калибровка источников» программной реализации измерительного комплекса

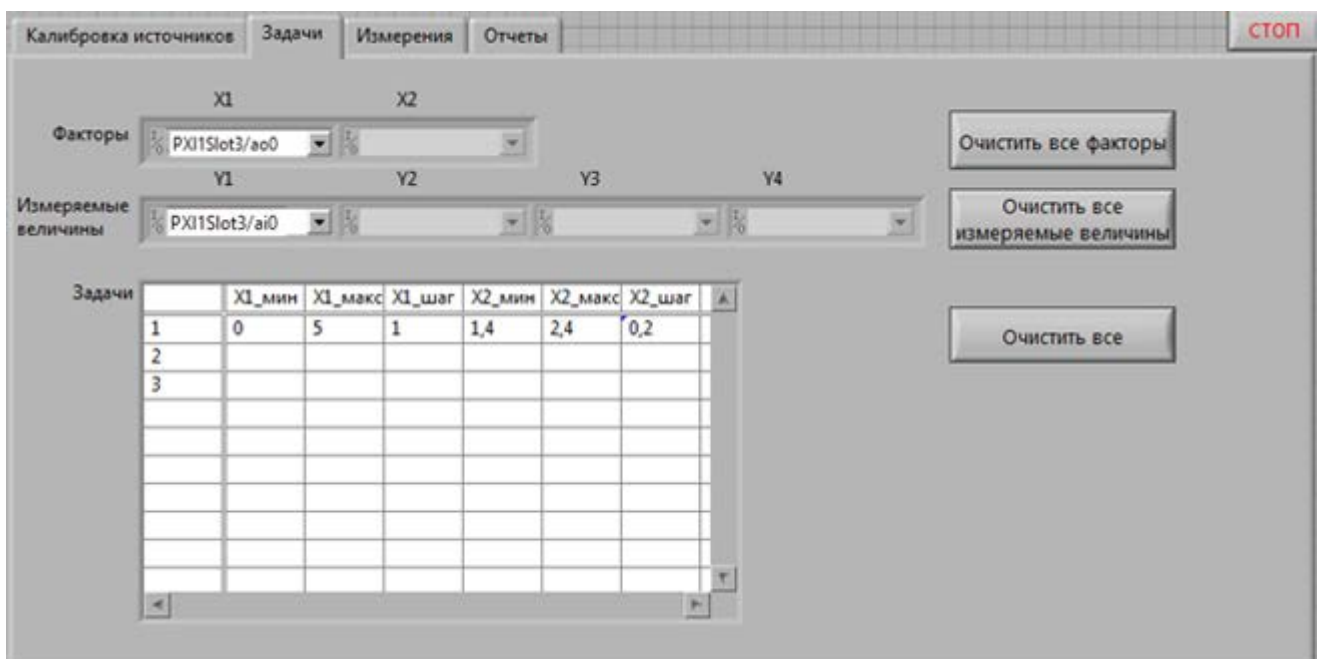


Рисунок 2.19 – Вкладка «Задачи» программной реализации измерительного комплекса

Вкладка «Отчеты» имеет два режима работы: 2D и 3D. В 2D режиме (рисунок 2.21) строятся зависимости одной измеряемой величины от одного фактора, в качестве которого может выступать как определённый режим (то есть задание напряжение на входе), так и какой-либо параметр воздействия (например мощность, или частота следований импульсов в серии). В 3D режиме (рисунок 2.22) реализована возможность построения зависимости одной измеряемой величины от двух факторов. Эта зависимость представляет собой 3D поверхность. Такой подход позволяет производить анализ зависимости от нескольких факторов, более гибко исследовать работу полупроводникового транзистора в различных режимах по напряжению на базе и коллекторе.

Для случая, когда проводится анализ статических характеристик биполярного транзистора с гетеропереходом в составе малошумящего усилителя при воздействии сверхкоротких импульсных помех большой мощности, выбор режима работы осуществляется по максимальному значению относительного тока коллектора во время воздействия. Этот вариант будет соответствовать наиболее помехоустойчивому режиму работы МШУ.

Как видно из рисунка 2.22 глубина эффектов обратимой деградации почти не зависит от выбора режима работы по напряжению коллектор-эмиттер. И, наоборот, имеет явно выраженную зависимость от выбора режима работы по постоянной составляющей коллекторного тока, которая задается смещением на базе транзистора.

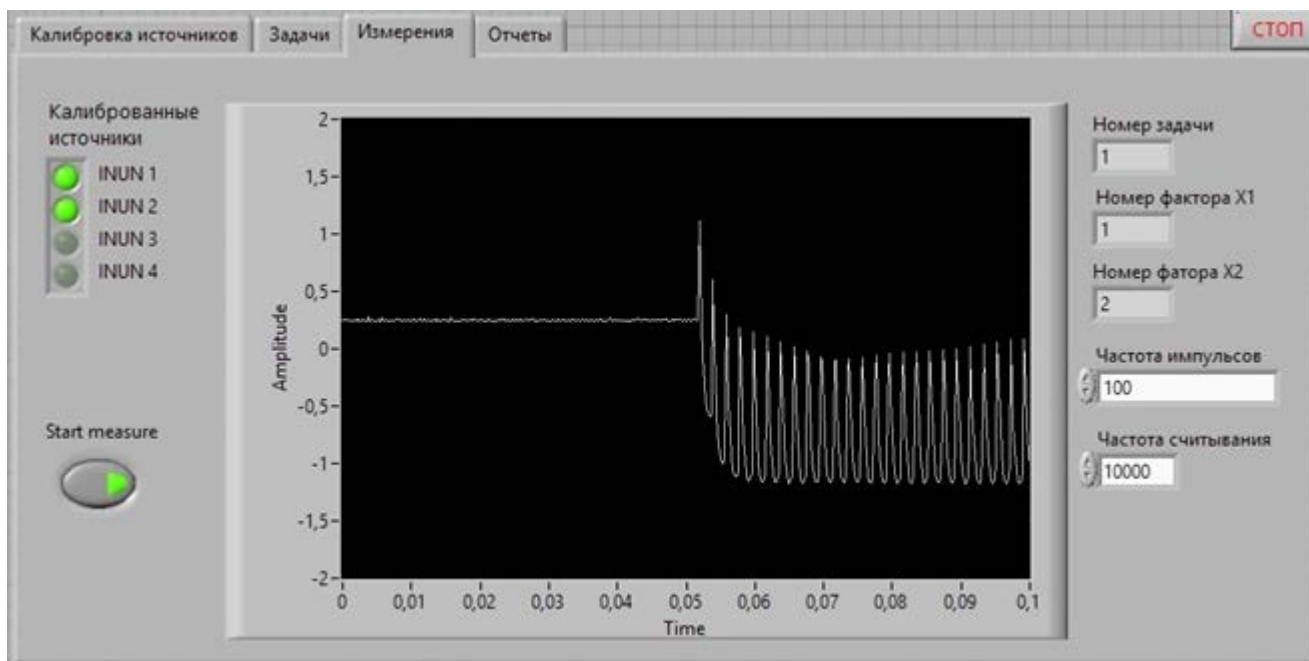


Рисунок 2.20 – Вкладка «Измерения» программной реализации измерительного комплекса

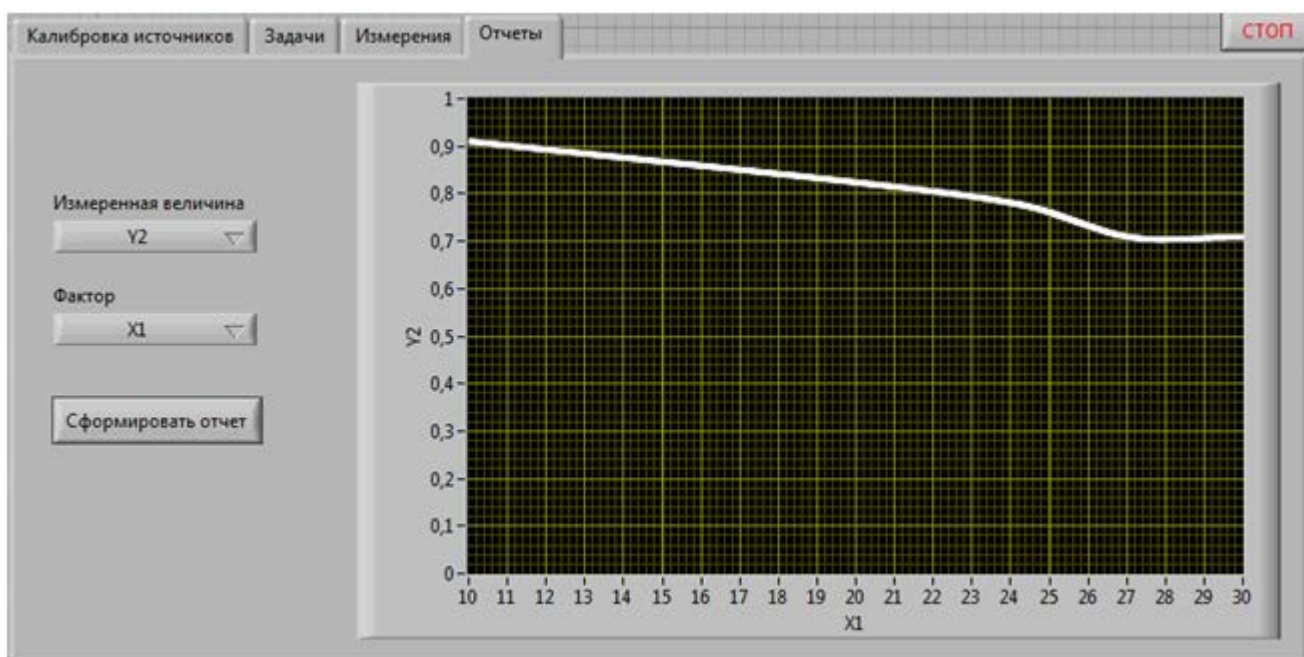


Рисунок 2.21 – Вкладка «Отчеты» программной реализации измерительного комплекса – 2D режим.

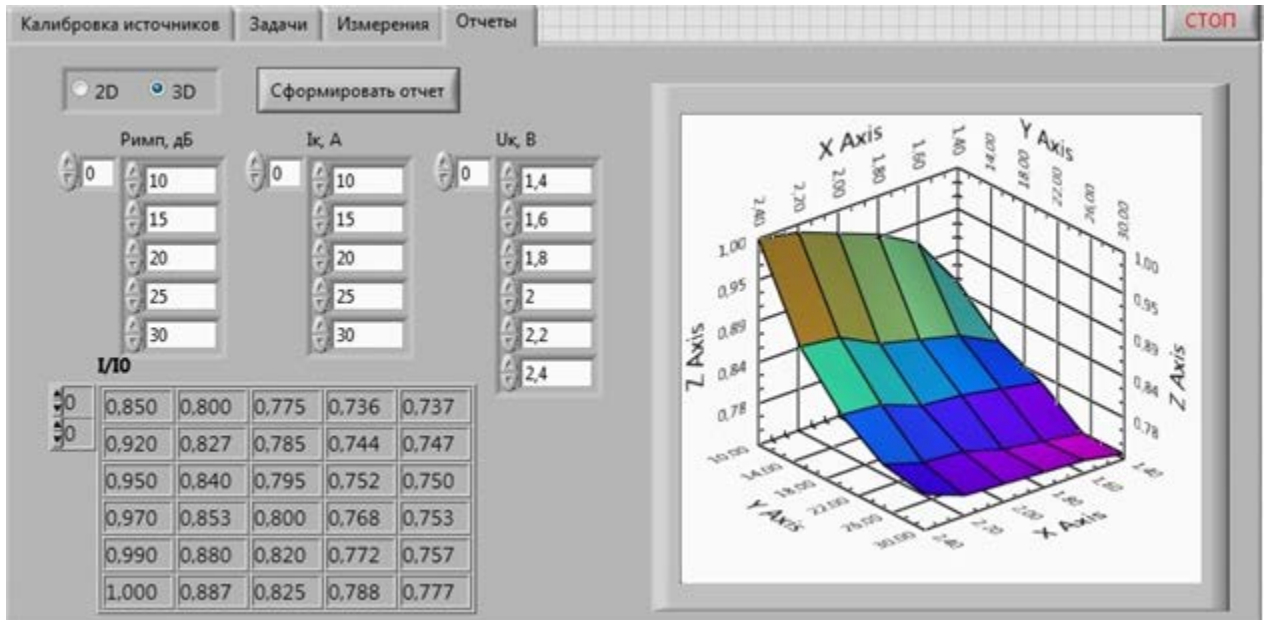


Рисунок 2.22 – Вкладка «Отчеты» программной реализации измерительного комплекса – 3D режим отображения результатов измерений.

Выводы

1. Разработаны алгоритмы автоматизации экспериментального исследования эффектов обратимой деградации ГБТ под действием СКИ.
2. Разработана аппаратная платформа для проведения экспериментальных исследований работы маломощного усилителя на основе ГБТ в условиях сверхкоротких электроперегрузок.
3. Разработана программная реализация алгоритмов автоматизации экспериментальных измерений и обработки их результатов.

ГЛАВА 3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СВЕРХКОРОТКИХ ЭЛЕКТРОПЕРЕГРУЗОК НА СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ

В составе малошумящих усилителей полупроводниковых радиоприемников сверхвысокочастотного диапазона все чаще используются биполярные транзисторы с гетеропереходом [1-4]. Выбор обусловлен рядом преимуществ: сравнительно высокий коэффициент усиления при невысокой стоимости, низкий уровень шумов, высокий КПД, почти полное отсутствие токов утечки. Вместе с тем, такие транзисторы являются маломощными и рассчитаны на сравнительно небольшие уровни входного сигнала, а, следовательно, подвержены воздействию помех.

Классическими видами помех, традиционно рассматриваемыми при анализе электромагнитной совместимости МШУ, являются гармонические, модулированные и импульсные помехи. В связи с большой перспективой использования и интенсивным развитием сверхширокополосных технологий, задачи исследования влияния сверхкоротких импульсных помех и разработки методов защиты от них выходят на первый план.

В работах [32-33,56-61] рассматривается воздействие преднамеренных и непреднамеренных помех, представляющих собой серии сверхкоротких видеоимпульсов (СКИ), на характеристики МШУ СВЧ диапазона. Отмечается, что такое импульсное воздействие приводит к временному уменьшению (деградации) функциональных характеристик активного элемента, а, следовательно, и к уменьшению коэффициента усиления МШУ в целом. При этом эффект обладает последствием, а время деградации не ограничивается временем воздействия. В случае устройств СВЧ диапазона, наиболее вероятный путь воздействия – это радиоприемный тракт. Вследствие большой ширины спектра импульсов даже при наличии защитных устройств, часть энергии

импульса может воздействовать на полупроводниковые элементы устройства. Параметры полупроводниковой структуры активных элементов МШУ полностью определяют работу всего приемника.

Целью данной работы было исследование обратимых отказов малошумящих усилителей на основе биполярных транзисторов с гетеропереходом под воздействием импульсных помех субнаносекундной длительности. Актуальность этого исследования обусловлена необходимостью разработки современных полупроводниковых радиоэлектронных устройств, способных работать в условиях импульсных помех.

3.1 Физические основы возникновения обратимых отказов биполярных транзисторов с гетеропереходом

Основными эффектами, которые могут приводить к обратимым (временным) и необратимым (катастрофическим) отказам, являются наведение мощности на конструктивных элементах радиоустройства и непосредственное взаимодействие электромагнитного поля импульса с полупроводниковой структурой активного элемента [4, 32-33].

Наиболее уязвимыми для действия первого эффекта являются узлы приемного тракта. Наведенные токи могут приводить к проявлению эффекта электрического защелкивания, электроперегрузкам по входным цепям и изменять режимы работы активных элементов, что будет приводить к отказу устройства в целом.

Помимо электрических перегрузок необходимо учитывать эффекты, связанные с действием поля импульсов на полупроводниковую структуру рассматриваемого элемента [32]. К таким эффектам можно отнести: непосредственный разогрев носителей заряда, уже имеющих в зоне полем импульса, из-за передачи к полупроводниковой структуре тепла от разогретых током металлических контактов происходит разогрев носителей, изменение

параметров глубоких уровней, изменение процессов генерации-рекомбинации, перераспределение и накопление объемного заряда в полупроводниковой структуре элемента и другое [1].

В случае импульсного воздействия на полупроводниковую структуру ГBT обратимые отказы могут быть вызваны несколькими факторами. В статьях [32, 33] описано воздействие СВЧ радиоимпульсов на биполярные транзисторы. Отмечается, что обратимые отказы связаны с отклонением от линейного закона зависимости изменения тока базы при увеличении мощности импульсной последовательности, а также с уменьшением коэффициента передачи по току β при росте мощности радиоимпульсов. Данные эффекты связываются с изменением режима работы транзистора при действии отрицательной части периода гармонического заполнения радиоимпульсов, наведенные токи которых становятся сравнимыми с режимными токами.

Анализ эффектов воздействия СКИ будем проводить для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Такое включение ГBT часто применяется в МШУ, поскольку обеспечивает максимальный коэффициент усиления по току и напряжению. За основной путь воздействия СКИ примем входную цепь, то есть цепь база-эмиттер.

В случае воздействия СКИ на ГBT могут наблюдаться схожие эффекты. В общем случае можно исследовать эффекты, возникающие при воздействии положительных и отрицательных СКИ в отдельности. При таком подходе влияние двуполярных видеоимпульсов можно рассматривать как совокупность откликов на последовательно идущие однополярные импульсы. Появление двуполярных СКИ на входе устройства может быть обусловлено как его непосредственным наведением на узлы приемного тракта, в том числе антенну, так и влиянием реактивных сопротивлений различных конструктивных элементов прибора и электрической схемы, а также емкости р-п переходов полупроводниковой структуры ГBT.

Действие импульсов отрицательной полярности можно объяснить также как и в случае действия радиоимпульсов, смещением режима в сторону малых токов при обратном смещении перехода. При этом становится малой или даже нулевой (когда суммарное напряжение импульса и питания на базе становится отрицательным) эффективность эмиттера, которая в основном и определяет коэффициент передачи по току β [4, 80]. Кроме того, очевидно имеет место инжекция неосновных носителей в базу транзистора.

Рассмотрение действия импульсов положительной полярности необходимо проводить для двух случаев. Первым является случай, когда амплитуда импульсов не превышает напряжение коллектор-эмиттер. При этом воздействие СКИ не приводит к нарушению нормальной работы транзистора. Среднее значение низкочастотной составляющей тока коллектора остается неизменным. Во втором случае, когда амплитуда импульсов становится значительно больше напряжения коллектор-эмиттер, сильно проявляются эффекты деградации транзистора, выраженные в падении тока коллектора и коэффициента усиления. Это может быть связано с процессами избыточной инжекции неосновных носителей в базу транзистора из коллектора. Инжектированные носители вызывают увеличение плотности основных носителей в базе, что приводит к снижению эффективности в эмиттере. С ростом тока коллектора количество инжектированных носителей возрастает.

Необходимо также отметить тот факт, что зависимость снижения эффективности эмиттера от протекающего тока в обоих случаях имеет степенной характер. Но в случае увеличения коллекторного тока, т.е. в случае действия импульсов положительной полярности, показатель степени имеет более высокий порядок [4]. С этим может быть связано то, что воздействие импульсов положительной полярности будет выражено сильнее.

Исходя из выше описанных предположений можно заключить, что кумулятивный эффект при воздействии серии видеоимпульсов, как это было в униполярных приборах, возможен только в том случае, если избыточные

инжектированные носители не успевают уйти из базы в межимпульсные промежутки. Порядок времени рассасывания инжектированных носителей определяется коэффициентом диффузии и током базы.

Важным является и наличие гетероперехода на границе эмиттера и базы, который уменьшает практически до нуля ток основных носителей из базы в эмиттер. Это приводит к увеличению периода рассасывания избыточных основных носителей в базе, а, следовательно, и к увеличению периода, в течение которого эффективность эмиттера снижена по отношению к равновесному значению до воздействия СКИ.

3.2 Воздействие сверхкоротких импульсов большой амплитуды на маломощные биполярные транзисторы

В ходе исследований обратимых отказов МШУ при воздействии видеоимпульсов была выработана общая схема построения экспериментального исследования статических характеристик полупроводниковых приборов, представленная на рисунке 3.1.

Установка предусматривает возможность воздействия на входные и выходные цепи МШУ последовательностей видеоимпульсов различной полярности, амплитуды, длительности и частоты повторения. Контролируемой величиной является выходной ток транзистора, однозначно связанный с коэффициентом усиления. Деграция транзистора в результате импульсного воздействия оценивается по изменению этой величины относительно первоначального значения.

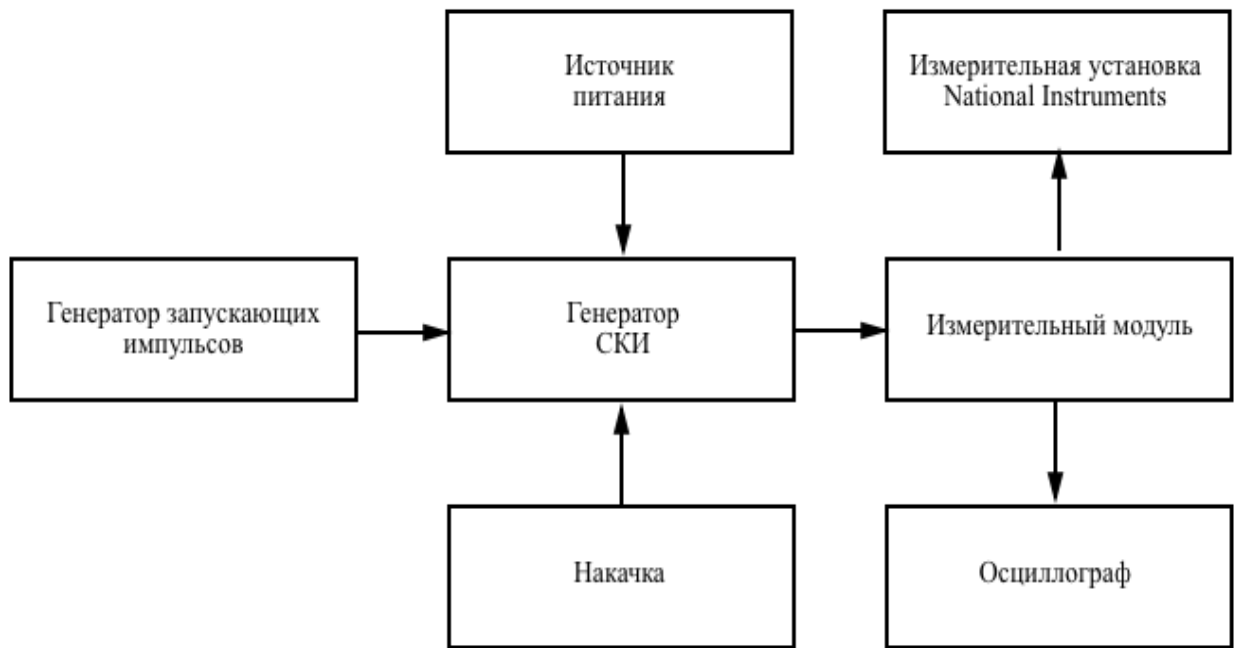


Рисунок 3.1 - Блок-схема экспериментального исследования.

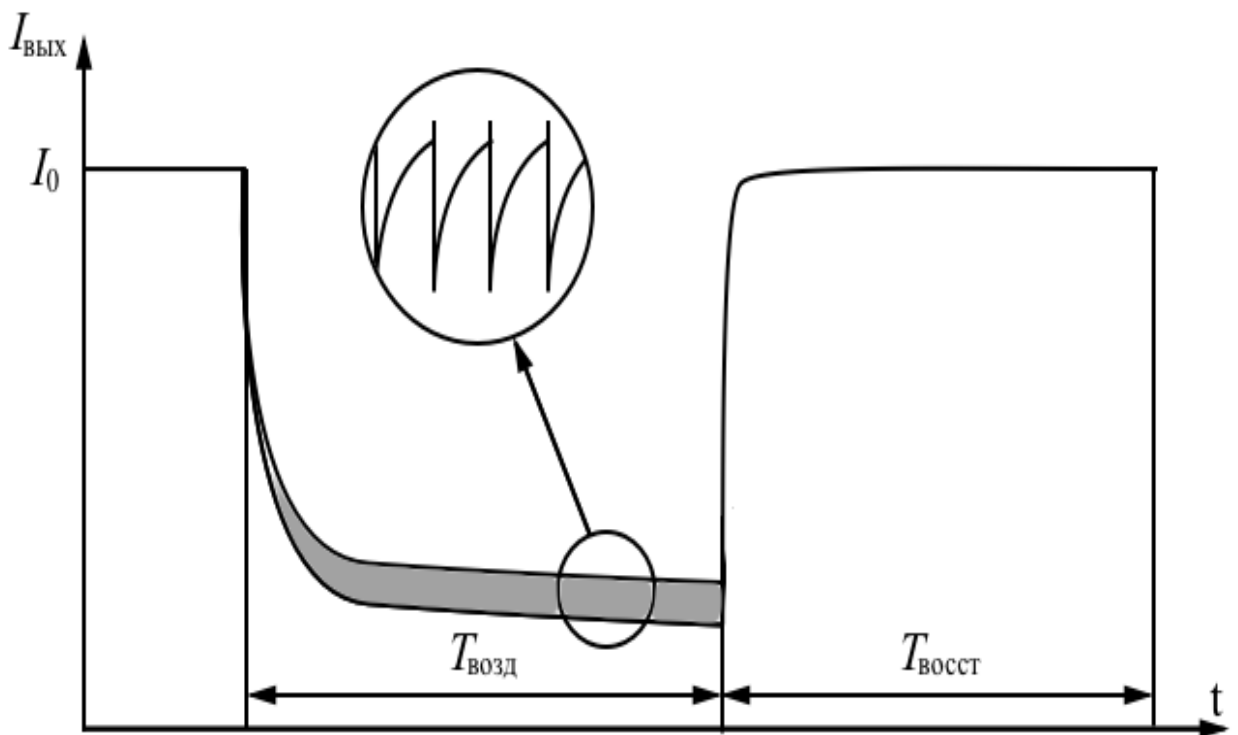


Рисунок 3.2 - Воздействие серии сверхкоротких видеоимпульсов на ГБТ.

При использовании периодических испытательных импульсов наиболее удобной контролируемой величиной является средняя по времени величина тока коллектора в межимпульсных промежутках. Измерение тока осуществляется по напряжению на резисторе в выходной цепи. Поскольку из соображений точности измерений этот резистор имеет малое сопротивление, сигнал, снимаемый с него, должен быть усилен и только после этого подан на измерительный прибор, в качестве которого может быть использован осциллограф или АЦП. Роль исследуемого измерительного модуля выполняет однокаскадный МШУ, работающий в режиме максимального усиления сигнала. Для исследования воздействия на ГБТ используется схема подключения транзистора с общим эмиттером.

При проведении экспериментов, кроме использования осциллографических методов измерений, применялись автоматизированные методы. Для этого был разработан автоматизированный измерительный комплекс (АИК) на базе платформы PXI компании National Instruments [66]. На вход чувствительного АЦП подается сигнал с датчика тока в выходной цепи МШУ. Данные с АЦП сохраняются в отдельные файлы, преобразуются и выдаются в графическом виде. Использование АИК позволило упростить методику эксперимента, увеличить производительность и точность измерений. Кроме того, с помощью АИК удалось провести измерения неперiodических переходных процессов, что было бы невозможно сделать на основе использования осциллографических методов. В качестве объектов исследования были выбраны SiGe ГБТ.

Воздействие импульсной последовательности на входную цепь МШУ на основе ГБТ приводит к обратимым отказам, при которых ток коллектора восстанавливался в межимпульсных промежутках (рисунок 3.2). Величина пикового напряжения импульсов влияет на длительность восстановления тока до первоначального значения. Необходимо отметить, что обратимая деградация выходного тока наблюдается как при импульсах отрицательной полярности, так и положительной. При этом воздействие импульсов на выходную цепь МШУ может приводить только к необратимым отказам.

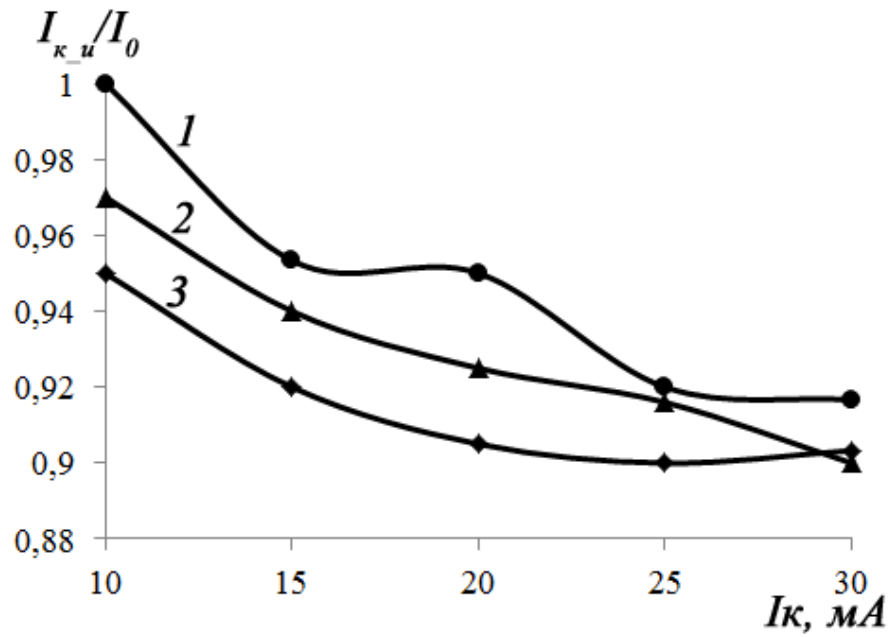


Рисунок 3.3 - Зависимости величины относительного тока коллектора $I_{к_у}/I_0$ от тока коллектора для разных напряжений коллектора: 1 – 2,4 В, 2 – 1,8 В, 3 – 1,4 В.

В ходе экспериментального исследования регистрировались минимальные значения тока коллектора $I_{к_и}$ во время воздействия импульсной серией. При этом измерения проводились для различных режимов работы ГБТ в составе МШУ. Под режимом работы здесь подразумеваются выбранные конкретные значения напряжения коллектора из рабочего диапазона и тока коллектора, который в свою очередь задается смещением на базе. Зависимости нормированного значения $I_{к_и}/I_0$ от тока коллектора для напряжений на коллекторе от 1,4 В до 2,4 В представлены на рисунке 3.3. Видно, что при бóльших значениях тока коллектора деградационные процессы проявляются сильнее. С другой стороны, изменение напряжения коллектора оказывает достаточно малое влияние на исследуемые эффекты.

Обратимые отказы ГБТ при воздействии последовательности субнаносекундных импульсов могут возникать из-за смещения перехода эмиттер-база транзистора в обратном направлении в течение некоторого времени действия каждого импульса, что приводит к уменьшению коэффициента передачи по току. Подобные эффекты для радиоимпульсов и видеоимпульсов с большей длительностью исследовались в [32].

3.3 Экспериментальное исследование воздействия последовательности сверхкоротких видеоимпульсов на биполярные транзисторы с гетеропереходом

Экспериментальное исследование проводилось с помощью разработанного измерительного комплекса, который включает в себя испытательный модуль, представляющий собой МШУ на базе биполярного транзистора с гетеропереходом BFP620, генератор СКИ [55] и блок измерительного оборудования. Подключение транзистора осуществлялось по типовой схеме с общим эмиттером. Малошумящий усилитель работал в линейном режиме. Задание режима осуществлялось таким, чтобы обеспечить максимум коэффициента усиления, величина которого составила 14 дБ. Рабочий диапазон частот усилителя находился в пределах 200-800 МГц.

В работе исследовалось воздействие на МШУ серий сверхкоротких импульсов положительной и отрицательной полярности с различной амплитудой и частотой повторения. Воздействие импульсной помехи производилось непосредственно на вход усилителя (база транзистора). Основным параметром, контролируемым в ходе экспериментального исследования, был ток коллектора транзистора. Также производилась оценка времени восстановления тока коллектора после воздействия импульсов. Блок-схема эксперимента приведена на рисунке 3.4.

Сверхкороткие импульсы формировались генератором по приходу запускающих импульсов. Таким образом, была реализована возможность изменения частоты повторения заданием частоты запускающих импульсов. Осциллограммы СКИ положительной и отрицательной полярности на выходе генератора приведены на рисунке 3.5. Значения тока коллектора регистрировались с помощью измерительной установки на основе платформы PXI компании National Instruments (NI) [66].

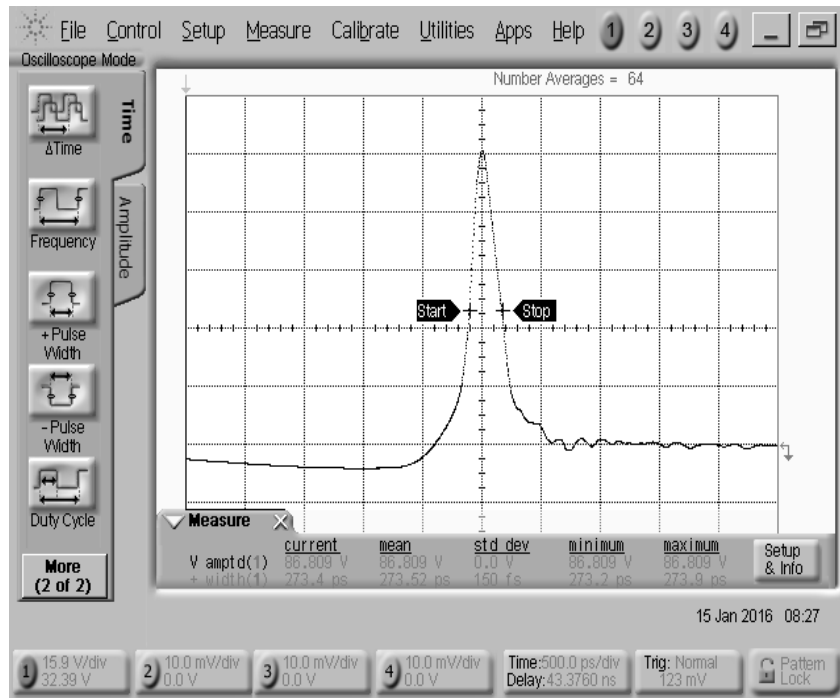
В ходе экспериментального исследования варьировалась амплитуда положительных СКИ от 40 В до 80 В, амплитуда же отрицательных СКИ составила 40 В. Частоты следования импульсов изменялись в диапазоне от 100 Гц до 100 кГц.

В качестве примера, на рисунке 3.6 а и 3.6 б приведены временные диаграммы тока коллектора для случая воздействий серий импульсов положительной и отрицательной полярности соответственно. Видно, что во время импульсного воздействия, в обоих случаях ток коллектора падает до определенной величины, а затем после прекращения воздействия его значение восстанавливается.

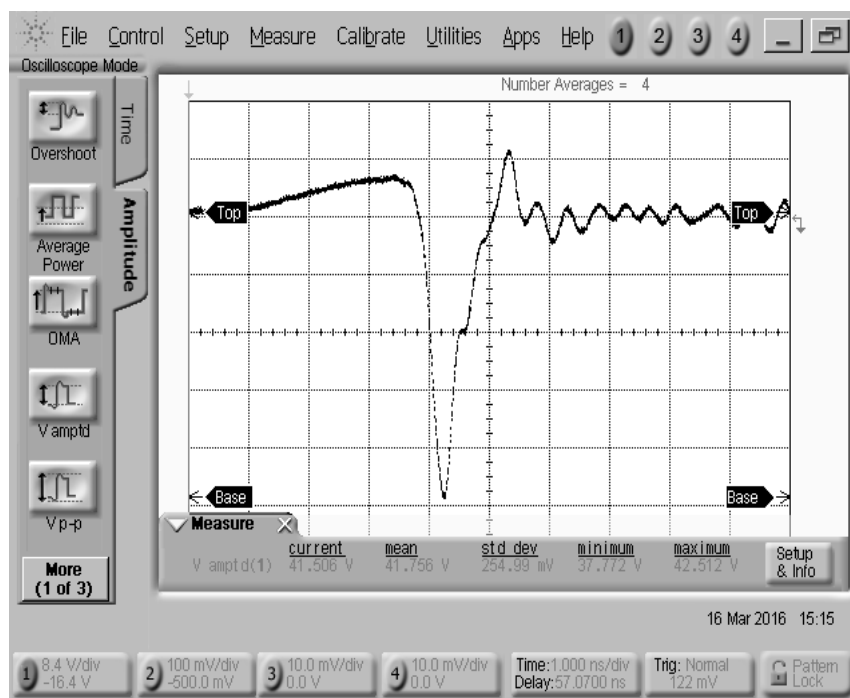
Восстановление происходит не мгновенно, а занимает некоторое время, зависящее от параметров импульсной серии.



Рисунок 3.4 - Блок-схема экспериментального исследования.

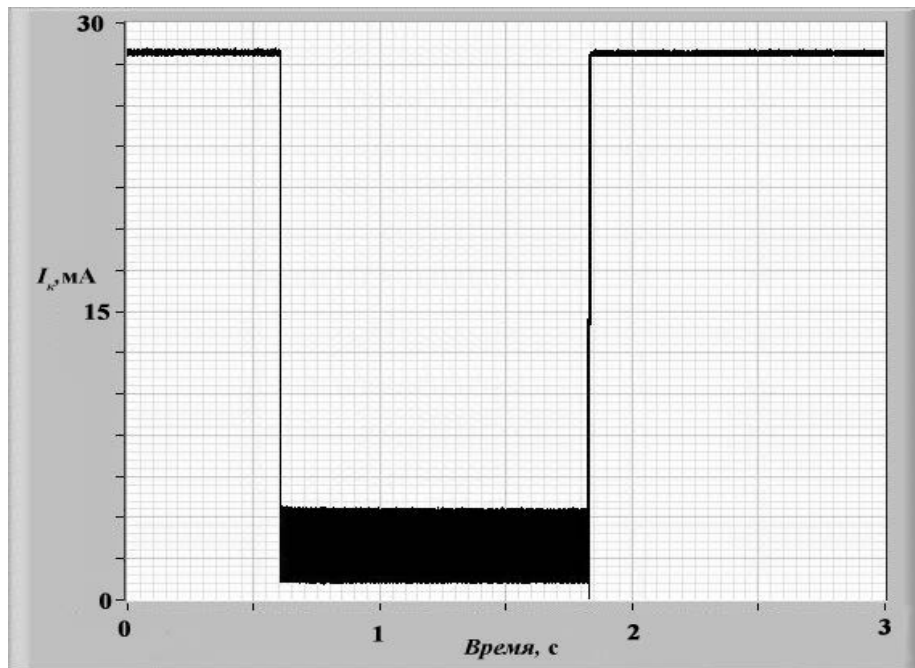


a)

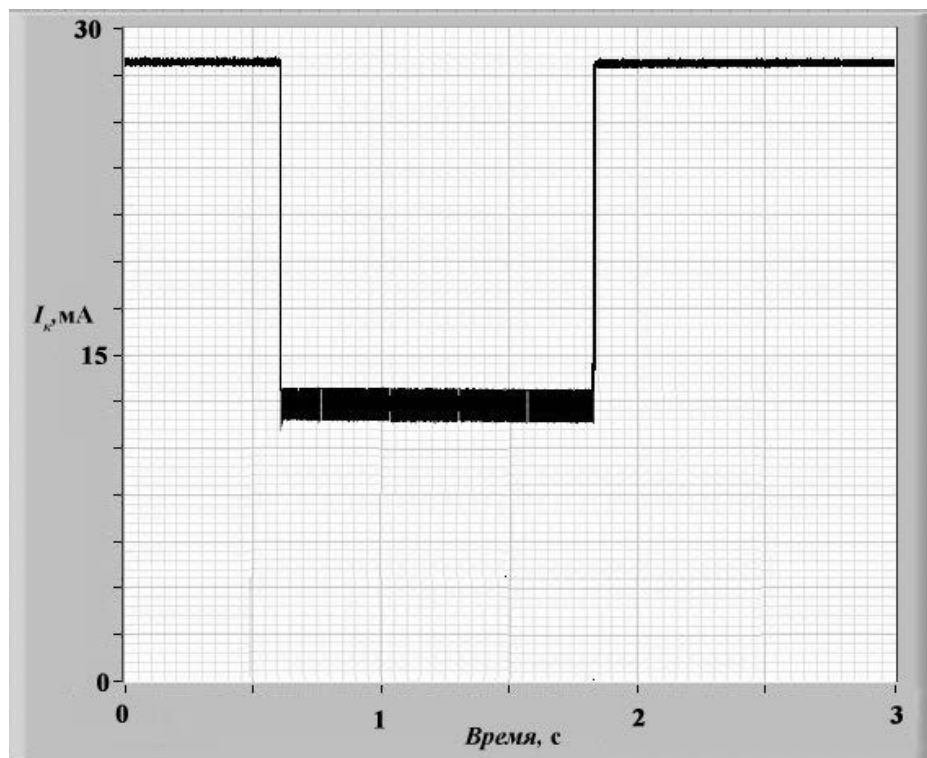


б)

Рисунок 3.5. Осциллограммы СКИ на выходе генератора: а) положительной; б) отрицательной полярности.



а



б

Рисунок 3.6. Временная диаграмма тока коллектора для случая воздействия серии импульсов: а) положительной полярности (амплитуда 80 В, частота следования 100 кГц); б) отрицательной полярности (амплитуда 40 В, частота следования 100 кГц).

Процесс восстановления тока коллектора представлен на рисунке 3.7. Для серии СКИ с амплитудой 80 В и частотой следования 100 кГц время восстановления тока коллектора составило 1,5 мс.

В результате экспериментального исследования были получены зависимости нормированного тока коллектора во время воздействия серий положительных СКИ с амплитудами 40, 56.6, 80 В от частоты следования (рисунок 3.8). Обозначим значение тока коллектора без приложения импульсного воздействия как $I_{к0}$. Тогда нормированный ток коллектора будет рассчитываться как отношение мгновенного значения I_k к $I_{к0}$. Из рисунка 3.8 видно, что с ростом частоты следования эффект деградации тока коллектора увеличивается. С ростом амплитуды импульсов также происходит усиление эффекта деградации тока коллектора.

Для случая воздействия на МШУ отрицательных импульсов также была получена зависимость нормированного тока коллектора во время воздействия от частоты следования СКИ в серии (рисунок 3.9 (кривая 2)). Характер зависимости аналогичен случаю воздействия положительных СКИ, поэтому для сравнения на рисунке 3.9 приведены результаты для обоих случаев. Амплитуда импульсов в сериях обеих полярностей составляла 40 В. Из рисунка видно, что при воздействии серии СКИ отрицательной полярности ток коллектора падает значительно сильнее. Таким образом, необходимо отметить, что с точки зрения помехоустойчивости случай действия помехи в виде серии СКИ отрицательной полярности является наихудшим при прочих равных условиях.

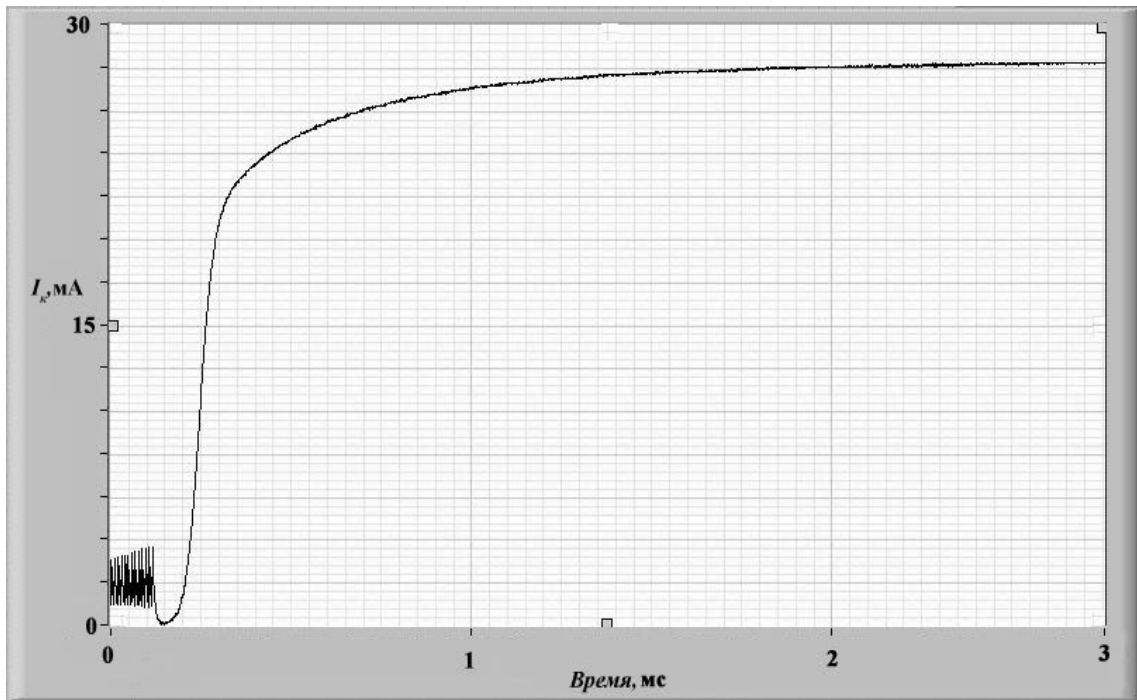


Рисунок 3.7. Процесс восстановления тока коллектора после прекращения воздействия СКИ.

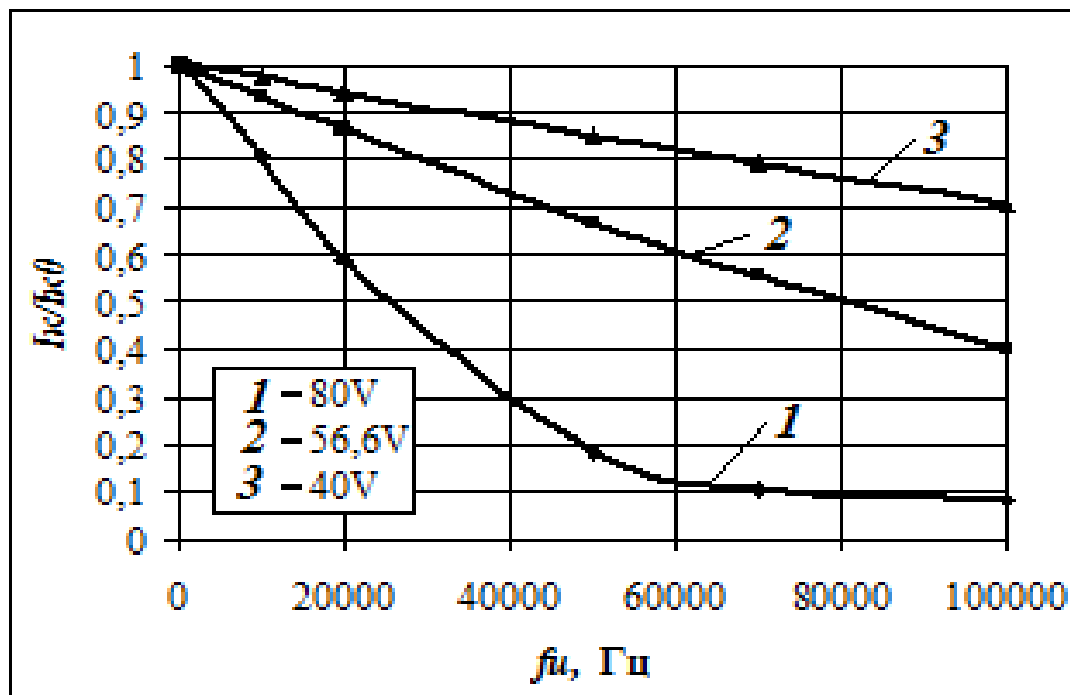


Рисунок 3.8. Зависимости нормированного тока коллектора от частоты следования положительных импульсов в серии для амплитуд: 1 – 80 В, 2 – 56,6 В, 3 – 40 В.

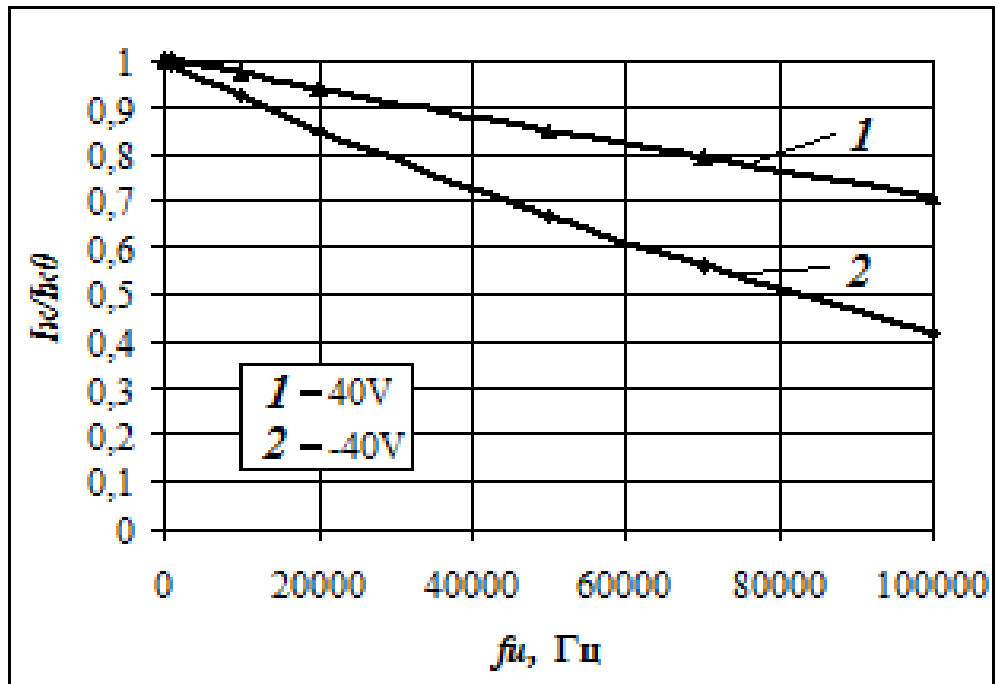


Рисунок 3.9. Сравнение зависимостей нормированного тока коллектора от частоты следования положительных (кривая 1) и отрицательных (кривая 2) импульсов в серии при амплитуде 40 В.

3.3 Постановка экспериментального исследования влияния серий СКИ на статические характеристики МШУ на базе ГБТ

Экспериментальная установка, предназначенная для исследования воздействия последовательности видеоимпульсов на малошумящий усилитель на базе биполярного транзистора с гетеропереходом, подробно описана во второй главе данной диссертации. Она включает в себя: аналоговый испытательный модуль МШУ, генератор сверхкоротких сверхширокополосных импульсов, генератор испытательных импульсов для запуска генератора СКИ, источники питания, высокопроизводительный компьютер, программно-аппаратную установку с использованием PXI-платформы компании National Instruments с разработанным на базе языка программирования LabVIEW программным обеспечением, теплоизолирующий модуль на основе сосуда Дьюара.

Электрическая схема аналогового модуля на основе ГБТ представляет собой малошумящий усилитель. Усилитель выполнен на печатной плате. Исследуемый транзистор на ней включен по схеме с общим эмиттером, и содержит входы для подключения напряжений питания, испытательных сигналов и выход для снятия сигнала с испытуемого транзистора. Рабочие режимы транзистора задавались внешними источниками питания. На вход аналогового модуля (на базу транзистора) подавались последовательности сверхкоротких импульсов.

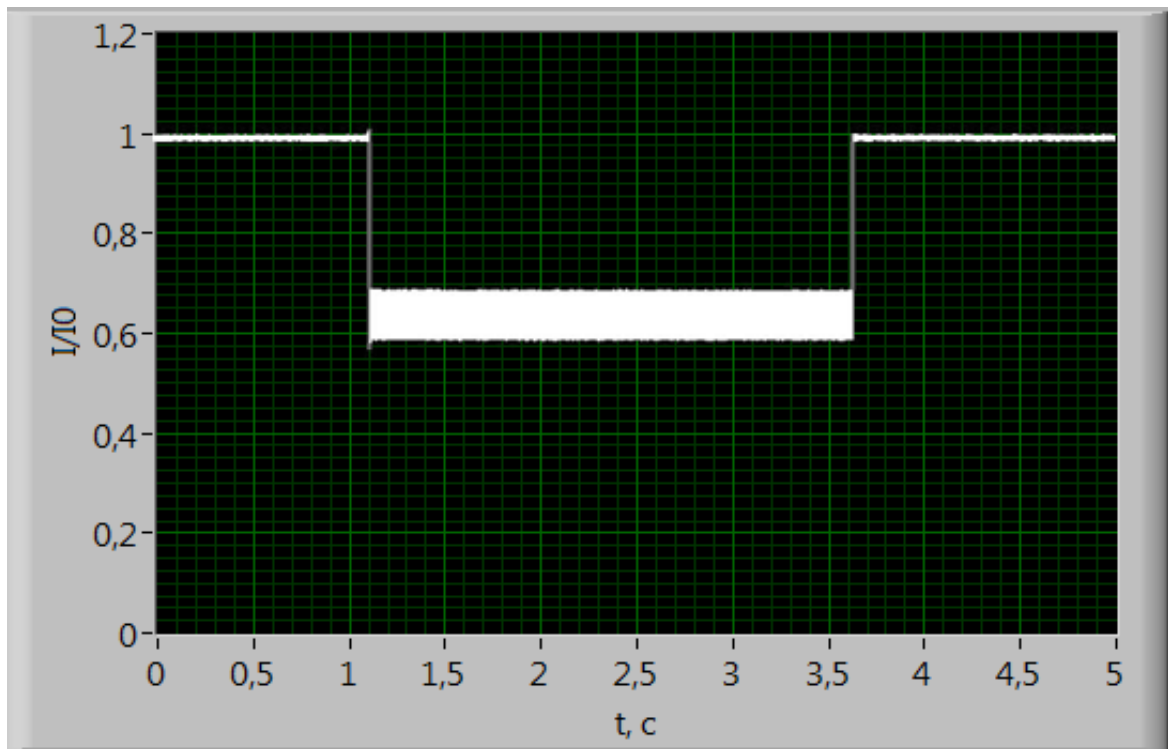
Блок-схема алгоритма экспериментального исследования представлена на рисунке 3.10. Экспериментальное исследование начинается с измерения статических параметров транзистора в отсутствие импульсов. В работе в качестве контролируемого функционального параметра был выбран ток коллектора. Далее в ходе эксперимента устанавливается амплитуда и частота следования, которые в совокупности определяют среднюю мощность последовательности СКИ. С выхода генератора СКИ сформированная последовательность импульсов попадает на вход испытательного модуля МШУ. С помощью АЦП в составе PXI-платформы с интервалом в 1 мс измеряются мгновенные значения напряжения на

резисторе, включенном в цепь коллектора. Длительность импульсной последовательности задается таким образом, чтобы за время ее действия успевал завершаться переходный процесс, наблюдаемый по изменению низкочастотной составляющей измеряемого тока коллектора (рисунок 3.11 б). По окончании воздействия наблюдается восстановление тока до исходного значения, после чего цикл измерений повторяется для всех необходимых значений мощностей импульсной последовательности и режимов работы МШУ. Все результаты измерений сохраняются в цифровом виде.

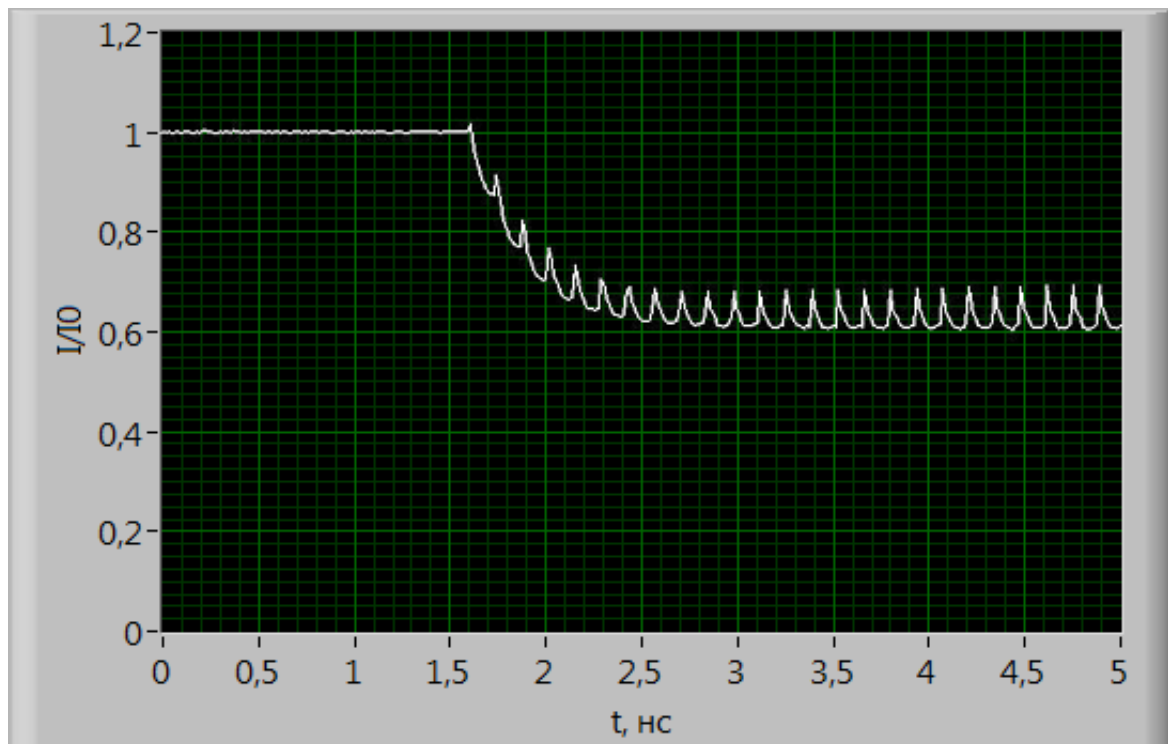
Результаты измерений

На рисунке 3.11 а представлена временная диаграмма тока коллектора транзистора BFP 640 при действии последовательности СКИ с частотой 100 кГц. Если рассматривать процесс падения тока коллектора в меньшем масштабе (рисунок 3.11 б), видно, что минимальное значение тока коллектора достигается только после действия определенного количества СКИ, то есть имеет место кумулятивный эффект. Существенное значение точному количеству поданных импульсов в последовательности не придавалось, поскольку все измерения проводились по достижению низкочастотной составляющей тока коллектора своего минимального значения. Это значение фиксируется и нормируется на значение тока коллектора до воздействия последовательности СКИ. Все измерения проводятся для диапазона амплитуд импульсов в серии от 25В до 75В (с шагом в 3 дБ).

Необходимо отметить, действие на ГБТ серий СКИ положительной полярности отличается (рисунок 3.12) от действия отрицательной полярности (рисунок 3.11). Описание физики процессов для этих двух случаев было приведено в главе 1 данной диссертационной работы. Таким образом, экспериментальное исследование подтверждает сделанные предположения.



а



б

Рисунок 3.11 - Зависимость выходного тока ГБТ под воздействием серии СКИ отрицательной полярности (а – в большом, б – в малом масштабе по времени).

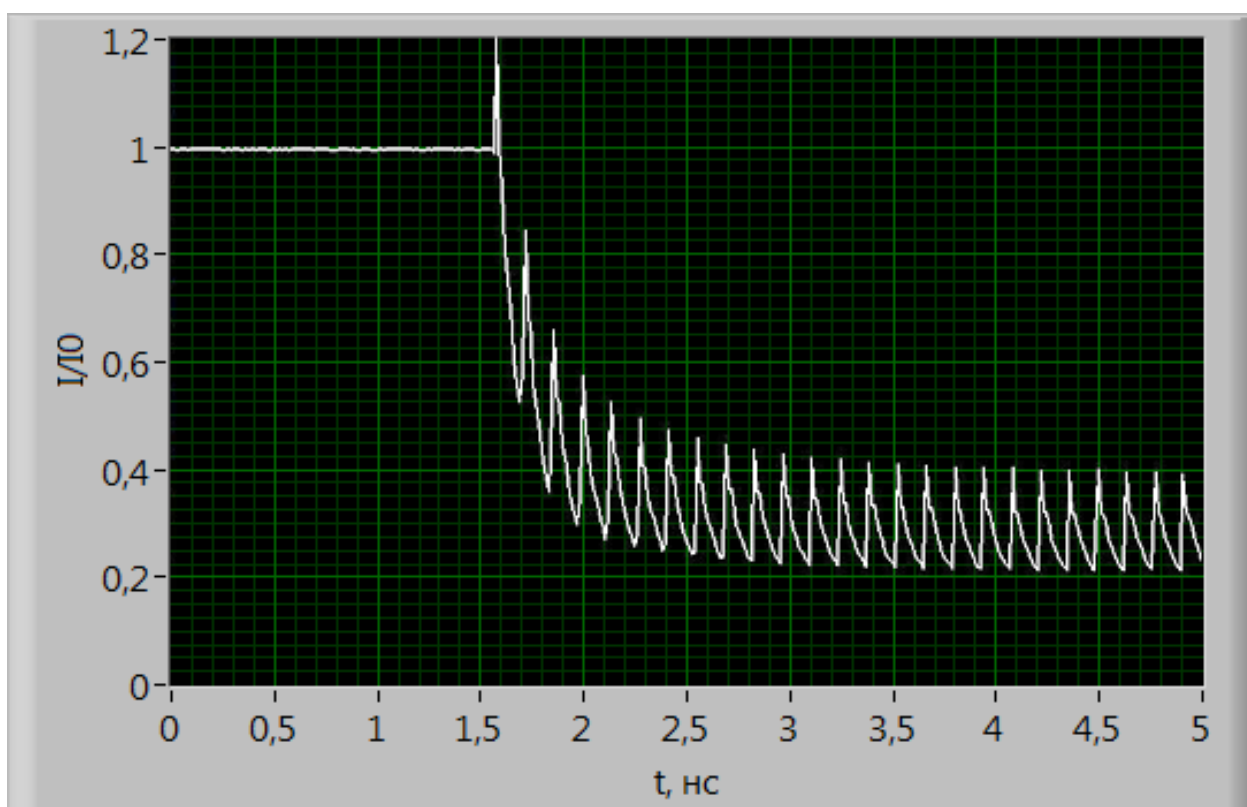
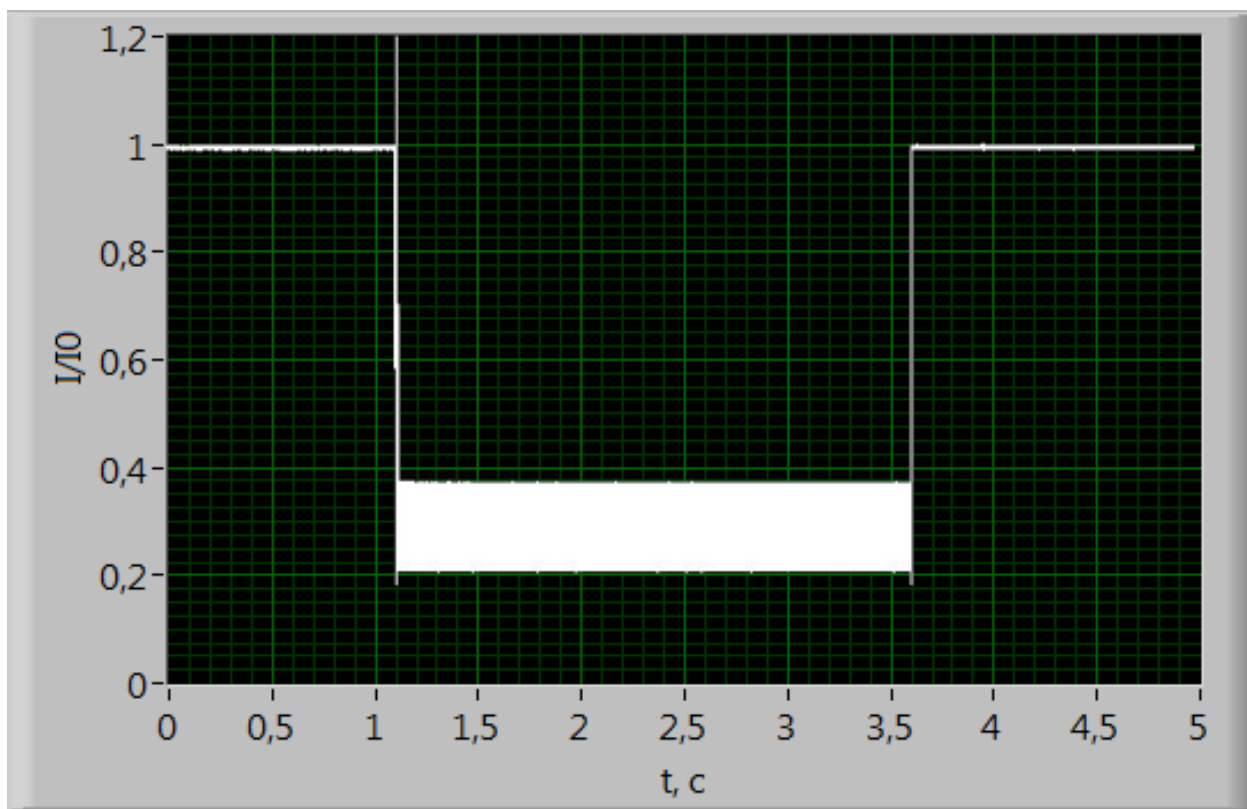


Рисунок 3.12 - Зависимость выходного тока ГБТ под воздействием серии СКИ положительной полярности (а – в большом, б – в малом масштабе по времени)

Результаты экспериментальных исследований обрабатываются программным обеспечением измерительного комплекса и представляются в виде графических зависимостей. На рисунке 3.13 представлены зависимости относительных минимальных значений тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер для исследуемой последовательности сверхкоротких импульсов амплитудами 25, 36, 51, 73 В и частотой следования 100 кГц. Напряжение база-эмиттер при этом поддерживалось на постоянном уровне и было равно 0,825 В. Видно, что степень воздействия практически полностью определяется амплитудой импульсов и не зависит от напряжения на коллекторе. На рисунке 3.14 представлены аналогичные зависимости, но от напряжения база-эмиттер. Напряжение на коллекторе не менялось и было равно 1,4 В. Видно, что с увеличением значения напряжения воздействие усиливается. Это может быть связано с увеличением коллекторного тока, что подтверждается зависимостями относительных минимальных значений тока коллектора от тока коллектора для разных амплитуд воздействий, представленными на рисунке 3.15.

С увеличением тока коллектора уменьшается пороговое значение напряжение СКИ, при котором начинает падать эффективность эмиттера, что в свою очередь приводит к уменьшению тока коллектора и ухудшению статических характеристик транзистора.

Для упрощения процесса выбора режима работы построены трехмерные зависимости относительного тока коллектора от режимов работы по току и напряжению коллектора (рисунок 3.16).

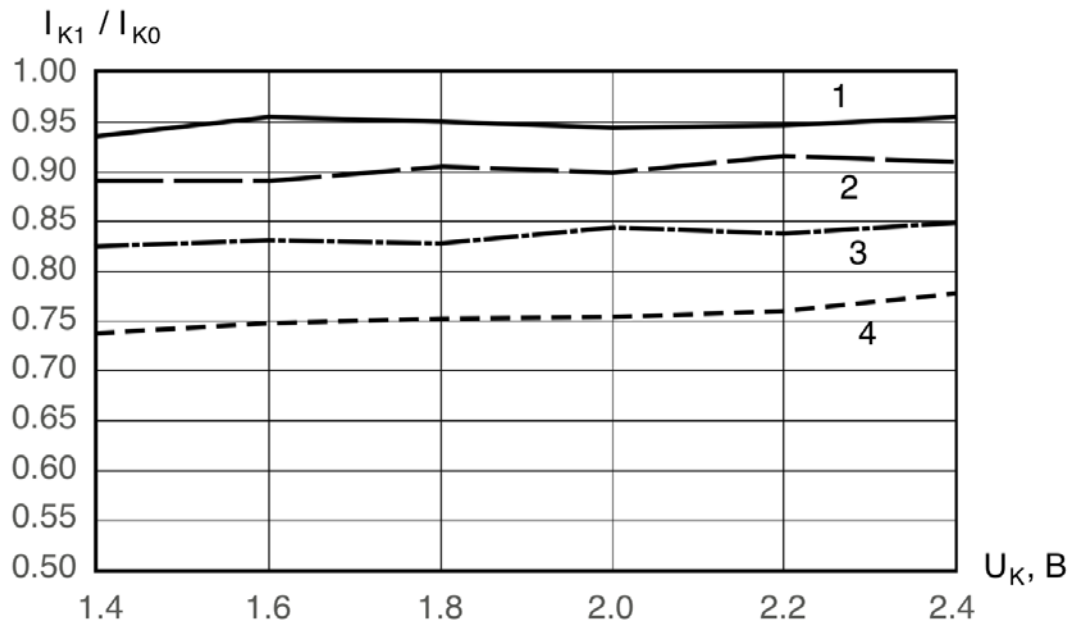


Рисунок 3.13 - Зависимости относительных минимальных значений тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер при подаче последовательности сверхкоротких импульсов амплитудами 25 В (кривая 1), 36 В (кривая 2), 51 В (кривая 3), 73 В (кривая 4) и частотой следования 100 кГц.

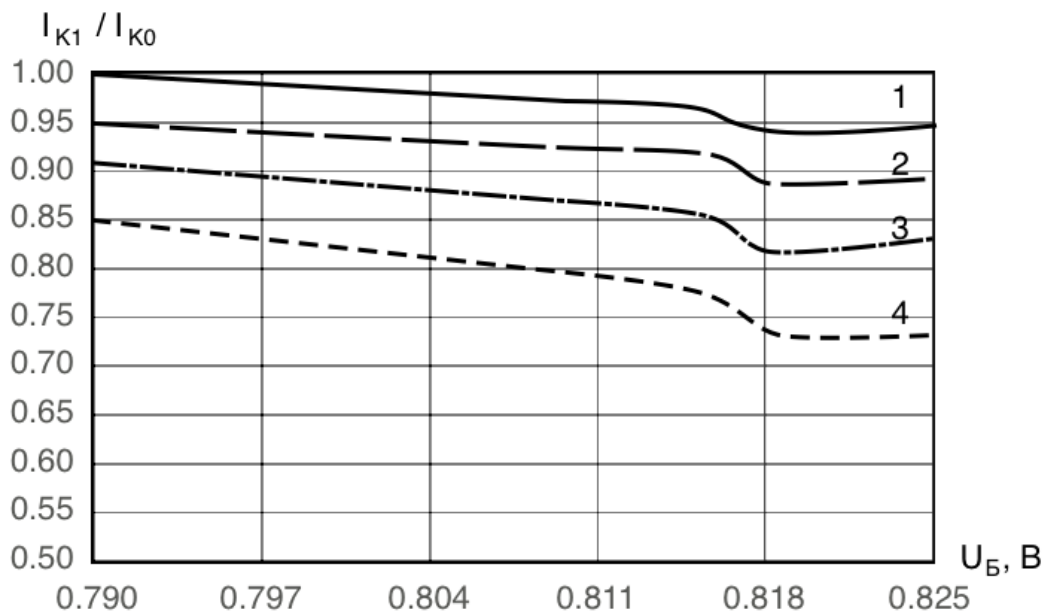


Рисунок 3.14 - Зависимости относительных минимальных значений тока коллектора от напряжения база-эмиттер при подаче последовательности сверхкоротких импульсов амплитудами 25 В (кривая 1), 36 В (кривая 2), 51 В (кривая 3), 73 В (кривая 4) и частотой следования 100 кГц.

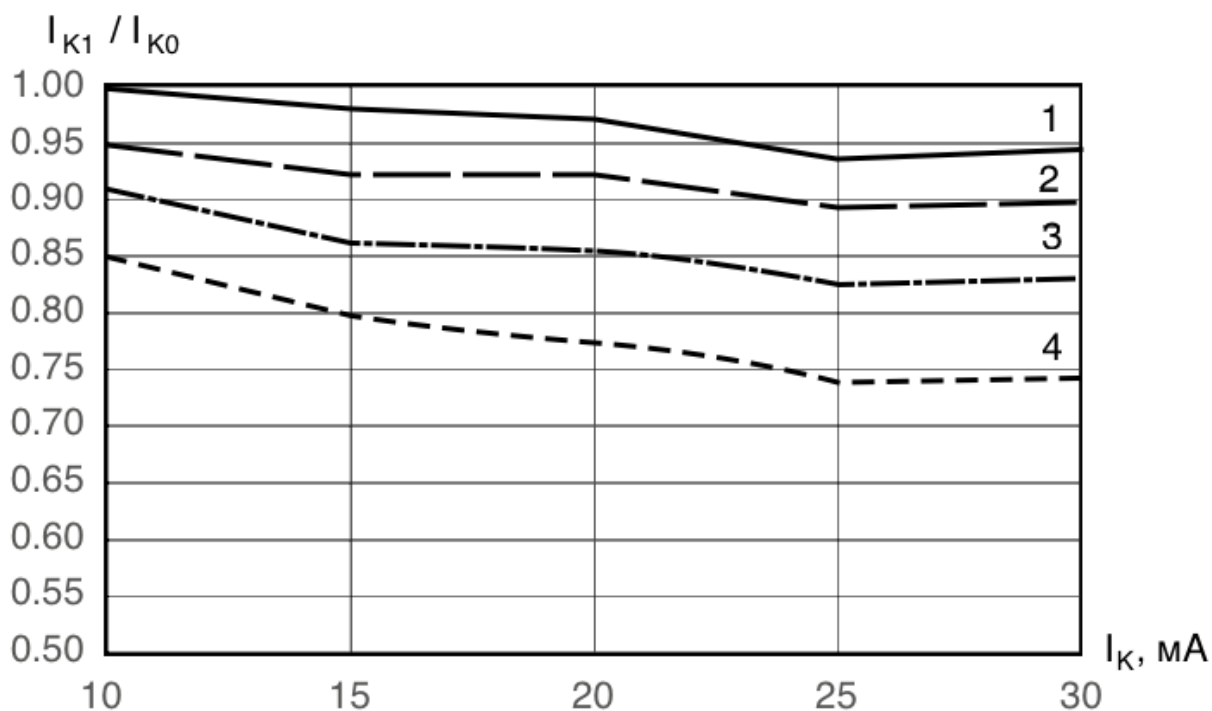
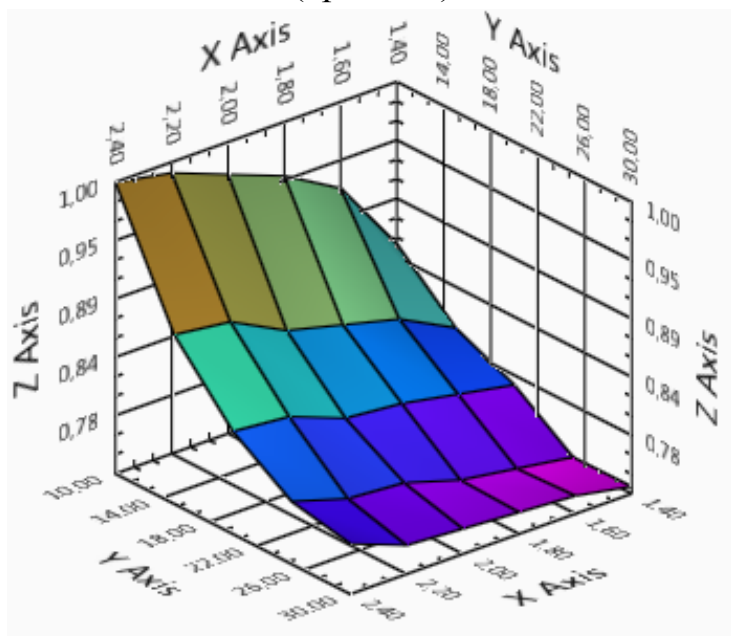


Рисунок 3.15 - Зависимости относительных минимальных значений тока коллектора от тока коллектора при подаче последовательности сверхкоротких импульсов амплитудами 25 В (кривая 1), 36 В (кривая 2), 51 В (кривая 3), 73 В (кривая 4) и частотой следования 100 кГц.



Ось X – значения напряжения коллектор-эмиттер
 Ось Y – значения постоянного тока коллектора
 Ось Z – относительные минимальные значения тока коллектора во время воздействия СКИ

Рисунок 3.16 - Зависимость относительных минимальных значений тока коллектора во время воздействия СКИ (отложены по оси Z) от напряжения коллектор-эмиттер (ось X) и режима по постоянному току коллектора (ось Y).

3.4 Воздействие последовательности СКИ на вход МШУ при различных температурах окружающей среды

Выставив необходимую температуру, на исследуемый образец подается импульсная последовательность. В эксперименте использовалась последовательность с амплитудой 80 В и частотой следования 100кГц. Затем последовательность видеоимпульсов с генератора СКИ подается на вход испытательного модуля. С помощью программы LabView считываются значения выходного напряжения и записываются в файл. Для получения значения выходного тока, пересчитывалось значение напряжение на резисторе на выходе цепи испытательного модуля. Полученные результаты обрабатываются и выводятся временные зависимости выходного тока при подаче СКИ (рисунок 3.17). Минимум тока коллектора достигается не непосредственно после первого импульса, а спустя некоторое время прохождения серии и в дальнейшем не уменьшается. Таким образом, после достижения током минимального значения, дальнейшее воздействие не имеет смысла.

Цель экспериментального исследования заключается в получении температурных зависимостей выходного тока во время воздействия СКИ.

Результаты представлены в виде графиков. На рисунках 3.18-3.20 представлены зависимости различных значений тока от температуры при наличии воздействия СКИ.

При температурах ниже -50°C минимальные значения тока коллектора значительно меньше, чем при комнатной температуре. Это говорит о том, что в условиях низких температур устройства более подвержены воздействию импульсных помех, выходной ток транзисторов уменьшается значительно сильнее относительно начального значения, чем при температурах от -25°C до 25°C . Эти температуры соответствуют среднему температурному диапазону, изменяющемуся в течение года в России.

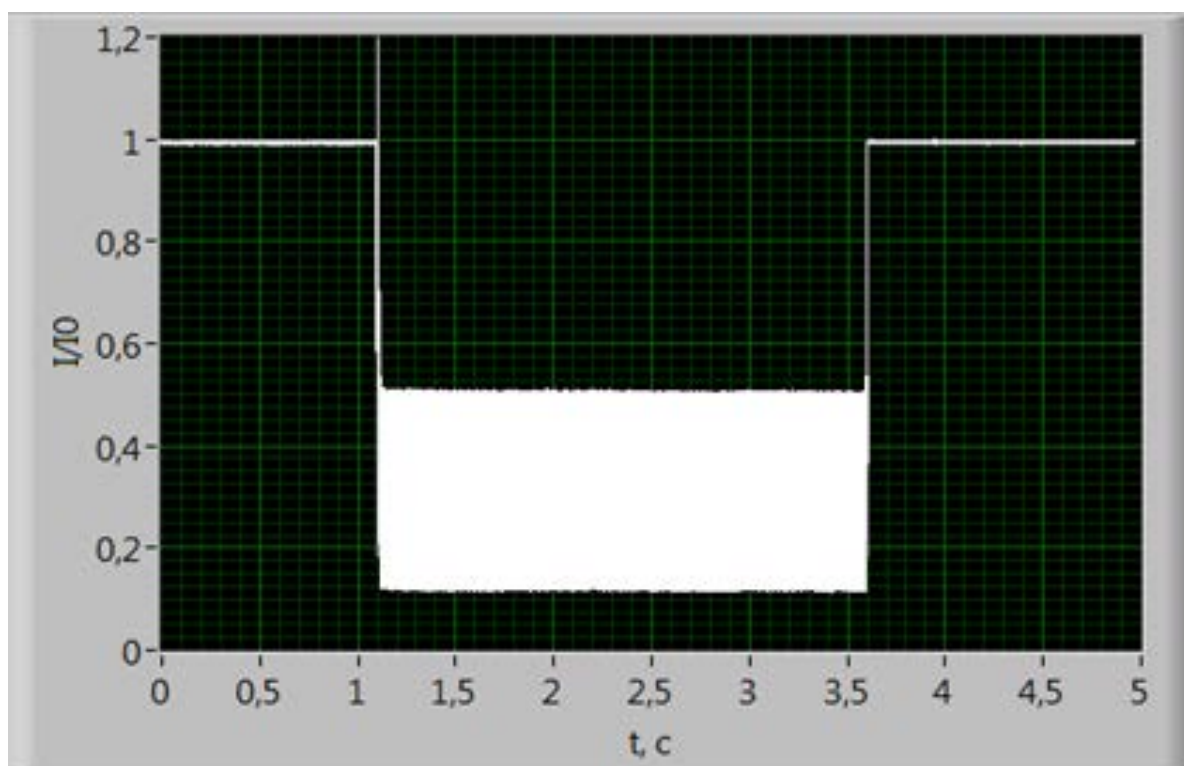


Рисунок 3.17 - Временная зависимость выходного тока при подаче СКИ

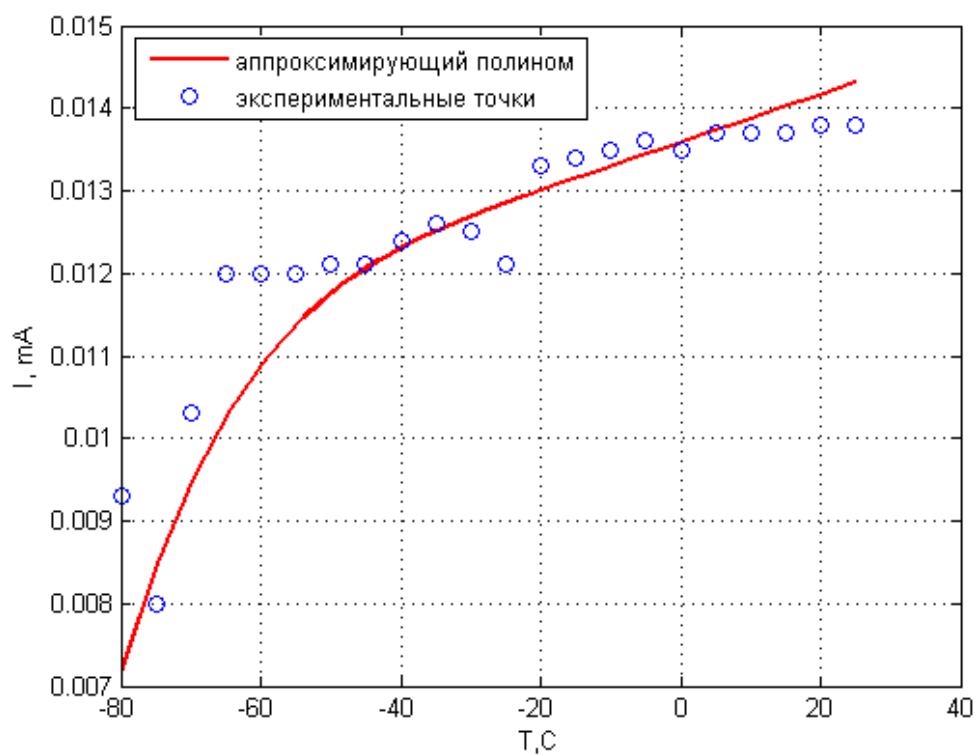


Рисунок 3.18 - Температурная зависимость минимальных значений тока коллектора

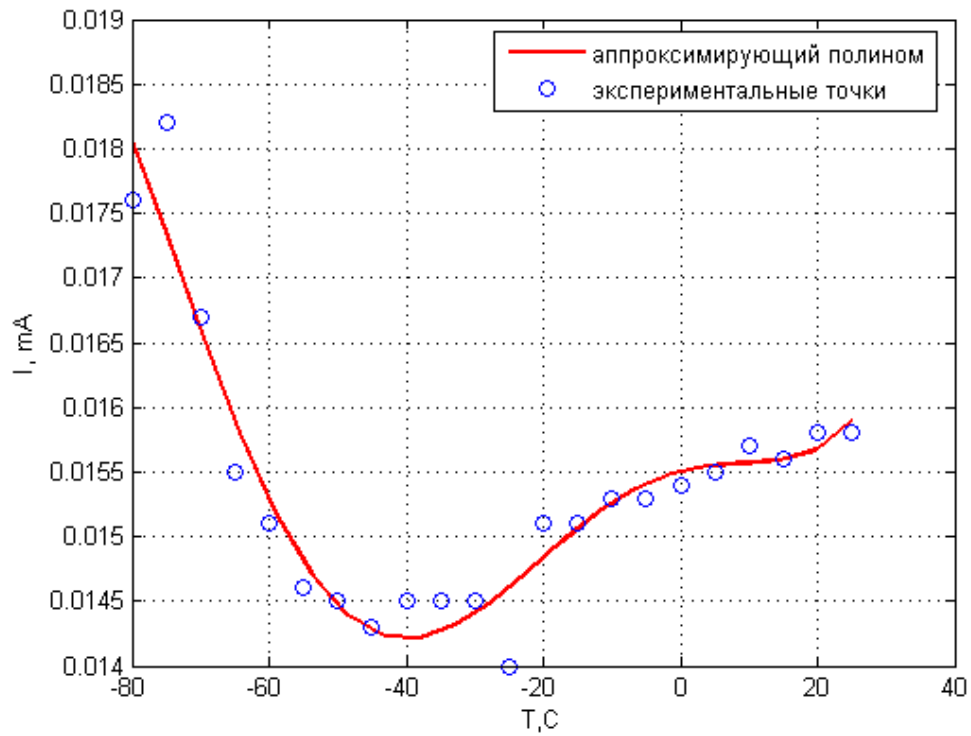


Рисунок 3.19 - Температурная зависимость максимальных значений тока коллектора

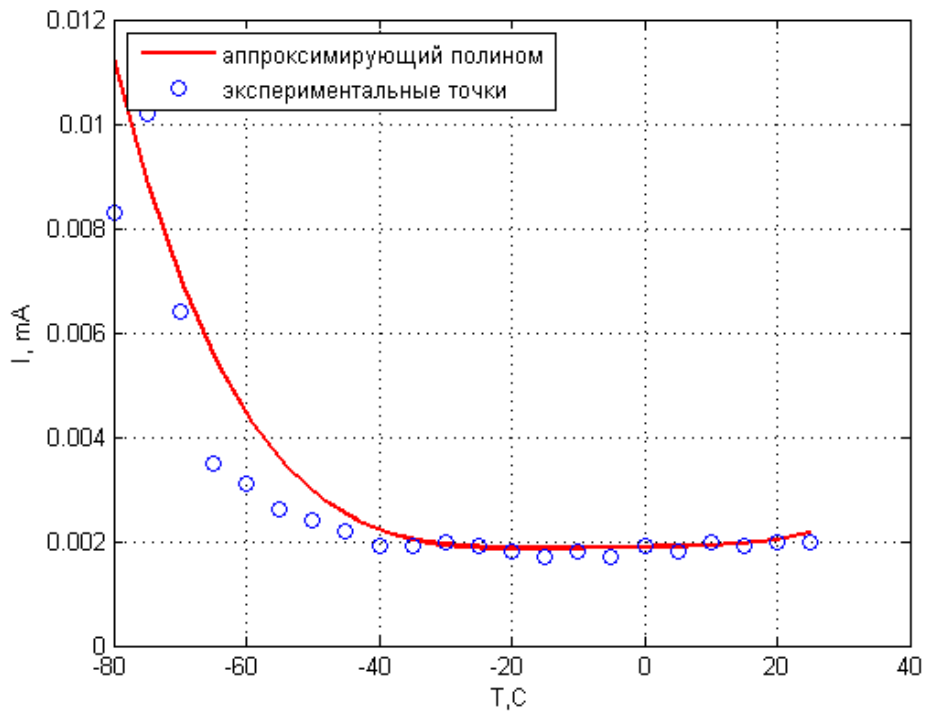


Рисунок 3.20 - Температурная зависимость разностных значений тока коллектора

При температурах выше -50°C падение выходного тока уменьшается.

Анализ таких работ как [15,16,17,18] дает возможность предположить, что полученные зависимости выходного тока связаны с параметрами SiGe сплава и Si, такими как подвижность носителей и электропроводность. В свою очередь, при низких температурах, электропроводность определяется подвижностью носителей [19]. Подвижность носителей уменьшается с ростом температуры, чем можно объяснить зависимость на рисунке 3.20. При низких температурах подвижность выше, таким образом, носители быстрее реагируют на воздействия внешнего поля импульса, и ток сильнее проседает, но до прихода следующего импульса успевает восстановиться до более высоких значений, чем при температурах выше -50°C . Этим же можно объяснить зависимость на рисунке 3.18. Так как отклик на внешнее поле уменьшается с ростом температуры, минимальное значение тока увеличивается.

Температурная зависимость 3.19 так же соответствует предположению о влиянии подвижности носителей на ток. Из графиков в [4], можно предположить, что возрастание максимального тока при температурах выше -40°C может быть связано с механизмами проводимости примесной или собственной.

Из представленных графиков следует, что при низких температурах эффекты воздействия СКИ проявляются сильнее. Это обусловлено физикой процессов, протекающих внутри полупроводникового материала и влиянием температуры на его параметры.

Проведенные экспериментальные исследования позволяют говорить о сильной температурной зависимости параметров ГБТ под воздействием последовательности сверхкоротких видеоимпульсов. Степень этого воздействия существенно возрастает при низких температурах. С уменьшением температуры во время воздействия импульсной серии среднее значение тока коллектора транзистора падает сильнее. Вероятнее всего подобная зависимость определяется различными значениями подвижности носителей в полупроводнике при разных температурах.

Выводы

1. Разработана методика проведения экспериментальных исследований обратимой деградации ГБТ в составе малошумящего усилителя под действием сверхкоротких импульсных электроперегрузок.

2. Проведенное экспериментальное исследование статических характеристик ГБТ под действием импульсных помех субнаносекундной длительности показано, что эффекты обратимой деградации зависят от режима работы ГБТ.

3. Результаты проведенного экспериментального исследования работы МШУ на базе ГБТ под действием СКИ в широком диапазоне температур окружающей среды позволили подтвердить предположения о физической интерпретации обратимых отказов ГБТ.

4. Выработаны рекомендации по выбору режима работы ГБТ с точки зрения минимизации влияния СКИ на его статические характеристики.

ГЛАВА 4. ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ НА БАЗЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТРОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ В УСЛОВИИ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Качество работы любого современного приемника в составе систем обработки сигналов напрямую зависит от характеристик радиоприемного тракта, основными элементами которого обычно являются антенна и малошумящий усилитель (МШУ). В твердотельных приемниках сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона в качестве активных элементов МШУ в основном используются несколько типов приборов: биполярные транзисторы с гетеропереходом, транзисторы с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ), полевые транзисторы с затвором Шоттки. Выбор обусловлен в первую очередь низким уровнем собственных шумов. В то же время приборы данных типов являются маломощными и рассчитаны на сравнительно небольшие уровни входного сигнала, с чем связана их уязвимость к действию помех. Помехи могут приводить к различным последствиям, которые в общем случае можно разделить на обратимые и необратимые нарушения (отказы) в работе приборов. Наибольший интерес представляют обратимые отказы, при которых работа устройства восстанавливается сразу или в течение некоторого времени после окончания действия помех [32-46]. Также необходимо отметить, что обратимые отказы могут возникать при действии помех, мощность которых сравнима с мощностью полезного сигнала.

При разработке МШУ необходимо учитывать требования электромагнитной совместимости в условиях помех [47-54], которые будут поступать на вход радиоприемного тракта устройства. Анализируя вид возможных помех недостаточно рассматривать только гармонические и модулированные сигналы, которые не попадают в пределы полосы пропускания усилителя. В настоящее время, в связи с развитием новых технологий, большую применимость находят

различные типы видео- и радиоимпульсных помех. Причем такие помехи могут иметь относительно малую длительность и большую по величине амплитуду по сравнению с традиционными помехами. В связи с перспективой использования сверхширокополосных устройств и отсутствием стандартов по электромагнитной совместимости (ЭМС) в настоящее время исследование влияния импульсных помех представляется актуальной задачей. В работах [32–46] рассматривается воздействие преднамеренных и непреднамеренных импульсных помех на характеристики МШУ СВЧ диапазона. Отмечается, что импульсное воздействие приводит к временному уменьшению (деградации) выходного тока активного элемента, а, следовательно, и к уменьшению коэффициента усиления. При этом эффект обладает последействием, а время деградации не ограничивается временем воздействия.

В работе [45] были предложены новые характеристики оценки ЭМС малошумящего усилителя при воздействии импульсных помех, а также рассмотрена методика их измерения. В этой работе проводится аналогия с верхней границей динамического диапазона (ВГДД) по блокированию для непрерывной гармонической помехи, и вводятся величины, позволяющие количественно оценить эффекты обратимой деградации. Это коэффициент обратимой деградации $K_{Од}$, который измеряется как отношение значений мощности полезного сигнала $P_{Вых}$ на выходе усилителя в присутствии помехи и без нее. Вторая величина - это верхняя граница динамического диапазона по обратимой деградации $D_{Од}$, значение которой равно средней мощности последовательности сверхкоротких видеоимпульсов, при подаче которой на вход МШУ мощность сигнала на его выходе снижается на установленную величину (1 дБ или 3 дБ). С точки зрения принятой терминологии классической теории ЭМС понятия коэффициента обратимой деградации и верхней границы динамического диапазона по обратимой деградации являются допустимыми [63,64] и могут использоваться для характеристики действия импульсных помех.

На сегодняшний день исследованию ЭМС ГБТ при воздействии импульсных помех уделено недостаточное внимание, не смотря на то, что они

часто применяются в качестве активных элементов входных МШУ. Целью данной работы было исследовать характеристики электромагнитной совместимости ГБТ при воздействии субнаносекундных импульсных помех большой амплитуды.

В данной главе рассматривается задача анализа характеристик электромагнитной совместимости малошумящего усилителя на основе биполярного транзистора с гетеропереходом под воздействием импульсных помех большой амплитуды. Приведены результаты экспериментального исследования работы усилителя в различных режимах. Показано, что помехи в виде импульсов субнаносекундной длительности могут приводить к возникновению обратимых отказов, выражающихся во временном уменьшении коэффициента усиления. По полученным экспериментальным данным произведен расчет основных характеристик электромагнитной совместимости усилителя под действием импульсных помех, – коэффициента обратимой деградации и верхней границы динамического диапазона по обратимой деградации.

В ходе исследования также были получены характеристики усилителя в рамках классической задачи электромагнитной совместимости, а именно: коэффициент блокирования и верхняя граница динамического диапазона по блокированию для различных режимов работы транзистора. На основе проведенного сравнения показано, что выбором режима работы усилителя можно контролировать степень влияния импульсных или непрерывных помех.

4.1 Параметры ЭМС МШУ при гармонических и импульсных помехах

В качестве параметров электромагнитной совместимости МШУ рассматривают верхние границы динамических диапазонов МШУ по каждому из эффектов. Они обозначаются D с индексом, который соответствует каждому конкретному эффекту [63-66], например, $D_{бл}$ – верхняя граница динамического диапазона по блокированию, $D_{инт}$ – верхняя граница динамического диапазона по

интермодуляции. Необходимо отметить, что для малошумящего усилителя не существует понятия нижней границы динамического диапазона динамического диапазона, аналогичного понятию для радиоприемного устройства (РПУ) в целом. Исходя из этого кажется более логичным вместо «верхней границы динамического диапазона» использовать термин «порог восприимчивости к помехе». Однако термин «верхняя граница динамического диапазона» уже стал общепринятым и вошел в ГОСТ [64]. Мы также будем придерживаться данной терминологии.

Верхняя граница динамического диапазона определяется как мощность помехи (для импульсных помех применяется средняя мощность) на входе малошумящего усилителя, которая является допустимой по заранее заданному критерию оценки действия помехи [63-65]. В качестве такого критерия, который определяет верхнюю границу динамического диапазона, можно принять заданную величину параметра, по которому определяется степень проявления рассматриваемого эффекта. Например, критерием определения верхней границы динамического диапазона по блокированию $D_{\text{бл}}$ является допустимая величина коэффициента блокирования $K_{\text{бл.доп}}$, критерием определения верхней границы динамического диапазона по перекрестной амплитудно-фазовой конверсии (ПАФК) $D_{\Delta\varphi}$ является допустимая величина фазового сдвига полезного сигнала в условиях действия помехи $\Delta\varphi_{\text{доп}}$ и так далее. В тоже время критерием для определения верхней границы динамического диапазона по интермодуляции $D_{\text{инт}}$ не может служить абсолютная величина допустимого уровня интермодуляционного сигнала $P_{\text{инт}}$.

Действительно, при решении вопроса о критерии для определения верхней границы динамического диапазона по интермодуляции $D_{\text{инт}}$ следует исходить из того, что общепринятым критерием для определения аналогичного параметра для радиоприемника является допустимая величина коэффициента интермодуляции $K_{\text{инт.доп}}$. Допустим, что интермодуляционный сигнал порядка $|n| + |m|$ в приемнике образуется только в МШУ. Известно, что в условиях достаточно

малого уровня помех мощность этого сигнала на выходе МШУ может быть записана как

$$P_{n,m} = \alpha_{n,m} P_{\text{вх.пом}}^{|n|+|m|},$$

Где $\alpha_{n,m}$ – некоторый постоянный коэффициент пропорциональности, а $P_{\text{вх.пом}} = P_{\text{вх.пом}1} = P_{\text{вх.пом}2}$ – мощность каждой из двух помех на входе МШУ при условии, что они одинаковы. Тогда, как нетрудно показать, связь между верхними границами динамического диапазона по интермодуляции порядка $|n| + |m|$ для приемника $D_{\text{инт}}^{\text{ПР}}$ и МШУ $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$ будет выражена соотношением

$$D_{\text{инт}}^{\text{ПР}} = D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}} \left(\frac{K_{\text{инт.дон}} \cdot P_{\text{пор}}}{\frac{P_{n,m \text{ дон}}}{K_y^{\text{МШУ}}}} \right)^{\frac{1}{|n|+|m|}},$$

Где $K_y^{\text{МШУ}}$ – коэффициент усиления МШУ на фиксированной частоте, $P_{\text{пор}}$ – пороговая мощность входного сигнала, соответствующая чувствительности приемника. Видно, что если в качестве критерия определения $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$ взять абсолютное значение мощности интермодуляционного сигнала на выходе МШУ, то два усилителя, имеющие одинаковые $P_{n,m \text{ дон}}$, но разные коэффициенты усиления $K_y^{\text{МШУ}}$, обеспечивают разные величины $D_{\text{инт}}^{\text{ПР}}$ для приемника. Таким образом, сравнение двух МШУ по величинам $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$, определенным с помощью критерия $P_{n,m \text{ дон}}$, с точки зрения РПУ не корректно. Связь между $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$ и $D_{\text{инт}}^{\text{ПР}}$ становится однозначной, если в качестве критерия для определения $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$ взять допустимую величину мощности интермодуляционного сигнала, приведенную ко входу МШУ:

$$\tilde{P}_{n,m} = \frac{P_{n,m}}{K_y^{\text{МШУ}}}$$

данный критерий для определения $D_{\text{инт}}^{\text{МШУ}}$ зафиксирован в стандарте [28].

Аналогично в качестве критерия для определения верхней границы динамического диапазона МШУ по образованию второй гармоники D_2 следует использовать допустимую величину мощности гармоники на выходе МШУ, приведенную к его входу:

$$\tilde{P}_2 = \frac{P_2}{K_y^{МШУ}}.$$

Использование такого критерия имеет смысл, если для количественной характеристики эффекта образования второй гармоники для радиоприемника в целом используется коэффициент:

$$K_2 = 10 \frac{P_{2вых}}{P_{пор} \cdot K_y}.$$

Государственным стандартом [64], принятым для МШУ диапазона 1...18 ГГц, определены только три основных параметра ЭМС: верхние границы динамических диапазонов по блокированию усиления $D_{бл}$, по блокированию шумов $D_{ш}$ и по интермодуляции третьего порядка вида $2f_1 - f_2$ $D_{инт}$. Численные значения этих параметров ЭМС установлены по следующим критериям допустимого воздействия помех:

$$K_{бл.дон} = -3 \text{ дБ},$$

$$\mu_{дон} = 1 \text{ дБ для МШУ с коэффициентом шума } F > 3 \text{ дБ};$$

$$\mu_{дон} = 0.5 \text{ дБ для МШУ с } F \leq 3 \text{ дБ};$$

$$\tilde{P}_{21дон} = -110 \text{ дБВт}.$$

ГОСТом дано право разработчикам МШУ устанавливать свой перечень контролируемых параметров ЭМС и их допустимые значения в зависимости от технических характеристик и области применения разрабатываемого МШУ.

Коэффициент обратимой деградации.

Одним из основных эффектов, определяющих помехозащищенность МШУ и рассматриваемых в рамках проблемы ЭМС, является блокирование по усилению, характеризуемое коэффициентом блокирования:

$$K_{бл} = 10 \lg \left(\frac{K_y \Big|_{P_{пом} \neq 0}}{K_y \Big|_{P_{пом} = 0}} \right) [dB],$$

где $K_y \Big|_{P_{пом} = 0}$ – коэффициент усиления МШУ в отсутствии помехи, $K_y \Big|_{P_{пом} \neq 0}$ – коэффициент усиления МШУ в присутствии помехи [63-65].

Следует заметить, что явление обратимой деградации, наблюдаемое в эксперименте, не подходит под определение блокирования по усилению в виду того, что:

при блокировании по усилению изменение сигнала сохраняется постоянным при воздействии помехи, а при обратимой деградации – меняет величину;

после прекращения действия помехи при блокировании прежний уровень сигнала восстанавливается сразу, а при обратимой деградации время восстановления может достигать величины от нескольких минут до нескольких часов, в зависимости от энергетики импульсов;

блокирование объясняется нелинейностью характеристик транзистора, а обратимая деградация – влиянием глубоких энергетических уровней в полупроводниковой структуре транзистора.

Таким образом, обратимая деградация не может характеризоваться и коэффициентом блокирования по усилению. Следовательно, необходимо введение нового параметра, который адекватно характеризовали бы явление обратимой деградации [42-44].

Представляется естественным определить коэффициент обратимой деградации аналогично коэффициенту блокирования, учтя выше названные отличия зависимостью от времени:

$$K_{\delta}(t) \equiv 10 \lg \left(\frac{K_y(t) \Big|_{P_{\text{пом}} \neq 0}}{K_y \Big|_{P_{\text{пом}} = 0}} \right) [dB],$$

где $K_y \Big|_{P_{\text{пом}} = 0}$ – коэффициент усиления в отсутствие помехи, $K_y(t) \Big|_{P_{\text{пом}} \neq 0}$ – коэффициент усиления в присутствии помехи. При этом минимально допустимым значением для $K_{\delta}(t)$, по аналогии с блокированием, предложено считать $K_{\delta \text{дон}} = -3 \text{ dB}$. Величина времени отказа, в течение которого $K_{\delta}(t) < -3 \text{ dB}$ [41-44], также может быть использована для оценки эффектов обратимой деградации малошумящего усилителя.

4.2 Экспериментальное исследование ЭМС МШУ при воздействии СКИ помех

Рассмотрим алгоритм измерения величин $K_{\text{од}}$ и $D_{\text{од}}$, а также результаты, полученные в ходе эксперимента. На рисунке 4.1 представлена блок-схема автоматизированного измерительного комплекса на базе программно-аппаратной платформы PXI National Instruments, с помощью которой реализуется методика измерения характеристик электромагнитной совместимости МШУ при воздействии импульсной последовательности. Установка предусматривает возможность воздействия на входные и выходные цепи МШУ последовательностей видеоимпульсов различной полярности, амплитуды, длительности и частоты повторения. Контролируемой величиной является коэффициент усиления. Деграция транзистора в результате импульсного воздействия оценивается по изменению выходного коэффициента усиления относительно первоначального значения. При использовании периодических испытательных импульсов наиболее удобной контролируемой величиной является средняя по времени величина коэффициента усиления в межимпульсных промежутках.

В качестве объектов исследования были выбраны SiGe ГБТ BFP640, как одни из наиболее часто используемых приборов в составе МШУ СВЧ диапазона. Для включения транзистора в малощумящий усилитель используется типовая схема с общим эмиттером.

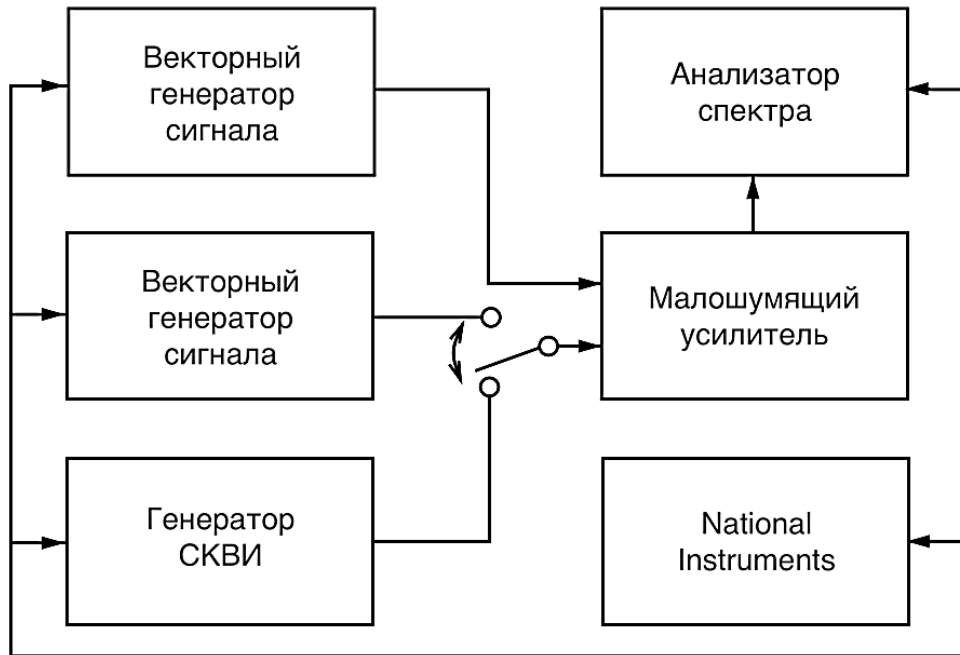


Рисунок 4.1 - Блок-схема эксперимента

В ходе эксперимента предварительно измеряются S-параметры МШУ для различных режимов работы, чтобы определить рабочую полосу частот, а также напряжение питания и ток базы, при которых коэффициент усиления будет максимальным.

Для проведения измерений коэффициента усиления МШУ под действием помех в качестве полезного сигнала используется гармонический сигнал, который подается с выхода генератора Keysight N5172B. Регистрация значений мощности полезного сигнала на входе и выходе МШУ производится с помощью измерительного приемника, в качестве которого выступает анализатор спектра Agilent Technologies N9010A. Генератор полезного сигнала и анализатор спектра через интерфейс Ethernet сопряжены с измерительной платформой National Instruments.

Алгоритм проведения эксперимента заключается в следующем. На вход МШУ помимо полезного сигнала подается последовательность сверхкоротких видеоимпульсов. Время, в течение которого проводятся измерения, включает в себя время воздействия последовательности СКИ и время, необходимое на восстановление функциональных характеристик ГБТ после прекращения воздействия. Цикл измерений повторяется для заданного набора амплитуд СКИ и заранее заданных режимов работы усилителя. Накопленные в ходе измерений данные используются разработанным программным обеспечением, которое рассчитывает требуемые характеристики электромагнитной совместимости, а именно коэффициент обратимой деградации, как разность мощностей полезного сигнала во время воздействия и без него; и верхнюю границу динамического диапазона по обратимой деградации (рисунки 4.2 – 4.5).

На рисунке 4.2 приведены измеренные зависимости коэффициента обратимой деградации от времени $K_{Од}(t)$ при различных значениях средней мощности импульсного воздействия ($P_1 < P_2 < P_3$).

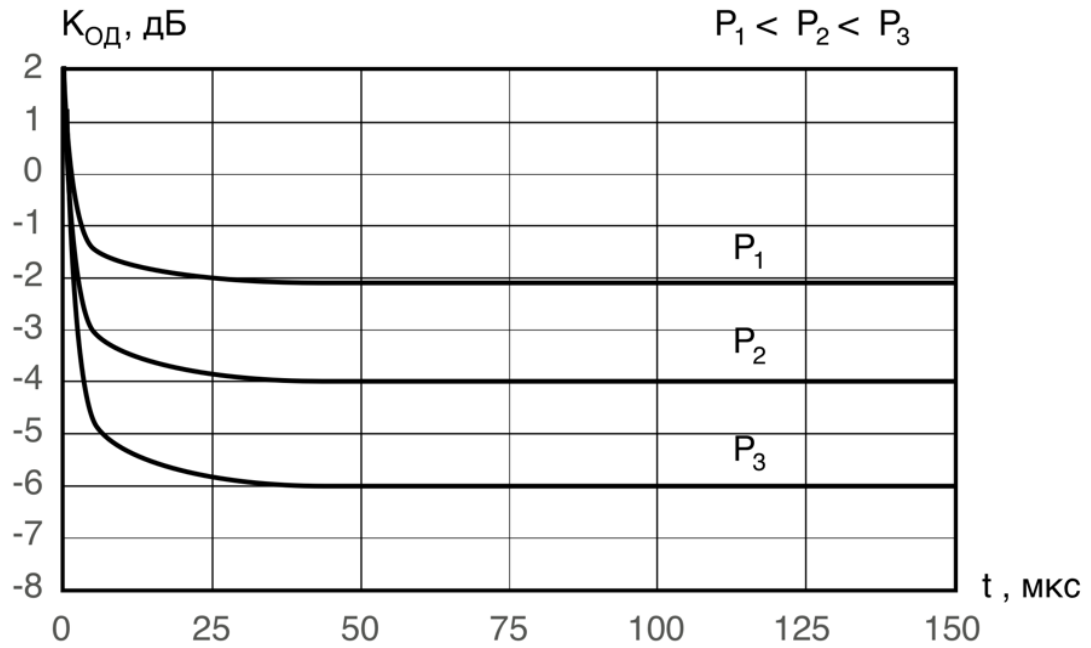


Рисунок 4.2 - Зависимость коэффициента обратимой деградации от времени при воздействии последовательности СКИ

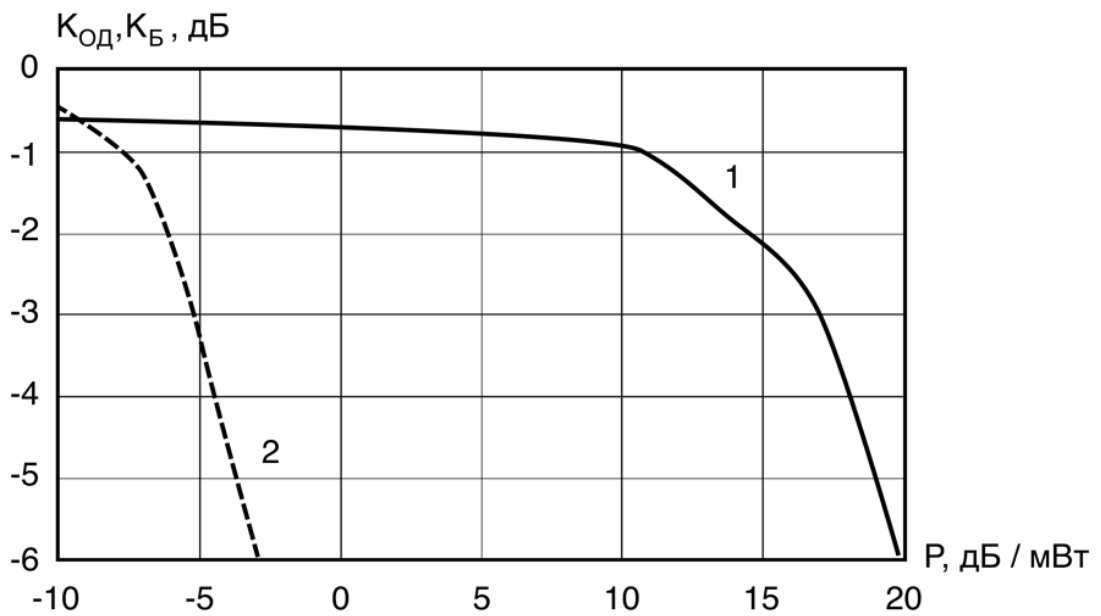


Рисунок 4.3 - Зависимости коэффициентов обратимой деградации и блокирования от средней мощности помехи

После подачи на вход усилителя включения серии СКИ, мощность на частоте полезного сигнала на выходе МШУ резко падает (в течение нескольких первых видеоимпульсов), затем его значение устанавливается и далее не меняется в течение всего времени воздействия.

На рисунке 4.3 для одного и того же режима работы транзистора приведены измеренные зависимости коэффициента обратимой деградации от средней мощности импульсной помехи и коэффициента блокирования от средней мощности гармонической помехи. Кривые построены в одних координатах для возможности сравнения эффектов воздействия различного типа помех. Кривая 1 построена для воздействия серии видеоимпульсов на вход модуля МШУ со следующими параметрами: частота следования 100 кГц и амплитуда, которая изменяется в диапазоне от 26В до 73В. Средняя мощность помехи откладывается по оси абсцисс. Ее значения рассчитывались как энергия одного импульса, помноженная на количество импульсов в секунду.

Зависимости $K_{\text{Од}}$ ($P_{\text{СКИ}}$) позволяют определить значение средней мощности импульсной серии, при которой коэффициент обратимой деградации равняется – 3 дБ. Это значение мощности помехи соответствует значению верхней границы динамического диапазона по обратимой деградации ($D_{\text{Од}}$), которое и будет характеризовать действие последовательности СКИ.

Все измерения величины $D_{\text{Од}}$ проводятся для двух наборов режимов работы транзистора. В первом случае, рабочий режим транзистора задается по току коллектора при фиксированном напряжении коллектор-эмиттер. Контролируя напряжение база-эмиттер, значения тока коллектора выбираются в диапазоне от 10мА до 30мА, что соответствует значениям коэффициента усиления от 16,8дВ до 18,55дВ. Во втором случае, при фиксированном токе коллектора задаются значения напряжения коллектор-эмиттер от 1,4В до 2,4В. При этом изменение коэффициента усиления незначительно.

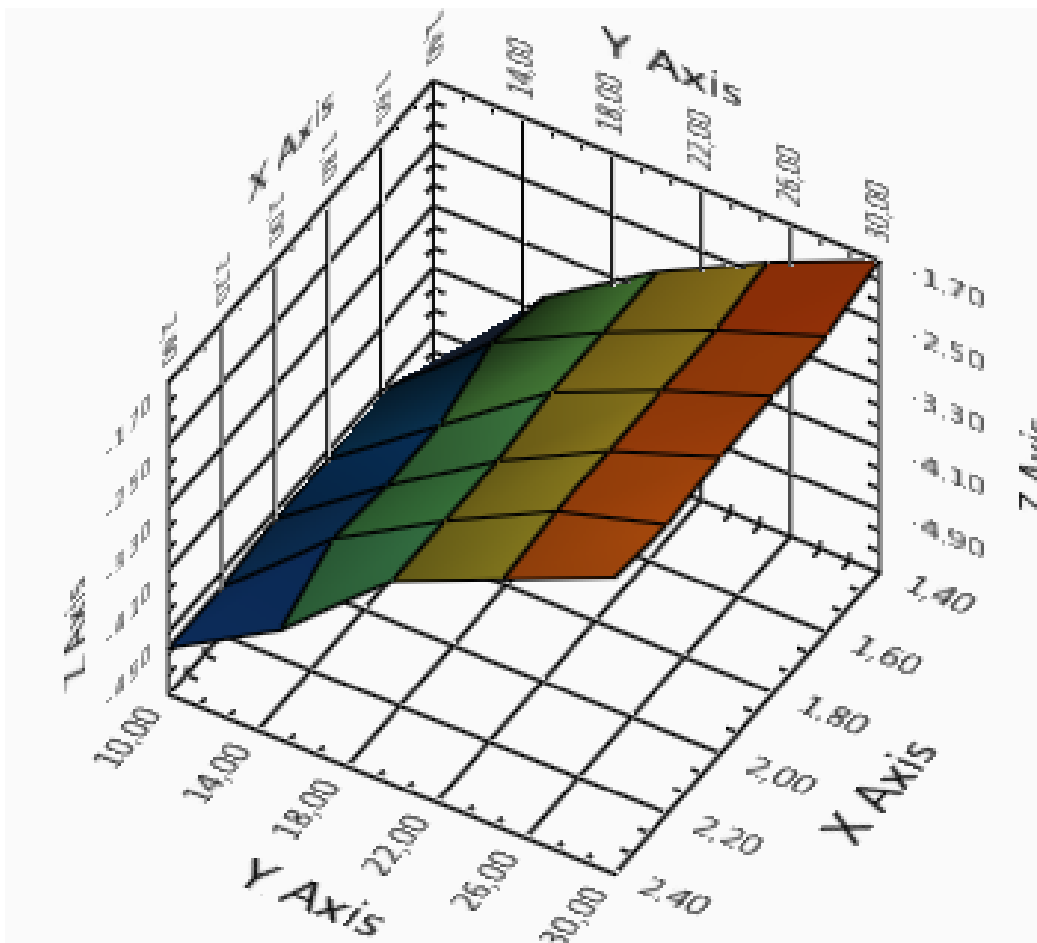
Зависимость ВГДД от тока коллектора транзистора показана на рисунке 4.5 (кривая 1). С точки зрения ЭМС, при увеличении тока коллектора требуется большая мощность последовательности СКИ, для наступления обратимой

деградации МШУ на основе исследуемого транзистора. Таким образом, можно произвести выбор режима работы по току коллектора транзистора с целью уменьшения влияния импульсной помехи.

При фиксированном токе коллектора изменение значения напряжения коллектор-эмиттер не влияет на $D_{од}(U_{кэ})$, что представлено на рисунке 4.6 (кривая 1).

Для упрощения выбора режима работы МШУ при воздействии СКИ с точки зрения повышения помехоустойчивости была построена трехмерная зависимость коэффициента обратимой деградации от напряжения коллектор-эмиттер и режима по постоянному току коллектора (рисунок 4.4). Чем больше значение этого коэффициента тем более устойчивым будет МШУ к действию таких помех.

Для сравнения в соответствии с классической теорией ЭМС РЭС были проведены испытания МШУ на воздействие гармонической помехи. Режимы работы ГБТ и частота полезного сигнала выбирались такие же, как в эксперименте для воздействия последовательности СКИ. Схема эксперимента показана на рисунке 4.1. Генератор СВЧ Keysight N5172B формирует гармонический сигнал, используемый в качестве полезного, второй генератор СВЧ Keysight N5172B — гармонический сигнал, используемый в роли помехи. Частота этой гармонической помехи выбрана таким образом, что бы не попадала в основной и побочный каналы приема и близка к частоте полезного сигнала. Полезный сигнал и помеха подаются на вход МШУ, а на его выходе подключается анализатор спектра в качестве измерительного приемника, настроенного на частоту полезного сигнала. Измерения коэффициента блокирования для каждого из режимов работы ПТШ производятся при неизменной мощности полезного сигнала на входе МШУ и для различных значений мощности помехи.



Ось X –
значения
напряжения
коллектор-
эмиттер
Ось Y –
значения
постоянного
тока
коллектора
Ось Z –
значения
коэффициента
обратимой
деградации
МШУ

Рисунок 4.4 - Зависимость коэффициента обратимой деградации от напряжения коллектор-эмиттер (ось X) и режима по постоянному току коллектора (ось Y).

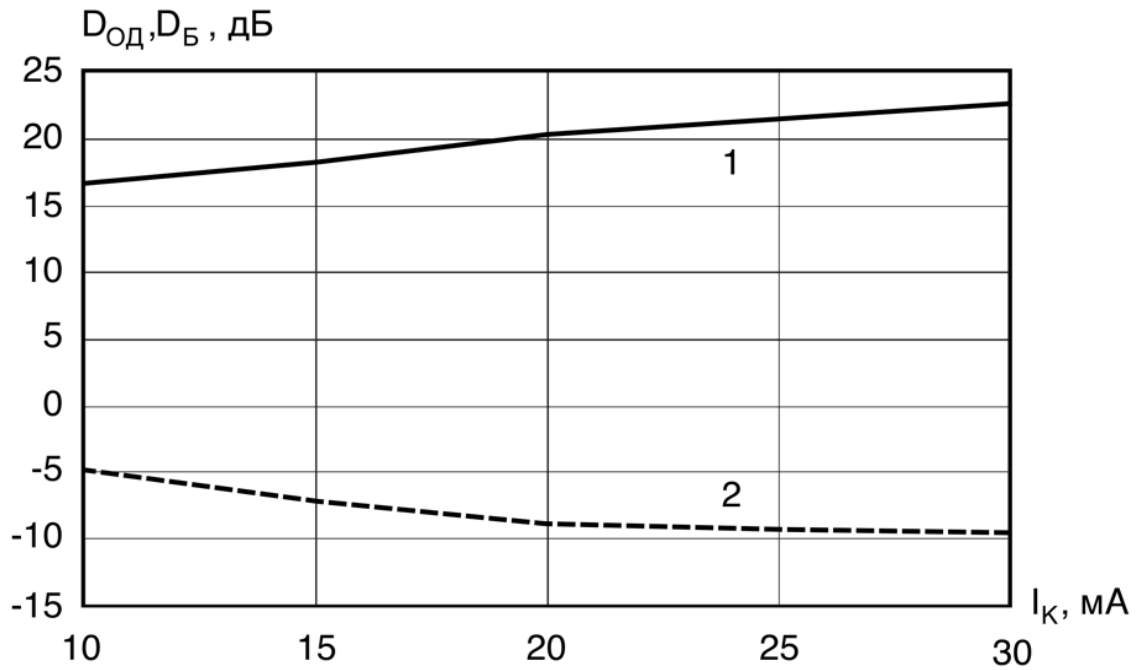


Рисунок 4.5 - Зависимость ВГДД по обратимой деградации и по блокированию от тока коллектора

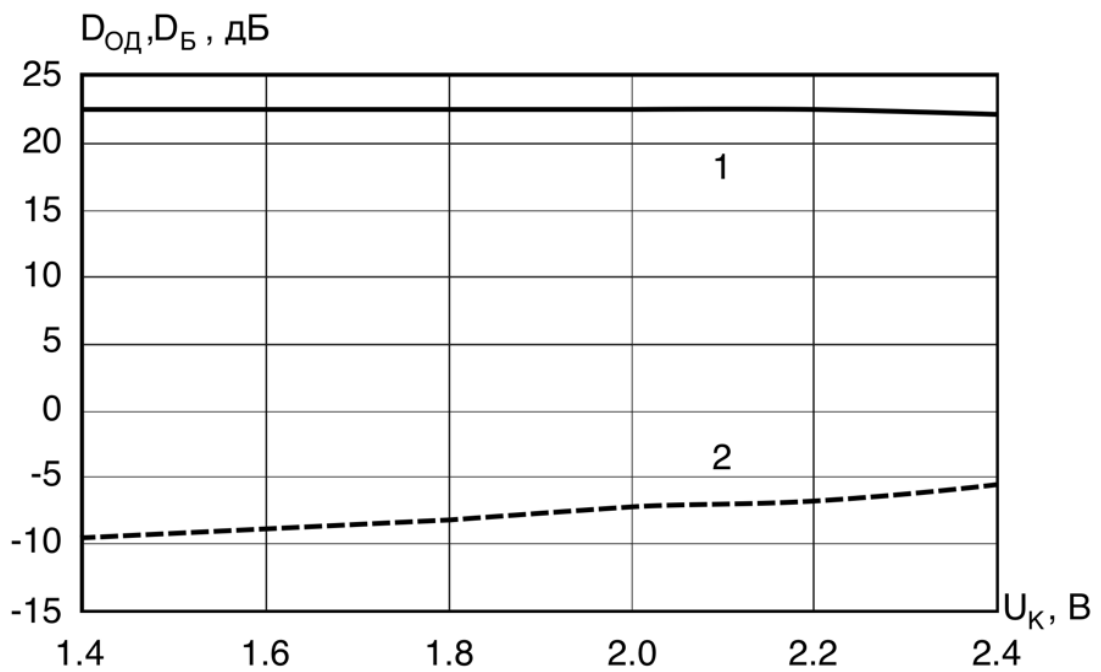


Рисунок 4.6 - Зависимость ВГДД по обратимой деградации и по блокированию от напряжения коллектор-эмиттер

Кривая 2 на рисунке 4.2 характеризует зависимость коэффициента блокирования от мощности гармонической помехи. Видно, что в случае действия последовательности СКИ, необходима значительно бóльшая средняя мощность помехи по сравнению с гармонической для снижения уровня полезного сигнала на выходе МШУ на 3 дБ.

Измерения ВГДД (D_B) по блокированию производились для тех же режимов, что и в случае воздействия импульсной помехи. Зависимости D_B от тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер представлены на рисунках 4.5 и 4.6 соответственно (кривая 2). Видно, что при увеличении тока коллектора ВГДД по блокированию уменьшается, и, следовательно, влияние гармонических помех увеличивается. Это связано с увеличением коэффициента усиления и уменьшением динамического диапазона МШУ по блокированию [4,44-46].

С увеличением напряжения коллектор-эмиттер величина D_B растет, что означает снижение влияния гармонической помехи.

Таким образом, для выбора режима работы МШУ в условиях действия серии СКИ измерены следующие характеристики ЭМС: коэффициент обратимой деградации $K_{Од}$ и верхняя граница динамического диапазона по обратимой деградации $D_{Од}$. Для этого был разработан автоматизированный аппаратно-программный измерительный комплекс, при помощи которого возможно проводить испытания МШУ при воздействии последовательностей СКИ и гармонических помех.

При решении практических задач режим работы усилителей на основе биполярных транзисторов с гетеропереходом выбирается исходя из необходимых требований по коэффициенту усиления и динамическому диапазону. Увеличение коэффициента усиления можно достичь установкой бóльших значений тока коллектора. Динамический диапазон зависит в большей степени от выбора напряжения коллектор-эмиттер.

В ходе экспериментального исследования показано, что выбор напряжения коллектор-эмиттер влияет лишь на степень воздействия гармонической помехи. С

другой стороны, если действие импульсных помех имеет большее значение, то необходимо выбирать максимально возможные значения тока коллектора.

Выводы

1. Экспериментально измерены параметры электромагнитной совместимости МШУ под действием сверхкоротких импульсных помех.
2. Показано, что коэффициент обратной деградации зависит от режима работы по току коллектора и практически не имеет зависимости от напряжения питания в допустимом рабочем диапазоне.
3. Проведен сравнительный анализ эффектов воздействия импульсных и гармонических внеполосных помех на малошумящий усилитель на основе биполярного транзистора с гетеропереходом.
4. Выработаны рекомендации по выбору режима работы с точки зрения помехоустойчивости и стабильного функционирования МШУ в зависимости от вида помехи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. По результатам проведенного теоретического исследования работы биполярных транзисторов с гетеропереходом дана физическая интерпретация явлениям, возникающим при их работе в составе малошумящего усилителя в условиях воздействия мощных импульсных помех сверхкороткой длительности.

2. Приведенные аналитические выражения позволяют дать качественное объяснение эффектам воздействия сверхкоротких импульсов на динамику носителей заряда в полупроводниковой структуре ГБТ.

3. Проведен анализ влияния температуры окружающей среды на проявление эффектов обратимой деградации ГБТ под действием СКИ.

4. Разработаны алгоритмы автоматизации экспериментального исследования эффектов обратимой деградации ГБТ под действием СКИ.

5. Разработана аппаратная платформа для проведения экспериментальных исследований работы малошумящего усилителя на основе ГБТ в условиях сверхкоротких электроперегрузок.

6. Разработана программная реализация алгоритмов автоматизации экспериментальных измерений и обработки их результатов.

7. Разработана методика проведения экспериментальных исследований обратимой деградации ГБТ в составе малошумящего усилителя под действием сверхкоротких импульсных электроперегрузок.

8. Проведенное экспериментальное исследование статических характеристик ГБТ под действием импульсных помех субнаносекундной длительности показано, что эффекты обратимой деградации зависят от режима работы ГБТ.

9. Результаты проведенного экспериментального исследования работы МШУ на базе ГБТ под действием СКИ в широком диапазоне температур окружающей среды позволили подтвердить предположения о физической интерпретации обратимых отказов ГБТ.

10. Выработаны рекомендации по выбору режима работы ГБТ с точки зрения минимизации влияния СКИ на его статические характеристики.
11. Экспериментально измерены параметры электромагнитной совместимости МШУ под действием сверхкоротких импульсных помех.
12. Показано, что коэффициент обратимой деградации зависит от режима работы по току коллектора и практически не имеет зависимости от напряжения питания в допустимом рабочем диапазоне.
13. Проведен сравнительный анализ эффектов воздействия импульсных и гармонических внеполосных помех на малошумящий усилитель на основе биполярного транзистора с гетеропереходом.
14. Выработаны рекомендации по выбору режима работы с точки зрения помехоустойчивости и стабильного функционирования МШУ в зависимости от вида помехи.

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АИК – автоматизированный измерительный комплекс
- ГБТ, БТГП, НВТ – биполярный транзистор с гетеропереходом
- МШУ – малошумящий усилитель
- ОЭ – схема усилителя с общим эмиттером
- РЭА – радиоэлектронная аппаратура
- РЭС – радиоэлектронное средство
- СКИ – сверхкороткие импульсы
- СШП - сверхширокополосный
- ЭМС – электромагнитная совместимость

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахнович И. Твердотельные СВЧ приборы и технологии. Невоспетые герои беспроводной революции. / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. – № 4. – С. 12–18.
2. Колосницын Б. С. Электронные приборы на основе полупроводниковых соединений. – Мн. : БГУИР, 2006 г. – 102 с.
3. Шарма Б. Л. Полупроводниковые гетеропереходы / Б. Л. Шарма, Р. К. Пурохит; перевод с англ. Ю. В. Гуляева. – М. : Советское радио, 1979. – 227 с.
4. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2 кн. / С. Зи ; пер. с англ. под ред. Р. А. Суриса. – М. : Мир, 1984. – Кн. 1 / пер. с англ. В. А. Гергея и В. В. Ракитина. – 1984. – 455 с.
5. Kim W. Analysis of Nonlinear Behavior of Power HBT's / W. Kim [et al.] // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – V. 50. – № 7.
6. Gobert Y. A physical, yet simple, small-signal equivalent circuit for the heterojunction bipolar transistor / Y. Gobert, P. J. Tasker, K. H. Bachem // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1997. – V. 45. – pp. 149–153.
7. Yang, T. R. SiGe HBT's small-signal Pi modeling / Yang, T. R. [et al.]. – IEEE Trans. Micro. Theory Tech. – 2007. – V. 55. – № 7. – P. 1417–1424.
8. Degachi L. An Augmented Small-Signal HBT Model with Its Analytical Based Parameter Extraction Technique / L. Degachi, F. M. Ghannouchi. – IEEE Transactions on Electron Devices. – 2008. – V. 55. – Issue 4. – P. 968–972.
9. Lee S. Parameter extraction technique for HBT equivalent circuit using cutoff mode measurement / S. Lee, A. Gopinath. – IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1992. – V. 40, № 3, P. 574–577.
10. Wei C. J. Direct extraction of equivalent circuit parameters for heterojunction bipolar transistors / C. J. Wei, J. C. M. Hwang. – IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1995. – V. 43. – № 9. – P. 2035–2040.

11. Teeter D. A. Comparison of Hybrid Pi and Tee HBT Circuit Topologies and Their Relationship to Large Signal Modeling / D. A. Teeter, W. R. Curtice. – IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 1997. – P. 375–378.
12. Angelov I. An empirical HBT Large Signal Model for CAD / I. Angelov, K. Choumei, A. Inoue, Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International. – 2002. – V. 3. – P. 2137 – 2140.
13. Taylor J. D. Introduction to Ultra-wideband Radar Systems / James D. Taylor. – CRC press Boca Raton; Ann Arbor, London; Tokyo; New York, 1995.
14. Barrett T. W. History of Ultra WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators / T. W. Barrett // Progress In Electromagnetics Research Symposium 2000. (PIERS 2000). – Cambridge, 2000.
15. Глебович Г. В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г. В. Глебович [и др.]; под ред. Г. В. Глебовича. – М. : Радио и связь, 1984. – 256 с.
16. Geophysical survey system employing electromagnetic impulses : US Patent 3806795 / Morey R. N. : April, 1974.
17. Финкельштейн М. И. Подповерхностная радиолокация / М. И. Финкельштейн [и др.]; под ред. М. И. Финкельштейна. – М. : Радио и связь, 1994. – 216 с.
18. Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев. – М. : Радио и связь, 1989. – 192 с.
19. Лазоренко О. В. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 1. Основные понятия, модели и методы описания / О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – т. 13. – № 2. – С. 166–194.
20. Анищенко Л. Н. Теоретические основы биорадиолокации / Л. Н. Анищенко, С. И. Ивашов, В. Б. Парашин // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2007. – №10. – С. 33–41.

21. Кравченко В. Ф. Цифровая обработка и спектральное оценивание сверхширокополосных сигналов атомарными функциями и вейвлетами / В. Ф. Кравченко, Д. В. Чуриков // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. – № 8. – С. 39–46.
22. Лазоренко О. В. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2. Методы анализа и применение / О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – т. 13. – № 4. – С. 270–322.
23. Шахнович И. Сверхширокополосная связь. Второе рождение? / И. Шахнович // Электроника, Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – № 4. – С. 8–15.
24. Владов М. Л. Георадиолокационные исследования верхней части разреза: Учебное пособие. / М. Л. Владов, А. В. Старовойтов. – М. : Изд. МГУ, 1999. – 92 с.
25. Радзиевский В. Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В. Г. Радзиевский, П. А. Трифионов. – М. : Радиотехника, 2009. – 288 с.
26. Радзиевский В. Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / В. Г. Радзиевский; под ред. В. Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. – 421 с.
27. Перунов Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин; Под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.
28. Викулов О. В. Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы / О. В. Викулов [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 1998. – № 12. – С. 3–16.
29. Смогилёв К. А. Радиоприёмники СВЧ / К. А. Смогилёв, И. В. Вознесенский, Л. А. Филиппов., М. : Воениздат, 1967. – 556 с.
30. Заварин Г. Д. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов войск. связи / Г. Д. Заварин и др.; под ред. Г. Д. Заварина. – Москва : Воениздат, 1973. – 423 с.

31. Клич С. М. Проектирование СВЧ-устройств радиолокационных приемников / С. М. Клич. – М. : Сов. радио, 1973. – 320 с.
32. Антипин В. В. Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы / В. В. Антипин [и др.] // Зарубежная радиоэлектроника, 1995. – №1. – С. 37–53.
33. Баранов И. А. Стойкость твердотельных модулей СВЧ к кратковременным электроперегрузкам / И. А. Баранов [и др.] // Обзоры по электронной технике. Сер.1, СВЧ-техника. – М. : ЦНИИ «Электроника», 1997. – 111 с.
34. Бобрешов А. М. Характеристики электромагнитной совместимости малошумящего усилителя на биполярном транзисторе с гетеропереходом при воздействии сверхкоротких импульсных помех / А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Радиотехника. – Москва, 2016. – № 6. – С. 154–158.
35. Бобрешов А. М. Обратимые отказы малошумящих биполярных транзисторов с гетеропереходом под действием сверхкоротких импульсов / А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Вестник Воронежского госуниверситета. Серия: Физика. Математика, 2016. – № 3. – С. 23–33.
36. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование работы узкополосного приемника в присутствии сверхширокополосных помех / А. М. Бобрешов, **Лэ Куанг Тук**, В. А. Степкин, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь: XXI международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 14–16 апр. 2015 г. – Воронеж, 2015. – Т. 2. – С. 968–972.
37. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование воздействия последовательности сверхкоротких видеоимпульсов на биполярные транзисторы с гетеропереходом / А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий : Рэус – 2016, Москва, Россия: Доклады международной конференции. – Москва, 2016. – Т. 1. – С. 145–149.

38. Баранов И. А. Влияние глубоких уровней в буферном слое на характеристики транзисторов и малошумящих усилителей при воздействии импульсов СВЧ-мощности / И. А. Баранов // Радиотехника, 2006. – № 3. – С. 34–42.
39. Бобрешов А. М. Воздействие сверхкоротких импульсов большой амплитуды на маломощные биполярные транзисторы / А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Труды 26-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо*2016)», Севастополь, 2016.
40. Бобрешов А. М. Обратимые отказы малошумящих усилителей при мощных импульсных воздействиях / А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Сборник трудов Всероссийской научной школы-семинара «Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами» 19 – 20 мая 2016г, Саратов, 2016. – С. 118–121.
41. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование обратимой деградации GaAs ПТШ под действием сверхкоротких видеоимпульсов / А. М. Бобрешов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – Б.м., 2007. – Т. 10. – № 1. – С. 104–111.
42. Бобрешов А. М.. Исследование воздействия электромагнитных импульсов сверхмалой длительности на GaAs НЕМТ транзисторы в широкополосной коаксиальной нагрузке / А. М. Бобрешов [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: XIV Междунар. науч.-техн. конф. – 2008. – Т. 2. – С. 1502–1506.
43. Бобрешов А. М. Исследование обратимых отказов GaAs ПТШ при импульсных перегрузках / А. М. Бобрешов [и др.] // Известия вузов. Электроника, 2006. – № 5. – С. 69–77.
44. Бобрешов А. М. Экспериментальное определение стойкости полевых транзисторов к импульсным перегрузкам / А. М. Бобрешов [и др.] // Приборы и техника эксперимента, 2007. – № 5.– С. 108–113.

45. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование обратимой деградации GaAs ПТШ под действием сверхкоротких видеоимпульсов / А. М. Бобрешов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2007. – №1. – С. 104–111.
46. Бобрешов А. М. Обратимые отказы НЕМТ–транзисторов под действием сверхкоротких видеоимпульсов / А. М. Бобрешов, М. П. Ряполов, Г. К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2009. – Т. 12. – № 1. – С. 62–67.
47. Петровский В. И. ЭМС радиоэлектронных средств / В. И. Петровский, Ю. Е. Седельников – М. : Радио и связь, 1986. – 216 с.
48. Владимиров В. И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В. И. Владимиров [и др.]; под ред. Н. М. Царькова. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.
49. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Д. Уайт; пер. с англ.; под ред. А. И. Сапгира; комментарии А. Д. Князева. – М. : Сов. радио, 1977. – 348 с.
50. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / А. Д. Князев. – М. : Радио и связь, 1984. – 336 с.
51. Владимиров В. И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В. И. Владимиров [и др.]; под ред. Н. М. Царькова. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.
52. Антоненко В. В. Оптимизация характеристик ЭМС транзисторных каскадов выбором режимов работы транзистора / В. В. Антоненко [и др.] // Твердотельная электроника сверхвысоких частот. – 1990. – № 3. – С. 17–20.
53. Аверина Л. И. ЭМС характеристики СВЧ смесителя на биполярном транзисторе с гетеропереходом / Л. И. Аверина, И. С. Свиридов, Ж. В. Шапошникова // Сборник докладов 10–й Российской научнотехнической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной без опасности: ЭМС–2008. – СПб., 2008. – С. 295–298.

54. Хотунцев Ю. Л. Интермодуляционные искажения в приемных и передающих СВЧ полупроводниковых устройствах / Ю. Л. Хотунцев // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1983. – №10. – С. 28–38.
55. Бобрешов А. М. Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением длительностью / А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Успехи современной радиоэлектроники. – Москва, 2015. – № 11. – С. 24–28.
56. Бобрешов А. М. Автоматизированный измерительный комплекс для отбора НЕМТ–транзисторов, стойких к воздействию импульсных помех / А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков, **Лэ Куанг Тук** // Инженерные и научные приложения на базе технологий NI: NIDAYS – 2015: сборник трудов XIV международной научно–технической конференции. – Москва, 2015. – С. 353–356.
57. Бобрешов А. М. Автоматизированный комплекс для определения параметров диода с накоплением заряда / А. М. Бобрешов, И. С. Емельяненко, **Лэ Куанг Тук**, В. А. Степкин, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь : XXII Международная научно–техническая конференция, г. Воронеж, 19–21 апр. 2016 г. – Воронеж, 2016. – Т. 1. – С. 338–344.
58. Бобрешов А. М. Адаптация характеристик электромагнитной совместимости многокаскадных усилителей на полевых транзисторах / А. М. Бобрешов, А. М. Зверев, Ю. Н. Нестеренко // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2002. – Т. 5. – № 4. – С. 71–74.
59. Бобрешов А. М. Нелинейное поведение усилителя на биполярном транзисторе с гетеропереходом / А. М. Бобрешов, Л. И. Аверина, А. В. Хрипушин // Радиолокация, навигация, связь : XIII Международ. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 17–19 апр. 2007 г. – Воронеж, 2007. – Т. 2. – С. 1511–1517.
60. Maas S. Nonlinear Microwave and RF Circuits / S. Maas // Artech House, Norwood : MA. – 2003. – 582 p.

61. Pedro J. C. *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits* / J. C. Pedro, N. V. Carvalho. – Norwood : MA, Artech House, 2003. – 432 p.
62. Грибов Э. Б. *Нелинейные явления в приёмопередающем тракте аппаратуры связи на транзисторах* / Э. Б. Грибов. – М. : Связь, 1971. 264 с.
63. Алгазинов Э. К. *Электромагнитная совместимость радиоприемных устройств СВЧ* / Э. К. Алгазинов [и др.]. – Воронеж : ВГУ, 2003. – 85 с.
64. ГОСТ 29180–91. *Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы СВЧ. Усилители маломощные. Параметры и характеристики. Методы измерений.*
65. Князев А. Д. *Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств* / Князев А. Д. – М. : Радио и связь, 1984. – 336с.
66. Раздел на сайте National Instruments. – URL: <http://www.ni.com/pxi/> (дата обращения: 18.09.2016).
67. Бобрешов А. М. *Автоматизированный измерительный стенд для оценки стойкости радиоэлектронной аппаратуры к воздействию сверхкоротких импульсных помех* / А. М. Бобрешов, А. В. Иванцов, И. С. Коровченко, В. А. Степкин, Г. К. Усков // *Радиотехника*, – 2011. – № 8. – С. 54–57.
68. Amdory R. A. *Microwave interference effect in bipolar transistors* / R. A. Amdory, V. G. Puglielly, R. E. Richardson // *IEEE Trans.*, 1975. – V. 7. – EMC–17. – № 4. – P. 216–225.
69. Palfinger G. *Modelling the Heterojunction Bipolar Transistor with VBIC* / G. Palfinger. – Institute for Solid State Physics Technical University Graz. – 2000. – 154 p.
70. Бобрешов А. М. *Измерительный комплекс для исследования деградационных процессов под воздействием сверхкоротких видеоимпульсов* / А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, И. С. Коровченко // *Энергия XXI век : науч.–практ. вестн.* – М., 2006. – № 3 (61). – С. 76–83 .
71. Богданович Б. М. *Нелинейные искажения в приемно–усилительных устройствах* / Б. М. Богданович. – М.: Связь, 1980. – 279 с.

72. Bousnina S. Direct parameter-extraction method for HBT small-signal model / S. Bousnina [et al.] // IEEE Trans Microw Theory Tech. – 2002. – № 50(2) – 529 p.
73. Costa D. Direct extraction of the AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor small-signal equivalent circuit / D. Costa, W. Liu, J.S. Harris, Jr. – IEEE Trans. Electron Devices. – 1991. – V. 38. – P. 2018–2024.
74. Lee S. A new parameter extraction technique for small-signal equivalent circuit of polysilicon emitter bipolar transistors / S. Lee, B. M. Ryum, S. W. Kang. – IEEE Trans Electron Devices. – 1994. – № 41(2). – 233 p.
75. Li B. Basic expressions and approximations in small signal parameter extraction for HBT's, / B. Li, S. Prasad. – IEEE Trans. Microwave Theory Techniques. – 1999. – V. 47. – P. 534–539.
76. Tseng H. C. A pure analytic method for direct extraction of collector-up HBTs small-signal parameters / H. C. Tseng, J. H. Chou. – IEEE Trans. Electron Devices. – 2004. – V. 51. – P. 1972–1977.
77. Degachi L. Systematic and rigorous extraction method of HBT small-signal model parameters / L. Degachi, F. M. Ghannouchi. – IEEE Trans Microw Theory Tech. – 2006. – V. 54(2). – 682 p.
78. Massobrio G. Semiconductor Device Modeling with SPICE: Second Edition / G. Massobrio, P. Antognetti. – McGraw-Hill, Inc., 1988. – 479 p.
79. Li J. C. Predictive modeling of InGaP/GaAs HBT noise parameters from DC and SParameter data for wireless power amplifier design / J. C. Li, P. J. Zampardi, V. Pho // International conference of compound semiconductor, 2003.
80. Лысенко А. П. Биполярные транзисторы: Учебное пособие / А. П. Лысенко. – М. : Московский государственный институт электроники и математики (технический университет), 2006. – 76 с.
81. Kirk C. T. A theory of transistor cut-off frequency fall-off of high current densities / C. T. Kirk // IRE Trans. – 1962. – V. ED9. – P. 164–174.
82. Вологдин Э.Н., Лысенко А.П. Радиационная стойкость биполярных транзисторов: Учебное пособие / Э.Н. Вологдин, А.П. Лысенко. - М. :

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет), 2000. – 102 с

83. Еремин С. А. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / С. А. Еремин, О. К. Мокеев, Ю. Р. Носов. – М.: Издательство Советское радио, 1966. – 152 с.
84. Грехов И. В. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов / И. В. Грехов, Г. А. Месяц // Успехи физических наук, 2005. – т. 175. – №7. – С. 735-744.
85. Грехов, И.В. Мощный полупроводниковый переключатель высоковольтных импульсов с наносекундным фронтом нарастания / Аристов Ю.В., Воронков В.Б., Грехов И.В., Козлов А.К., Коротков С.В., Люблинский А.Г. // Приборы и техника эксперимента. 2007. № 2. С. 87-90.
86. Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение / Ю. Р. Носов [и др.] под ред. Ю. Р. Носова, М: Советское радио, 1966. – 152с.