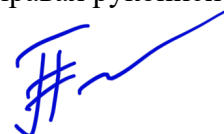


Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ  
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

На правах рукописи



ПОПОВ АРТЕМ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛЕЙ  
НАНОГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ  
ДЛЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ  
СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

Специальности 1.3.5 – Физическая электроника  
и 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор  
П.Е. Троян

Научный консультант:  
кандидат технических наук  
А.С. Сальников

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 ПРОБЛЕМЫ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ И МОДЕЛИРОВАНИЯ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ.....	11
1.1 Классификация моделей СВЧ-транзисторов.....	11
1.1.1 Физические модели .....	11
1.1.2 Формальные компактные модели .....	14
1.1.3 Табличные модели.....	14
1.1.4 Поведенческие модели.....	15
1.2 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов.....	17
1.2.1 Обобщённая структура малосигнальной модели СВЧ-транзистора .....	17
1.2.2 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с общим истоком, и методики их экстракции .....	18
1.2.3 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с общим затвором, и методики их экстракции.....	21
1.3 Нелинейные модели СВЧ-транзисторов .....	43
1.3.1 Модель ASM-HEMT.....	44
1.3.2 Модель MVSG .....	45
1.4 Основные принципы построения моделей СВЧ-транзисторов.....	48
1.4.1 Характеризация СВЧ-транзистора.....	49
1.4.2 Общий подход к экстракции модели СВЧ-транзистора.....	51
1.4.3 Представление моделей СВЧ-транзисторов в САПР РЭА.....	52
1.5 Выводы по разделу и постановка задач исследования .....	54
2 РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ.....	56
2.1 Методика экстракции параметров малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений.....	56
2.1.1 Экстракция внешних ёмкостей на основе ЭМ-анализа топологии коммутационного СВЧ-транзистора .....	56
2.1.2 Исключение влияния цепи затвора.....	58
2.1.3 Алгоритм сканирования внешних сопротивлений.....	61
2.2 Комбинированная методика экстракции параметров малосигнальной шумовой модели СВЧ-транзистора.....	66
2.2.1 Экстракция параметров ЭС пассивных тестовых структур.....	67
2.2.2 Экстракция параметров малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора .....	71

2.3 Методика экстракции внешних ёмкостей на основе результатов ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора.....	80
2.4 Выводы по разделу .....	86
3 МОДИФИЦИРОВАННАЯ ФИЗИЧЕСКАЯ КОМПАКТНАЯ МОДЕЛЬ ASM-HEMT ДЛЯ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ .....	87
3.1 Предпосылки к созданию стандартизованной физической компактной модели для HEMT-транзисторов .....	87
3.2 Анализ и модификация уравнений аналитической модели ASM-HEMT .....	89
3.2.1 Численная зависимость положения квазиуровня Ферми от напряжения на затворе .....	89
3.2.2 Выражение для квазиуровня Ферми в подпороговой области .....	92
3.2.3 Выражение для квазиуровня Ферми в области $V_g > V_{off}$ и $E_f < E_0$ .....	93
3.2.4 Выражение для квазиуровня Ферми в области напряжений на затворе $V_g > V_{off}$ при $E_f > E_0$ и $E_f > E_1$ .....	95
3.2.5 Общее выражение для областей с низкой и высокой поверхностной концентрацией носителей заряда.....	97
3.2.6 Общее выражение для всего диапазона напряжений на затворе.....	100
3.2.7 Основное уравнение для тока стока в модели ASM-HEMT.....	102
3.2.8 Учёт зависимости подвижности носителей от напряжённости вертикального электрического поля.....	105
3.2.9 Учёт деградации подвижности при высоких значениях напряжённости продольного электрического поля.....	106
3.2.10 Учёт эффекта модуляции длины канала .....	107
3.2.11 Учёт DIBL-эффекта .....	108
3.2.12 Учёт наклона подпороговой характеристики .....	110
3.2.13 Учёт эффекта насыщения скорости носителей заряда .....	110
3.2.14 Модель для описания зарядов на электродах транзистора .....	112
3.2.15 Модель нелинейных сопротивлений стока/истока .....	115
3.2.16 Модель тока затвора.....	116
3.2.17 Учёт эффекта саморазогрева транзистора .....	117
3.3 Разработка методики построения модифицированной модели ASM-HEMT для СВЧ-транзисторов на основе GaAs.....	118
3.3.1 Особенности построения нелинейных моделей.....	118
3.3.2 Методика построения модифицированной модели ASM-HEMT для СВЧ-транзисторов на основе GaAs.....	119
3.3.3 Автоматизация методики построения нелинейной модели .....	122

3.4 Выводы по разделу .....	123
4 ПОСТРОЕНИЕ, ВЕРИФИКАЦИЯ И ВАЛИДАЦИЯ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ.....	124
4.1 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии АО «НИИПП»	
0,15 мкм GaAs pHEMT .....	124
4.1.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора.....	124
4.1.2 Результаты построения малосигнальной шумовой модели с помощью комбинированной методики.....	125
4.1.3 Результаты построения малосигнальной модели с помощью методики на основе ЭМ- анализа топологии СВЧ-транзистора .....	132
4.1.4 Результаты построения модифицированной нелинейной модели ASM-HEMT .....	134
4.1.5 Валидация моделей СВЧ-транзисторов на примере СВЧ МИС .....	137
4.2 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии ЦКП НИЯУ МИФИ «Гетероструктурная СВЧ-электроника и физика широкозонных полупроводников»	
0,15 мкм GaAs pHEMT .....	141
4.2.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора.....	141
4.2.2 Результаты построения малосигнальной шумовой модели с помощью методики на основе ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора .....	142
4.2.3 Валидация малосигнальной модели СВЧ-транзистора на примере СВЧ МИС.....	145
4.3 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии АО «Светлана-Рост» 0,25 мкм GaAs pHEMT .....	149
4.3.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора.....	149
4.3.2 Результаты построения малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора	150
4.3.3 Валидация малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора на примере секции цифрового ступенчатого аттенюатора.....	153
4.3.4 Валидация малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов на примере секции цифрового ступенчатого фазовращателя.....	155
4.4 Выводы по разделу .....	157
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	158
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	159
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	160
ПРИЛОЖЕНИЕ А (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ) АКТ ВНЕДРЕНИЯ.....	180
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (СПРАВОЧНОЕ) СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ .....	181
ПРИЛОЖЕНИЕ В (СПРАВОЧНОЕ) СВИДЕТЕЛЬСТВА О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ТОПОЛОГИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ .....	183

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Беспроводная передача данных – ключевое направление развития современных радиоэлектронных и телекоммуникационных систем (РТС). Технологии беспроводной связи находят широкое применение в мобильной телефонии, спутниковых системах, радиолокации, навигации, телеметрии, дистанционном управлении, измерительной технике, автомобильной электронике и др. [1–3]. Последние достижения в области РТС стимулируют создание таких перспективных научно-технических направлений, как новые стандарты связи [4, 5], интернет вещей [6], беспилотные автомобили [7] и летательные аппараты [8]. Основные тенденции развития современных РТС направлены на улучшение их основных технических параметров: повышение ёмкости канала, качества и скорости передачи данных, что может быть достигнуто за счёт более широкого освоения СВЧ-диапазона и создания электронной компонентной базы (ЭКБ) – СВЧ монолитных интегральных схем (МИС). Для эффективного развития РТС необходимо решать проблемы разработки технических основ создания приборов, в частности технологические проблемы создания СВЧ ЭКБ. Однако, согласно лучшей мировой практике, технологические проблемы следует решать параллельно с задачами моделирования и автоматизированного проектирования, где также требуются соответствующие модели, методы и программное обеспечение (ПО) [9]. Таким образом, моделирование является технической основой разработки и совершенствования твердотельных приборов СВЧ-диапазона.

На данный момент библиотеки базовых элементов для систем автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются стандартным средством взаимодействия предприятий, занимающихся производством СВЧ ЭКБ и дизайн-центров, осуществляющих разработку принципиальной схемы и топологии устройства. В основе библиотек базовых элементов лежат модели активных и пассивных компонентов, способные воспроизводить характеристики изготовленных тестовых элементов в САПР РЭА.

С точки зрения построения наиболее сложными являются модели СВЧ-транзисторов, выступающих в роли активного компонента во многих типах СВЧ МИС. В зависимости от назначения модели СВЧ-транзисторов могут быть реализованы в виде малосигнальных эквивалентных схем (ЭС) либо в виде набора математических уравнений. Малосигнальные ЭС состоят из идеальных электрических элементов и используются в современных САПР РЭА в качестве так называемых линейных (малосигнальных) моделей, воспроизводящих параметры рассеяния (S-параметры) транзистора в окрестности заданной рабочей точки. Задача построения линейной модели сводится к задаче экстракции параметров ЭС – процедуре определения значений элементов малосигнальной эквивалентной схемы.

К настоящему времени известно большое многообразие работ (Dambrine G. [10, 11], Berroth M. [12, 13], Kompa G. [14, 15], Rorsman N. [16], Crupi G. [17], Resca D. [18], Alt A. [19], Jarndal A. [20], Бобрешов А.М. [21], Крутов А.В [22], Коколов А.А [23]), посвящённых методикам экстракции параметров малосигнальных ЭС гетероструктурного полевого транзистора с высокой подвижностью электронов или НЕМТ-транзистора (от англ. High Electron Mobility Transistor – НЕМТ) на основе полупроводниковых соединений III-V групп (GaAs, GaN, InP). Однако большая часть предложенных методик пригодна только для построения моделей транзисторов, включенных по схеме с общим истоком (ОИ), что характерно для схем, предназначенных для усилительных применений. На данный момент в области малосигнальных моделей с ОИ наблюдается тенденция к усложнению ЭС, поскольку с повышением рабочих частот возникает проблема учёта распределённого характера элементов, ассоциируемых с электродами транзистора. Усложнение ЭС в свою очередь затрудняет процесс определения параметров модели, в результате чего исследователи предлагают новые методики экстракции на основе итерационного перебора значений определённых параметров ЭС [24–26], либо на основе результатов электромагнитного (ЭМ) анализа топологии прибора [27–29].

В схемах СВЧ-переключателей (коммутаторов) транзистор подключают по схеме с общим затвором (ОЗ). Такой транзистор имеет отличную от схем с общим истоком топологию и, соответственно, иную конфигурацию эквивалентной схемы. Согласно опубликованным исследованиям, применение традиционных методик экстракции для моделей с ОИ не позволяет получить точную малосигнальную модель коммутационного транзистора, способную воспроизводить S-параметры прибора в широкой полосе частот [30]. Для решения проблемы исследователи предлагают новые варианты тестовых структур и ЭС [31, 32], а также новые методики построения моделей на основе ЭМ-анализа топологии транзистора [33, 34].

Малосигнальные (линейные) модели используются при проектировании схем, в которых транзистор работает при малых уровнях входной мощности, например, при работе аттенуаторов с цифровым управлением или малощумящих усилителей (МШУ) в линейных режимах. При проектировании таких устройств достаточно иметь несколько малосигнальных моделей, воспроизводящих S-параметры транзистора в различных рабочих точках. При разработке схем, где на вход транзистора подается СВЧ-сигнал большой амплитуды, разработчикам необходимо учитывать верхнюю границу динамического диапазона, уровень интермодуляционных искажений, явление саморазогрева полупроводникового кристалла, а также эффект пробоя, возникающий при превышении допустимого уровня входной мощности. Малосигнальные модели не учитывают эти эффекты, поэтому в процессе разработки мощных СВЧ МИС используются нелинейные модели СВЧ-транзисторов.

Нелинейные модели полевых СВЧ-транзисторов, формулируются в виде набора математических уравнений, связывающих входные (напряжения) и выходные (токи) характеристики прибора. Существует большое многообразие нелинейных моделей НЕМТ-транзисторов, однако до недавнего времени в распоряжении разработчиков были лишь формальные (эмпирические) модели, в основе которых заложены математические функции (например, гиперболический тангенс в модели Angelov [35–37], полином третьей степени в модели Curtice3 [38, 39]), способные аппроксимировать характеристики транзисторов при использовании дополнительных коэффициентов. Основным недостатком такого класса моделей заключается в отсутствии физического обоснования выбора той или иной функции для формулирования уравнений модели. Следствием данного недостатка является сложная и трудоёмкая процедура экстракции, поскольку число коэффициентов (параметров) в формальных моделях может достигать до сотни [40], а физически связанные величины (токи и заряды) выражены с помощью не связанных между собой уравнений. Вопросы масштабируемости формальных моделей относительно геометрических параметров и температуры окружающей среды также остаются открытыми. Для этих целей к параметрам модели применяются полиномиальные функции, которые также не имеют физического обоснования и подбираются путём исследования результатов измерений характеристик тестовых элементов в нескольких конструктивных состояниях при различных температурных воздействиях [41–46]. При этом для каждого из состояний проводится экстракция как внешних (паразитных), так и внутренних параметров нелинейной модели. В результате задача построения полноценной нелинейной модели транзистора может занимать продолжительное время даже с применением специализированного программного обеспечения.

В 2018 году в области нелинейных моделей произошёл качественный скачок, благодаря которому специалистам стали доступны две физические компактные модели нитрид-галлиевых НЕМТ-транзисторов, основанные на физических представлениях о работе прибора [47, 48]. Данные модели прошли многоэтапную процедуру стандартизации, которую проводило международное сообщество по компактным моделям Compact Model Coalition (CMC) при участии крупнейших мировых производителей СВЧ-микроэлектроники и разработчиков САПР РЭА [49, 50]. Основным преимуществом таких моделей является их физическая обоснованность. Несмотря на ряд допущений, которые используются при формулировании моделей, все основные уравнения имеют физическое обоснование, в связи с чем основные величины (токи и заряды) взаимосвязаны между собой [51]. Это позволяет существенно упростить процедуру экстракции и масштабирования модели относительно геометрических параметров транзистора, поскольку рассчитываемые значения токов и зарядов в данном случае зависят от геометрических параметров модели (длины затвора, ширины канала и количества затворов) [52]. Анализ

последних публикаций свидетельствует о том, что при разработке СВЧ МИС на основе нитрид-галлиевой технологии разработчики всё чаще прибегают к использованию стандартизованных компактных моделей GaN HEMT-транзисторов [53–57]. Однако работы по созданию аналогичных моделей для СВЧ-транзисторов на основе GaAs в настоящее время не ведутся.

На основании вышеизложенного следует, что решение научных и практических задач построения малосигнальных и нелинейных моделей СВЧ-транзисторов для разработки усилительных и управляющих СВЧ-устройств является актуальной проблемой. На основе вышеизложенного можно сформулировать цель и основные задачи исследования.

**Цель работы.** Разработка методик построения линейных и нелинейных моделей HEMT-транзисторов для проектирования схем, выполняющих функции усиления и коммутации СВЧ-сигнала.

Поставленная цель достигается решением следующих **основных задач**:

1. Разработка методики экстракции параметров малосигнальной эквивалентной схемы HEMT-транзистора, включенного по схеме с общим затвором, на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений.

2. Разработка комбинированной методики экстракции параметров малосигнальной шумовой модели HEMT-транзистора, включенного по схеме с общим истоком.

3. Разработка методики экстракции внешних ёмкостей эквивалентной схемы HEMT-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, на основе результатов электромагнитного моделирования топологии прибора.

4. Исследование, анализ и модификация уравнений физической компактной нелинейной модели ASM-HEMT для возможностей применения при проектировании арсенид-галлиевых СВЧ МИС.

5. Построение, верификация и валидация линейных и нелинейных моделей HEMT-транзисторов, предназначенных для проектирования схем, выполняющих функции усиления и коммутации СВЧ-сигнала.

**Научная новизна** диссертационного исследования заключается в следующем:

1. Предложен новый алгоритм экстракции, применение которого позволяет получить физически обоснованные значения внешних сопротивлений в малосигнальной модели коммутационного HEMT-транзистора, включенного по схеме с общим затвором.

2. Предложена новая аналитическая методика экстракции внешних ёмкостей HEMT-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, на основе результатов электромагнитного моделирования топологии прибора, учитывающая распределённый характер внешних элементов.

3. Впервые проведены построение, верификация и валидация модифицированной физической компактной модели ASM-HEMT для СВЧ-транзистора на основе GaAs.



**Положения, выносимые на защиту:**

1. Разработанный алгоритм сканирования позволяет определить физически обоснованные значения внешних (паразитных) сопротивлений стока и истока в малосигнальной эквивалентной схеме коммутационного НЕМТ-транзистора, при которых достигается минимальное отклонение рассчитанных параметров рассеяния от измеренных в широком диапазоне частот.

2. Применение предложенной методики экстракции внешних (паразитных) ёмкостей на основе результатов электромагнитного анализа топологии НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, позволяет построить малосигнальную модель в диапазоне частот до 50 ГГц с интегральной ошибкой моделирования S-параметров менее 3% без применения численных методов оптимизации.

3. Предложенные поправки в уравнениях модели ASM-НЕМТ снижают среднюю ошибку аппроксимации численной зависимости квазиуровня Ферми от потенциала затвора с 20% до 8%, что позволяет использовать модифицированную модель для расчёта статических и динамических характеристик арсенид-галлиевого СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов.

**Достоверность научных результатов.** Степень достоверности научных результатов подтверждается: применением современных методов научных исследований; значительным объёмом экспериментальных данных, полученных с помощью современного измерительного оборудования; хорошим согласованием экспериментальных и расчётных данных.

**Практическая значимость работы** заключается в следующем:

1. Предложенный алгоритм экстракции малосигнальной модели коммутационного НЕМТ-транзистора позволяет исключить из модели паразитное влияние подводящей линии и сквозного отверстия в цепи затвора.

2. Разработанная методика позволяет провести экстракцию всех внешних ёмкостей эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, без использования результатов измерений тестовых элементов при наличии верифицированной структуры для ЭМ-анализа.

3. Разработанная методика позволяет учесть распределённый характер внешних ёмкостей эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, без применения итерационных алгоритмов сканирования параметров модели.

4. Реализована модифицированная физическая компактная модель ASM-НЕМТ для СВЧ-транзистора на основе GaAs, основные параметры которой имеют связь с параметрами техпроцесса.

5. На основе предложенных методик построены линейные и нелинейные модели усилительных и коммутационных GaAs рНЕМТ-транзисторов, изготовленных на различных предприятиях.

б. С использованием построенных линейных и нелинейных моделей были разработаны СВЧ МИС буферных и малошумящих усилителей, а также ступенчатых аттенюаторов и фазовращателей.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на следующих конференциях: «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), г. Севастополь, в 2018, 2019 гг.; Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, в 2017, 2018, 2019, 2020, 2021 гг.; Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, в 2017, 2018 гг.; Международная научно-техническая конференция «Динамика систем, механизмов и машин», г. Омск, в 2018, 2019 гг.; «Международная IEEE-Сибирская конференция по управлению и связи» (Sibcon), г. Томск в 2019 г., г. Казань, в 2021 г.

**Публикации.** По результатам проведённых исследований опубликовано 33 научных работы, в том числе 8 в журналах, рекомендованных ВАК, 11 в изданиях, индексируемых в WoS/Scopus, 10 статей в сборниках международных конференций, 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ, 3 свидетельства о регистрации топологий интегральных микросхем.

**Личный вклад автора.** Все результаты, представленные в диссертационном исследовании, получены автором лично, либо при его непосредственном участии. В работах, полученных в соавторстве, автором получены существенные теоретические и практические результаты.

**Структура и объём диссертации.** Диссертация состоит из введения, четырёх разделов, заключения, списка сокращений, списка использованных источников, включая список публикаций по теме исследования, и двух приложений. Работа изложена на 188 страницах машинописного текста, содержит 101 рисунок и 23 таблицы. Список использованных источников включает 193 наименования.

# 1 ПРОБЛЕМЫ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ И МОДЕЛИРОВАНИЯ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

В данном разделе проводится краткий обзор существующих подходов к моделированию усилительных и коммутационных СВЧ-транзисторов, рассматриваются ключевые этапы построения моделей, предназначенных для проектирования СВЧ-устройств в САПР РЭА. В заключении формулируются основные задачи исследования.

## 1.1 Классификация моделей СВЧ-транзисторов

В данном разделе приведено краткое описание различных типов моделей, используемых для расчёта и анализа статических и динамических характеристик СВЧ-транзисторов. Согласно [58], модели транзисторов можно разделить на физические, формальные, табличные и поведенческие, как показано на рисунке 1.1.

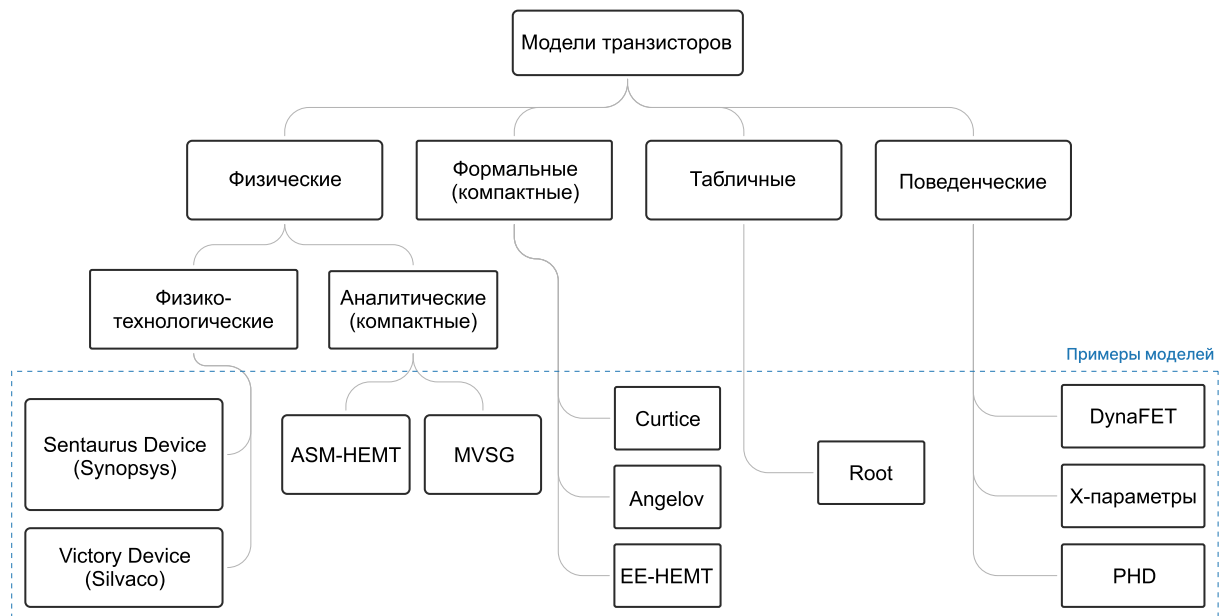


Рисунок 1.1 – Классификация моделей транзисторов

В свою очередь физические модели подразделяются на физико-технологические и аналитические. Далее будут рассмотрены основные особенности различных типов моделей СВЧ-транзисторов.

### 1.1.1 Физические модели

#### *Физико-технологические модели*

К настоящему времени разработаны физические модели различных уровней сложности, начиная от наиболее простых, основанных на приближении плавного канала и упрощенном описании подвижности носителей заряда до сложных и ресурсоёмких двумерных моделях, которые способны учитывать такие эффекты, как поверхностные состояния, захват носителей на

примесных уровнях и ударную ионизацию. В иностранной литературе физическими принято называть вторую категорию моделей. Данные модели описываются системой дифференциальных уравнений в частных производных и рассчитываются с помощью численных методов. В отечественной литературе такие модели называют физико-технологическими или приборно-технологическими. Первая категория моделей основана на аналитических аппроксимациях численных решений системы уравнений в частных производных, в результате чего такие модели называют аналитическими или компактными.

Основное назначение физико-технологических моделей – разработка приборов, оптимизация и анализ их характеристик до этапов изготовления и электрофизических измерений [59]. В список основных параметров данных моделей входят такие величины, как длина и ширина затвора, толщина канала, концентрация легирующей примеси, скорость и подвижность носителей заряда. Наибольшую пользу от физико-технологических моделей извлекают в тех случаях, когда необходимо более глубокое понимание процессов, протекающих в полупроводниковых приборах [60, 61]. Данные модели могут предсказывать характеристики существующих приборов за пределами диапазона измерений, а также описывать поведение приборов, которые в принципе не были изготовлены. Кроме того, с помощью данных моделей также можно оценивать последствия изменчивости технологического процесса путём изменения входных технологических параметров [62]. Несмотря на колоссальную пользу, физико-технологические модели в силу своей сложности обладают существенными недостатками – вычислительной неэффективностью и ресурсоёмкостью. Однако с ростом производительности современных компьютеров данный недостаток постепенно нивелируется. Среди наиболее популярных коммерческих систем, предоставляющих возможности построения физико-технологических моделей, можно выделить Sentaurus Device [63] (компания Synopsys, США) и Victory Device [64] (компания Silvaco, США).

#### *Аналитические компактные модели*

Ранее было отмечено, что физико-технологические модели обеспечивают наиболее точные результаты расчёта электрофизических характеристик полупроводниковых приборов. Однако из-за длительного времени расчёта такие модели не применяются при проектировании интегральных схем.

Физические аналитические компактные модели предоставляют некоторый компромисс между вычислительной эффективностью и точностью расчёта характеристик приборов. Они синтезируются на основе физических представлений о работе прибора, вследствие чего параметры модели имеют связь с параметрами техпроцесса. При этом вместо численного расчёта системы фундаментальных уравнений Пуассона, непрерывности и др. в этих моделях

применяются аналитические аппроксимации, полученные с учётом некоторых допущений, например, приближения плавного канала, дрейфово-диффузионной модели переноса носителей заряда. Довольно часто в таких моделях используются специальные математические функции, позволяющие «сшивать» между собой кусочные аппроксимации, обеспечивая плавный переход от одного аппроксимируемого участка численной зависимости к другому.

До недавнего времени такие модели использовались в основном для нужд кремниевой электроники. Однако стремительное развитие нитрид-галлиевой технологии и накопленные знания в области разработки физических компактных моделей позволили разработать такие модели и для НЕМТ-транзисторов на основе GaN. В 2018 году две физические компактные модели GaN НЕМТ-транзисторов прошли многоэтапную процедуру стандартизации, которую проводило международное сообщество по компактным моделям СМС. Членами СМС являются крупнейшие мировые компании, осуществляющие деятельность в области разработки и производства интегральных схем: разработчики САПР РЭА, дизайн-центры, ведущие научно-исследовательские учреждения, предприятия полного цикла и фабрики, ориентированные на контрактное производство [49, 50, 65].

Одной из стандартных физических компактных моделей для GaN НЕМТ-транзисторов является модель ASM-HEMT (от англ. Advanced SPICE Model for GaN HEMT), разработанная в Индийском институте технологий (г. Канпур, Индия). Основная идея данной модели базируется на том, что для точного описания зависимости положения квазиуровня Ферми от потенциала затвора необходимо учитывать, что его положение также зависит от плотности носителей заряда в слое двумерного электронного газа. В модели используется приближение плавного канала и дрейфово-диффузионный механизм переноса носителей заряда. Основное уравнение для тока стока включает учёт эффектов насыщения скорости и деградации подвижности носителей заряда в сильных электрических полях. Для соблюдения закона сохранения заряда в уравнениях модели реализована аналитическая схема разделения зарядов на электродах истока и стока [66]. Детальный анализ уравнений данной модели будет представлен в разделе 3.

Второй физической компактной моделью, прошедшей процедуру стандартизации, является модель MVSG (от англ. MIT Virtual Source GaN HEMT), разработанная в Массачусетском технологическом институте (штат Массачусетс, США). Данная модель включает в себя выражения для описания поведения внутреннего транзистора и выражения для областей доступа со стороны истока и стока, представленных в виде транзисторов с неявным затвором. Краткий обзор основных уравнений данной модели будет представлен в подразделе 1.3.

### 1.1.2 Формальные компактные модели

Формальные модели полевых СВЧ-транзисторов наиболее широко представлены в современных коммерческих САПР РЭА, таких как PathWave Advanced Design System [67] (компания Keysight Technologies, США) и AWR Design Environment [68] (компания Cadence, США). В иностранной литературе такие модели также называют эмпирическими. В таких моделях нелинейные свойства транзистора описываются с помощью элементарных математических функций с формальными параметрами, не имеющих в общем случае какого-либо физического обоснования. Среди классических формальных моделей СВЧ-транзисторов можно выделить модели Curtice [38], Curtice-Ettenberg [39], Statz [69, 70], ТОМ [71], Tajima [72] и Materka-Karczak [73]. Изначально эти модели использовались для расчёта статических характеристик СВЧ-транзисторов на постоянном токе. Позднее они были дополнены уравнениями для учёта нелинейного характера внутренних ёмкостей, что позволило повысить точность моделирования динамических характеристик в режимах малого и большого сигнала. Процедура идентификации (экстракции) параметров формальных моделей обычно осуществляется в два этапа. На первом этапе проводится расчёт первого приближения параметров модели на основе анализа результатов измерений электрофизических характеристик транзистора [74]. На втором этапе проводится уточнение значений параметров модели с применением численных методов оптимизации [75].

Более совершенные формальные компактные модели, такие как модель Angelov [35–37], разработанная в Техническом университете Чалмерса (г. Гётеборг, Швеция) или модель EE-HEMT, разработанная в компании EEsof (штат Калифорния, США), нашли широкое применение при моделировании СВЧ-транзисторов, изготовленных по различным вариантам как арсенид-галлиевой, так и нитрид-галлиевой технологии.

Преимущества формальных компактных моделей заключаются в их вычислительной эффективности, относительной простоте и в отдельных случаях в возможности экстраполяции характеристик транзистора за пределами диапазона измеренных данных. Уравнения формальных моделей достаточно просто реализуются в современных симуляторах электронных схем, в результате чего эти модели широко применяются при проектировании СВЧ МИС. Основные недостатки формальных компактных моделей связаны с ограниченной точностью из-за использования чрезмерно упрощённых выражений, сложностью экстракции параметров модели и с отсутствием возможности физической интерпретации их значений.

### 1.1.3 Табличные модели

По сравнению с физическими и формальными компактными моделями табличные модели, основанные на результатах измерений, в общем случае считаются наиболее точными. В случае

табличной модели описание нелинейных свойств транзистора не ограничивается какой-либо математической функцией, а определяется измеренными значениями характеристик, хранящимися в базе данных. Значения для табличной модели получают в ходе измерений вольтамперных характеристик и параметров рассеяния (S-параметров) транзистора в непрерывном и/или импульсных режимах. Структура табличной модели определяется на основе физических и электрофизических параметров прибора.

Все результаты измерений в табличной нелинейной модели хранятся в формате табличных функций от двух независимых напряжений на выводах транзистора. В процессе расчёта характеристик табличной модели используется интерполяция табличных функций (например, с помощью двумерных сплайнов). Ввиду того, что в процессе расчёта используются измеренные (интерполированные) данные, а не математические функции, табличные модели также обладают лучшей вычислительной эффективностью по сравнению с формальными компактными моделями.

Стоит отметить, что табличные модели могут обеспечивать приемлемую точность только в тех диапазонах входных воздействий, для которых в базе данных имеются результаты измерений. В ряде случаев это существенно ограничивает область применения табличных моделей по сравнению с физическими и формальными компактными моделями. Модель, предложенная Root [76], является популярной табличной моделью, реализованной в коммерческих САПР РЭА.

#### 1.1.4 Поведенческие модели

Отличительной особенностью поведенческих моделей является тот факт, что для их построения не требуется какая-либо информация о конструкции, физических параметрах или процессах, протекающих в моделируемом объекте. В связи с этим в отечественной литературе поведенческие модели также называют «бесструктурными» [77, 78]. При использовании поведенческого подхода объект выступает в роли «чёрного ящика». При этом между его входными и выходными параметрами устанавливается математическая связь, обнаруживаемая в эксперименте [79]. Наглядным примером линейной поведенческой модели в области малосигнального анализа СВЧ-устройств выступает матрица S-параметров многополюсника, описывающая соотношения падающих и отражённых СВЧ-волн.

Первые упоминания о нелинейных поведенческих моделях транзистора в виде «чёрного ящика» появились в 1996 году [80]. Качественный скачок в данном направлении был сделан с появлением большесигнальных векторных анализаторов цепей, когда появилась возможность проводить не только моделирование, но и измерения спектральных составляющих СВЧ-сигнала [81]. В результате развития данной тематики было сформулировано определение «модель полигармонических искажений» (от англ. Polyharmonic Distortion Model – PHD), которое

закрепилось как термин для обозначения нелинейных (большесигнальных) поведенческих моделей [82].

В самом общем понимании модель полигармонических искажений – это некоторый «чёрный ящик», связывающий спектральные составляющие выходного сигнала с входным воздействием при работе элемента в определенном нелинейном режиме. Наиболее популярными и коммерчески успешными в настоящий момент являются следующие поведенческие модели: X-параметры (разработанные компанией Keysight Technologies, США) [83] и модель Cardiff (разработанная в университете Кардифф, Великобритания) [84]. Принципиальное различие данных моделей заключается в том, что коэффициенты модели Cardiff связывают спектральные составляющие токов и напряжений, в то время как X-параметры устанавливают взаимосвязь между спектральными составляющими падающих и отраженных волн мощности. В ряде работ X-параметры называют математически корректным расширением параметров рассеяния (S-параметров) для нелинейных (большесигнальных) режимов [82].

В качестве альтернативы «моделям полигармонических искажений» для поведенческого моделирования СВЧ-транзисторов также используют методы машинного обучения, например, искусственные нейронные сети (ИНС), регрессионные модели на основе вектора опорных векторов (от англ. Support Vector Regression – SVR) и байесовского вывода (от англ. Bayesian inference) [85–90]. Для обучения таких поведенческих моделей используют большую выборку электрофизических характеристик транзистора, измеренных в различных малосигнальных и нелинейных режимах. На данный момент существуют коммерческие варианты реализации моделей СВЧ-транзисторов на основе методов машинного обучения, например, модель DynaFET [85] (компания Keysight Technologies, США).

В отличие от физических, поведенческие модели СВЧ-транзисторов не предоставляют какой-либо информации, которую можно было бы использовать для исследования физических процессов или оптимизации конструкции/параметров прибора. В большей степени эти модели ориентированы на задачи проектирования на схемном или системном уровне, где требуется быстрое действие и высокая точность воспроизведения электрофизических характеристик.

Ввиду того, что цель настоящего диссертационного исследования заключается в разработке методик построения моделей, применяемых для разработки усилительных и управляющих СВЧ-устройств, целесообразно подробнее рассмотреть именно компактные модели (физические и формальные), которые используются в современных коммерческих САПР РЭА.



## 1.2 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов

### 1.2.1 Обобщённая структура малосигнальной модели СВЧ-транзистора

Независимо от способа формулирования уравнений компактной модели СВЧ-транзистора её неотъемлемой частью является эквивалентная схема (ЭС) замещения, состоящая из электрических элементов, отражающих те или иные эффекты, характерные для рассматриваемого прибора. В случае нелинейной модели некоторые элементы ЭС задаются в виде уравнений. Линейную (малосигнальную) модель получают путём линеаризации этих уравнений в окрестности определённой рабочей точки. В результате элементы ЭС задаются в виде конкретных линеаризованных параметров, справедливых при условии малой амплитуды входного сигнала. Упрощённая малосигнальная ЭС на примере структуры GaAs НЕМТ-транзистора представлена на рисунке 1.2.

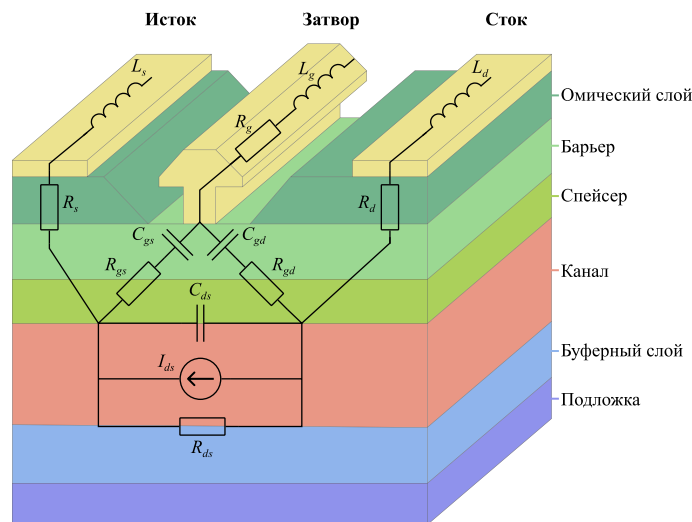


Рисунок 1.2 – Физический смысл элементов малосигнальной ЭС на примере структуры НЕМТ-транзистора

Для простоты интерпретации малосигнальную ЭС часто разделяют на две части: внешнюю и внутреннюю. Внешняя ЭС состоит из элементов, ассоциируемых с индуктивностями металлизации электродов затвора  $L_g$ , истока  $L_s$  и стока  $L_d$ , а также с сопротивлениями затвора  $R_g$  и контактных областей истока  $R_s$  и стока  $R_d$ . Во внешней ЭС также учитывают паразитные межэлектродные ёмкости и ёмкости самих электродов (не показаны на рисунке 1.2). Внутренняя ЭС описывает поведение СВЧ-транзистора в окрестности рабочей точки без учёта влияния внешних элементов. Далее приведено описание всех элементов внутренней ЭС:

- $C_{gs}$  – ёмкость между затвором и истоком;
- $R_{gs}$  – сопротивление, определяющее инерционность процессов зарядки и разрядки ёмкости  $C_{gs}$ ;
- $C_{gd}$  – ёмкость между затвором и стоком;

- $R_{gd}$  – сопротивление, определяющее инерционность процессов зарядки и разрядки ёмкости  $C_{gd}$ ;
- $C_{ds}$  – ёмкость между стоком и истоком;
- $R_{ds}$  – выходное дифференциальное сопротивление сток-исток;
- $I_{ds}$  – источник тока стока.

Ёмкости  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$  описывают распределение заряда в области обеднения под затвором. При определённых режимах работы СВЧ-транзистора (например, при больших положительных напряжениях на затворе) может наблюдаться протекание тока через диоды затвор-исток или затвор-сток. При необходимости учёта данного эффекта в малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора также используют дифференциальные сопротивления диодов затвор-исток и затвор-сток, включенные параллельно ёмкостям  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$ .

В малосигнальной ЭС транзистора, включенного по схеме с ОИ источник  $I_{ds}$  задаётся в виде источника тока, управляемого напряжением на ёмкости  $C_{gs}$ . Уравнение для такого источника записывается в виде

$$I_{ds} = V_{Cgs} \cdot G_m \cdot e^{-j\omega\tau}, \quad (1.1)$$

где  $V_{Cgs}$  – напряжение на ёмкости  $C_{gs}$ ;

$$G_m = \frac{\partial I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} \text{ – крутизна;}$$

$\tau$  – постоянная времени, определяющая инерционность процесса изменения тока стока при изменении напряжения  $V_{Cgs}$ ;

$\omega$  – циклическая (круговая) частота.

Процедуру определения (идентификации) параметров элементов малосигнальной модели часто называют экстракцией. Корректная процедура экстракции позволяет определить параметры элементов ЭС, при которых малосигнальная модель с приемлемой точностью воспроизводит результаты измерений малосигнальных параметров СВЧ-транзистора в определённом диапазоне частот. В связи с тем, что структуру малосигнальной ЭС разделяют на две части, процедура экстракции параметров ЭС также подразделяется на два этапа. На первом этапе определяются внешние (паразитные) параметры ЭС, а на втором – внутренние.

### 1.2.2 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с общим истоком, и методики их экстракции

Начиная с конца 80-х годов прошлого века и по настоящее время предлагаются новые, а также совершенствуются существующие методики аналитической экстракции параметров малосигнальных ЭС СВЧ-транзисторов, изготовленных по технологиям MESFET (от англ. Metal-

Semiconductor Field Effect Transistor) и НЕМТ (НЕМТ, мНЕМТ и рНЕМТ) [10, 12, 16, 20, 25, 91–95]. Как правило, существующие методики для экстракции параметров ЭС основаны на использовании измеренных S-параметров СВЧ-транзистора в различных режимах смещения. Наиболее распространённые методики, позволяющие определять внешние параметры малосигнальной ЭС с относительно небольшой ошибкой, основаны на использовании измеренных S-параметров при нулевом потенциале на стоке [96]. Перед расчётом внутренних элементов ЭС влияние внешних паразитных элементов вычитается из S-параметров транзистора в необходимом рабочем режиме. Далее полученные S-параметры используются для расчёта внутренних параметров ЭС. По мере совершенствования технологий изготовления появляются различные вариации данных методик.

На данный момент значительный интерес в области малосигнальных моделей представляет учёт распределённого характера внешних элементов ЭС [29, 97, 98]. На рисунке 1.3 приведён пример современного варианта малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора с учётом распределённого характера внешних ёмкостей. Данная ЭС насчитывает 12 внешних и 10 внутренних параметров.

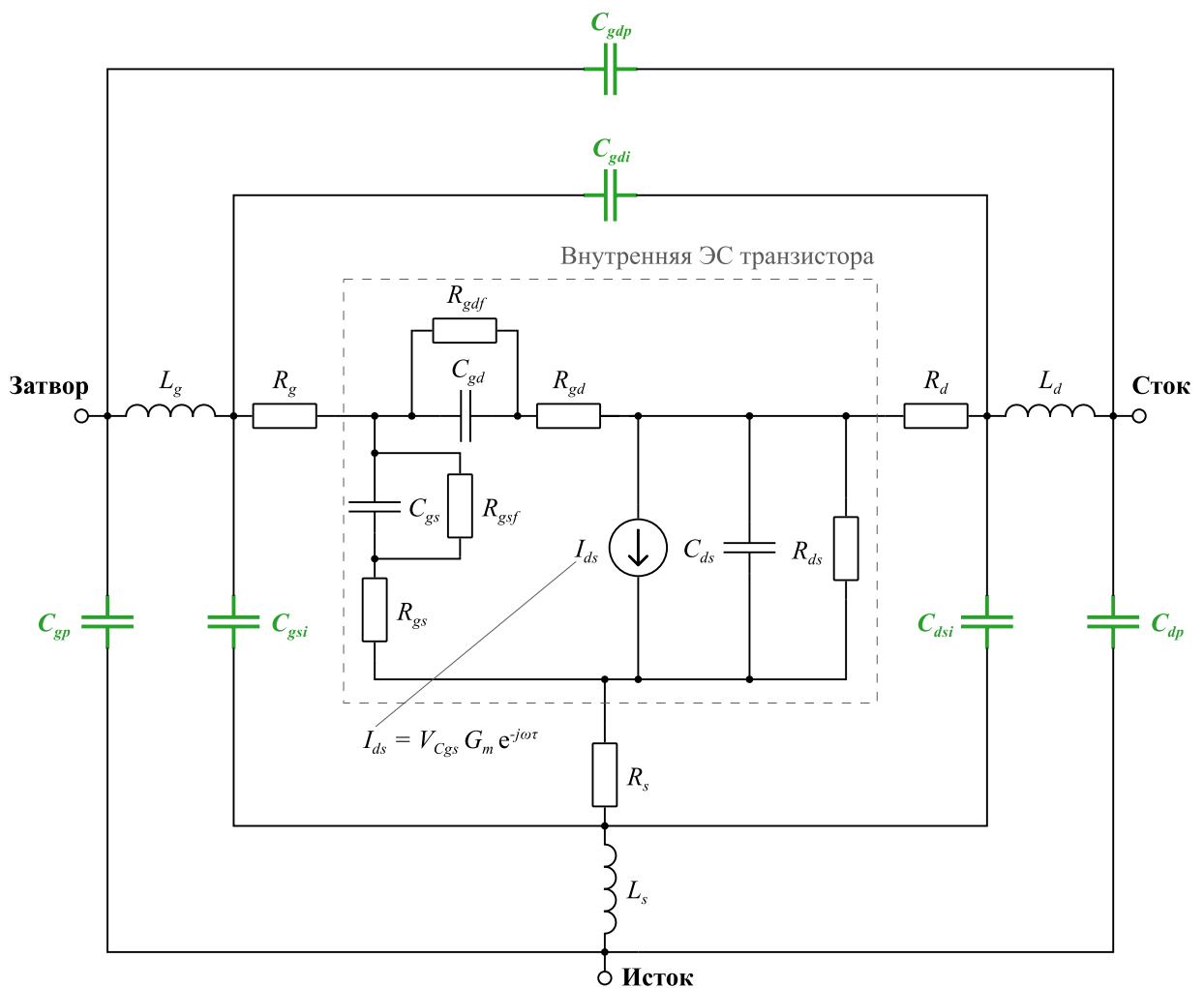


Рисунок 1.3 – Малосигнальная эквивалентная схема СВЧ-транзистора, учитывающая распределённый характер внешних элементов

Наибольшую сложность при экстракции параметров таких малосигнальных моделей представляет процедура определения внешних ёмкостей, выделенных на схеме. В связи с этим далее будет представлен краткий обзор методик определения внешних ёмкостей малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора.

Проблема экстракции внешних ёмкостей малосигнальной ЭС транзистора стала наиболее актуальной с применением в СВЧ МИС транзисторов со сложной топологией и/или большой периферией затвора. В первых методиках экстракции внешних ёмкостей предлагалось использовать результаты измерений малосигнальных параметров СВЧ-транзистора в так называемом «холодном» режиме с отсечённым каналом ( $V_{ds} = 0 \text{ В}$ ,  $V_{gs} \ll V_p$ , где  $V_p$  – напряжение отсечки) [10, 99, 100]. Впоследствии было установлено, что принятые в данных работах допущения относительно распределения внешних и внутренних ёмкостей приводят к завышенным значениям ёмкости электрода стока. Поэтому в практических целях значение этой ёмкости приравнивали к экстрагированному значению ёмкости электрода затвора [101, 102].

В качестве альтернативы внешние ёмкости также рассчитывали на основе результатов измерений S-параметров холостого тестовой структуры, предназначенной для исключения паразитного влияния контактных площадок и подводящих линий из результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора [19, 103, 104]. В большинстве случаев площадь контактных площадок холостого тестовой структуры значительно превышает площадь электродов транзистора, и рассчитанные значения в большей степени отражают ёмкости, ассоциируемые с контактными площадками тестовой структуры. Однако данный подход широко применяется в тех случаях, когда общая ширина затвора СВЧ-транзистора невелика и влияние внешних ёмкостей незначительно.

С повышением рабочих частот длина электродов транзистора становится соизмеримой с длиной волны. Учёт паразитного влияния электродов с помощью традиционных сосредоточенных параметров эквивалентной схемы приводит к снижению точности моделирования характеристик транзистора. Поэтому в малосигнальных моделях СВЧ-транзисторов стали учитывать распределённый характер внешних элементов ЭС. В работах [42, 43, 94] экстрагированные значения внешних ёмкостей электродов затвора и стока были распределены между внешними индуктивностями и сопротивлениями, что позволило существенно повысить точность моделирования S-параметров в области высоких частот (более 90 ГГц). Впоследствии подход к экстракции распределённых внешних ёмкостей был формализован в виде алгоритма сканирования, где границы поиска значений для каждой паразитной ёмкости определялись из результатов измерений S-параметров транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом, а начальное приближение формулировалось исходя из эвристических предположений относительно топологии прибора [20, 25]. Параллельно

развивалось направление, где распределённый характер внешних элементов учитывался с помощью ЭМ-моделирования. В работе [105] описывается подход, где вместо сосредоточенных внешних элементов ЭС использовались результаты ЭМ-моделирования всей топологии прибора. Авторы предложили концепцию «элементарного внутреннего транзистора» (элементарной ячейки), которая по своей сути представляет эмпирическую нелинейную модель транзистора с одним затвором. Используя принцип совместного ЭМ- и схмотехнического моделирования, в работе был предложен способ подключения нескольких элементарных ячеек к топологии прибора, в результате чего вся пассивная (внешняя) часть модели рассчитывалась посредством ЭМ-анализа, а активная – посредством схмотехнического анализа уравнений нелинейной модели. В [27, 28] с помощью ЭМ-моделирования проводился анализ отдельных фрагментов топологии транзистора, после чего для каждого фрагмента проводилась экстракция параметров его ЭС. Полученные ЭС выступали в роли внешних параметров итоговой малосигнальной модели. Идеи, предложенные в работах [27, 28, 105], были впоследствии распространены и на модели коммутационных (переключательных) транзисторов [30, 33].

Таким образом, в области экстракции внешних ёмкостей малосигнальной эквивалентной схемы всё чаще используются результаты ЭМ-анализа топологии транзистора. Такой подход позволяет с достаточной точностью получить первое приближение для внешних ёмкостей без использования дополнительных тестовых структур и сложных итерационных алгоритмов перебора их значений. Стоит отметить, что в предложенных методиках построения малосигнальных моделей СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с ОИ, не рассматриваются вопросы экстракции ёмкости электрода истока. Однако в схемах, где в цепь истока включают дополнительные элементы, данная ёмкость может оказывать существенное влияние на характеристики разрабатываемого устройства.

### 1.2.3 Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с общим затвором, и методики их экстракции

Все рассмотренные ранее методики предназначены для построения моделей транзисторов, включенных по схеме с ОИ, что характерно для схем, предназначенных для усилительных применений. В схемах переключателей СВЧ-сигнал проходит между стоком и истоком транзистора, а управляющее напряжение, подаваемое на затвор, определяет, в каком состоянии находится транзистор: во включенном или в выключенном. В переключательных схемах транзистор имеет отличную от схем с общим истоком топологию и, соответственно, иную конфигурацию внешней цепи внешних элементов ЭС (рисунок 1.4).

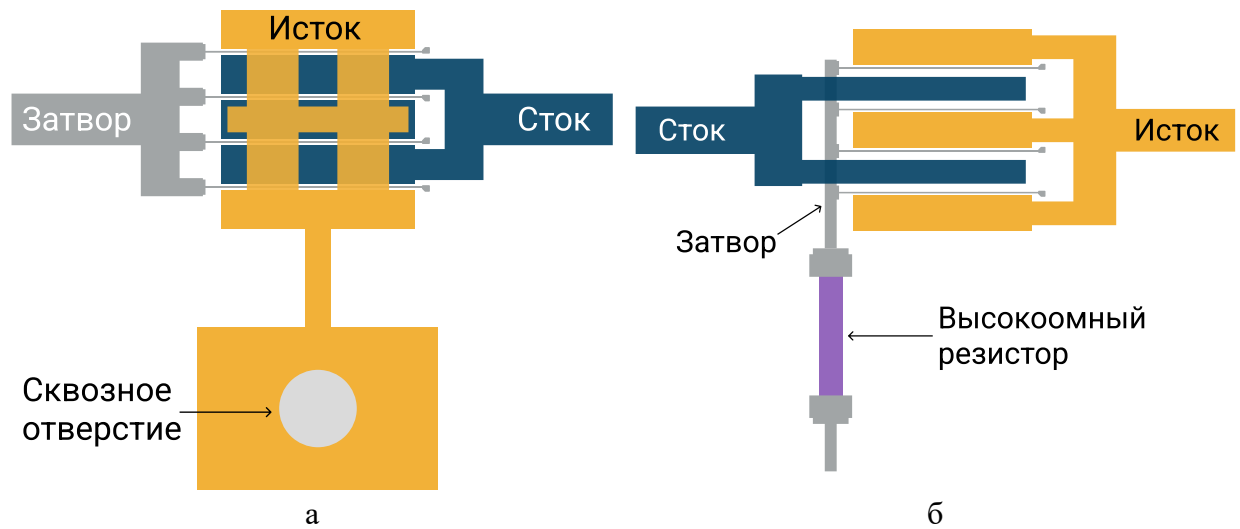


Рисунок 1.4 – Топология СВЧ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком (а) и общим затвором (б)

В связи с этим существующие методики для экстракции параметров ЭС транзистора, включенного по схеме с ОИ, не позволяют получить точную малосигнальную модель транзистора, включенного по схеме с ОЗ, способную воспроизводить S-параметры прибора в широкой полосе частот.

Ранее было отмечено, что малосигнальные модели используются при проектировании схем, в которых транзистор работает при малых уровнях входной мощности. При проектировании аттенюаторов и фазовращателей с цифровым управлением важны такие характеристики переключателя, как вносимые потери во включенном состоянии и развязка в выключенном состоянии, вследствие чего достаточно иметь несколько малосигнальных моделей, воспроизводящих S-параметры транзистора при различных уровнях напряжения на затворе. Кроме того, вычислительная эффективность малосигнальных моделей делает их незаменимыми при параметрической оптимизации схемного и топологического решения ступенчатых аттенюаторов и фазовращателей, в ходе которой моделирование характеристик осуществляется многократно.

Ввиду того, что на данный момент имеется относительно небольшое число исследований, посвящённых различным аспектам моделирования СВЧ-транзисторов для переключательных схем, далее будут рассмотрены имеющиеся подходы, а также их достоинства и недостатки. Материалы данного обзора опубликованы в [106].

В работе [107] была предложена малосигнальная эквивалентная схема GaAs полевого транзистора, предназначенного для использования в МИС фазовращателей, аттенюаторов и резистивных смесителей (рисунок 1.5).

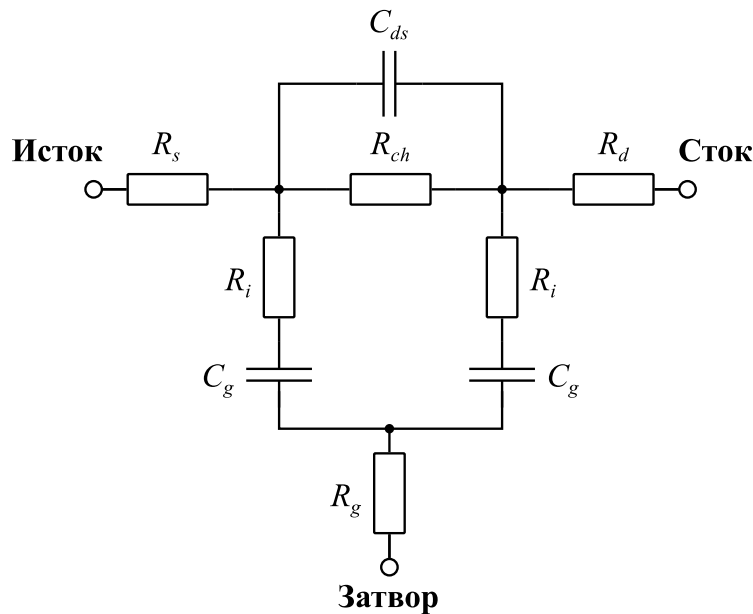


Рисунок 1.5 – Малосигнальная эквивалентная схема коммутационного GaAs полевого транзистора

Согласно [107], приведённая конфигурация ЭС использовалась для моделирования S-параметров транзистора, изготовленного по технологии MESFET, с длиной затвора 0,6 мкм и общей шириной затвора 790 мкм во включенном и выключенном состояниях в диапазоне частот от 0 до 40 ГГц. При этом для каждого из состояний был получен отдельный набор параметров эквивалентной схемы, за исключением паразитных сопротивлений  $R_g, R_d, R_s$ , не зависящих от напряжения смещения. Элемент  $R_{ch}$  представляет собой сопротивление канала транзистора. Ёмкости  $C_g$  предназначены для моделирования заряда в области обеднения с истоковой и стоковой стороны затвора. Сопротивления  $R_i$  учитывают сопротивление канала за пределами области обеднения со стороны стока и истока в выключенном состоянии. Стоит отметить, что предложенная конфигурация ЭС является симметричной относительно затвора, поскольку в схеме используются идентичные значения ёмкостей и сопротивлений затвор-сток и затвор-исток. Процедура расчёта элементов данной эквивалентной схемы в работе [107] не изложена, а результаты измерений и моделирования S-параметров приводятся только для схем фазовращателей, спроектированных с применением данной ЭС.

На рисунке 1.6 представлена дополненная конфигурация ЭС GaAs полевого транзистора, использованная в работе [108] для создания масштабируемой малосигнальной модели.

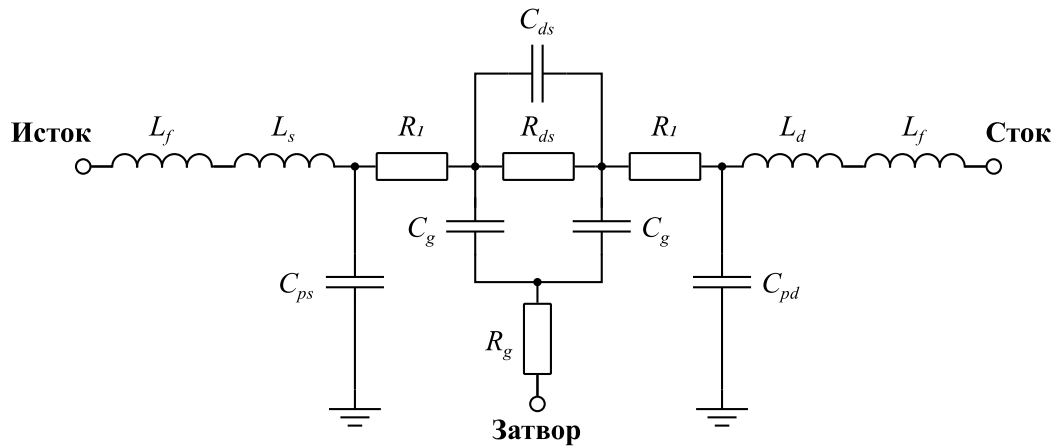


Рисунок 1.6 – Малосигнальная эквивалентная схема, учитывающая индуктивности подводящих линий, а также паразитные индуктивности и ёмкости электродов транзистора

В качестве тестовых элементов использовались GaAs полевые транзисторы с длиной затвора 0,7 мкм и различной общей шириной затвора (от 100 до 1200 мкм). Для обеспечения развязки между управляющим и СВЧ-сигналом в цепь затвора был включен высокоомный резистор номиналом от 2 до 8 кОм. В ходе исследований авторами было установлено, что тестовые элементы, в которых использовались резисторы номиналом более 2 кОм не приводят к желаемому эффекту повышения допустимого уровня входной мощности СВЧ сигнала. Кроме того, в работе указано, что наибольший вклад в результаты моделирования S-параметров ЭС во включенном состоянии вносят сопротивления  $R_1$  и  $R_{ds}$ , в то время как в выключенном состоянии определяющее значение имеет краевая ёмкость между электродами стока и истока  $C_{ds}$ . Для учёта паразитных эффектов, обусловленных большой периферией транзисторов, эквивалентная схема была дополнена внешними индуктивностями и ёмкостями. В данном случае элементы  $L_f$  представляют собой индуктивности подводящих линий тестового компонента, а  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$  учитывают паразитные индуктивности и ёмкости электродов истока и стока. Экстракция параметров ЭС проводилась с использованием измеренных S-параметров во включенном ( $V_g = 0$  В) и выключенном ( $V_g = -5$  В) состояниях в диапазоне частот от 45 МГц до 26,5 ГГц. Параметры предложенной ЭС были определены как для включенного, так и для выключенного состояния. Однако способ их получения в данной работе также не приводится, а сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров представлено только для спроектированных с использованием данных моделей однополюсных (от англ. Single Pole Single Throw – SPST) и двухполюсных (от англ. Single Pole Double Throw – SPDT) переключателей в диапазоне частот от 0,45 до 2 ГГц и от 0,45 до 6 ГГц соответственно.

Работы [109, 110] являются одними из первых, где были предложены не только конфигурации ЭС для моделирования коммутационных СВЧ-транзисторов, но и выражения для экстракции их параметров. В данных работах авторы рассматривают два варианта включения



транзисторов, наиболее часто встречающихся в схемах переключателей: последовательного и параллельного. Предложенные ЭС СВЧ-транзистора, включенного последовательно, представлены на рисунке 1.7.

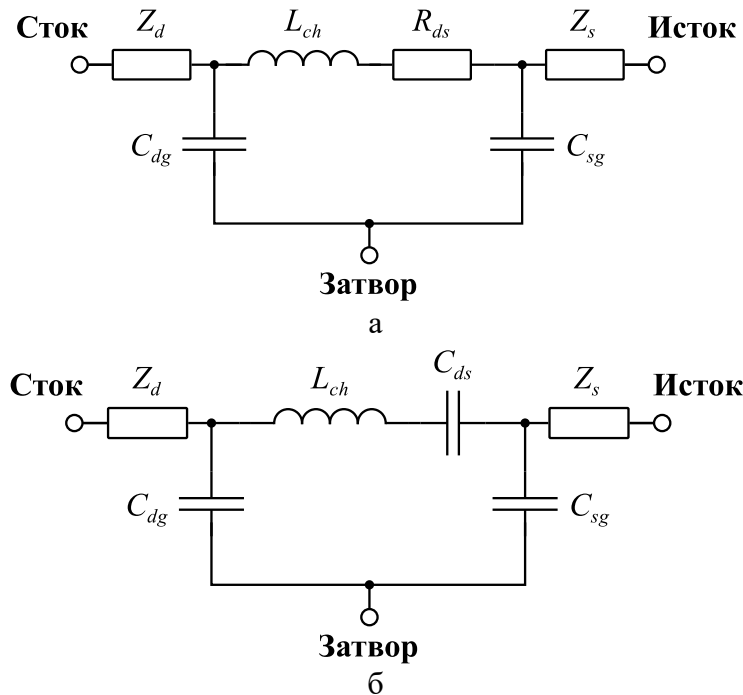


Рисунок 1.7 – Малосигнальные ЭС СВЧ-транзистора, включенного последовательно: а) для включенного состояния; б) для выключенного состояния

Стоит отметить, что предложенные ЭС были дополнены моделями микрополосковой линии (МППЛ) передачи со стороны стока  $Z_d$  и истока  $Z_s$  для учёта влияния подводящих линий тестовых компонентов. Значения элементов данных ЭС рассчитывались с использованием измеренных S-параметров тестовых компонентов во включенном (при  $V_{ds} = V_g = 0$  В) и выключенном (при  $V_{ds} = 0$  В,  $V_{gs} < V_p$ , где  $V_p$  – напряжение отсечки) режимах. При этом между контактными площадками для подачи постоянного смещения и электродом затвора был включен высокоомный резистор во избежание утечки СВЧ-сигнала в цепь управления. ЭС транзистора во включенном состоянии состоит из последовательно соединённых сопротивления  $R_{ds}$  и индуктивности  $L_{ch}$ , предназначенных для моделирования вносимых потерь при прохождении СВЧ-сигнала со входа на выход. Ёмкости затвора  $C_{dg}$  и  $C_{sg}$  в данной ЭС незначительно влияют на вносимые потери. Их основное назначение – обеспечение точного моделирования коэффициентов отражения по входу и выходу. Для расчёта параметров ЭС транзистора во включенном состоянии из результатов измерений S-параметров тестового компонента исключалось влияние подводящих линий. Далее с помощью известных соотношений осуществлялся пересчёт полученных S-параметров в Y-параметры. Используя выражения для Y-параметров ЭС транзистора во включенном состоянии, производился расчёт значений элементов ЭС. Далее приведены выражения для Y-параметров ЭС транзистора во включенном состоянии и соответствующие формулы для расчёта элементов ЭС

$$Y_{11} = \frac{1 - \omega^2 C_{dg} L_{ch} + j\omega C_{dg} R_{ds}}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (1.2)$$

$$Y_{22} = \frac{1 - \omega^2 C_{sg} L_{ch} + j\omega C_{sg} R_{ds}}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (1.3)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -\frac{1}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (1.4)$$

$$R_{ds} = \operatorname{Re}\left(-\frac{1}{Y_{21}}\right), \quad (1.5)$$

$$L_{ch} = \frac{\operatorname{Im}\left(-\frac{1}{Y_{21}}\right)}{\omega}, \quad (1.6)$$

$$C_{dg} = \frac{\operatorname{Im}\left(-\frac{Y_{11}}{Y_{21}}\right)}{\omega \operatorname{Re}\left(-\frac{1}{Y_{21}}\right)}, \quad (1.7)$$

$$C_{sg} = \frac{\operatorname{Im}\left(-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}\right)}{\omega \operatorname{Re}\left(-\frac{1}{Y_{21}}\right)}. \quad (1.8)$$

В ЭС транзистора в выключенном состоянии (рисунок 1.7б) из измеренных S-параметров тестового компонента рассчитывались только значения ёмкостей  $C_{ds}$ ,  $C_{dg}$  и  $C_{sg}$ , в то время как для индуктивности  $L_{ch}$  использовалось значение, полученное для ЭС транзистора во включенном состоянии. Необходимость расчёта ёмкостей затвора как для включенного, так и для выключенного состояния транзистора обусловлена зависимостью ширины области пространственного заряда под затвором от напряжения на затворе. Также необходимо отметить, что перед расчётом значений элементов данной ЭС из измеренных S-параметров тестового компонента необходимо исключить влияние подводящих линий, после чего требуется произвести пересчёт полученных S-параметров в Y-параметры. Далее приведены выражения для Y-параметров ЭС транзистора в выключенном состоянии и соответствующие формулы для расчёта элементов ЭС

$$Y_{11} = j\omega \left( C_{dg} + \frac{C_{ds}}{1 - \omega^2 L_{ch} C_{ds}} \right), \quad (1.9)$$

$$Y_{11} = j\omega \left( C_{dg} + \frac{C_{ds}}{1 - \omega^2 L_{ch} C_{ds}} \right), \quad (1.10)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega \left( \frac{C_{ds}}{1 - \omega^2 L_{ch} C_{ds}} \right), \quad (1.11)$$

$$\frac{1}{C_{ds}} = -\frac{\omega}{\operatorname{Im}(Y_{21})} + \omega^2 L_{ch}, \quad (1.12)$$

$$C_{dg} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{21})}{\omega}, \quad (1.13)$$

$$C_{sg} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{22}) + \operatorname{Im}(Y_{21})}{\omega}. \quad (1.14)$$

Предложенная методика была использована для экстракции значений элементов ЭС GaAs полевых транзисторов различной периферии (167, 300 и 600 мкм) с длиной затвора 0,5 мкм. Итоговые значения элементов эквивалентной схемы определялись путём усреднения по всем частотным точкам. При сравнении результатов моделирования S-параметров полученных эквивалентных схем с результатами измерений тестовых компонентов было получено хорошее совпадение в диапазоне частот 0,45–26,5 ГГц. Также в данной статье приводятся ЭС транзисторов в параллельной конфигурации и выражения для экстракции их параметров.

Традиционные ЭС, состоящие из сосредоточенных элементов, позволяют моделировать транзисторы с относительно небольшой периферией. Однако существует ряд применений, где используются коммутационные транзисторы с общей шириной затвора порядка 3–4 мм и более узкими линиями металлизации, что позволяет изготавливать мощные и компактные управляющие устройства. По аналогии с предыдущими исследованиями, в работе [111] также сообщается, что в ЭС, состоящей из сосредоточенных элементов (рисунок 1.8), параметры, соответствующие индуктивности  $L_s$  и ёмкости металлизации на землю  $C_s$ , имеют малые значения, и определяющий вклад в S-параметры ЭС во включенном состоянии вносят элементы  $C_{ds}$  и  $R_{ch}$ , предназначенные для моделирования краевой ёмкости сток-исток и сопротивления канала соответственно. Элемент  $R_s$  используется для моделирования суммарного сопротивления истока и стока, включая сопротивления металлизации, контактное сопротивление и сопротивление канала за пределами затвора.

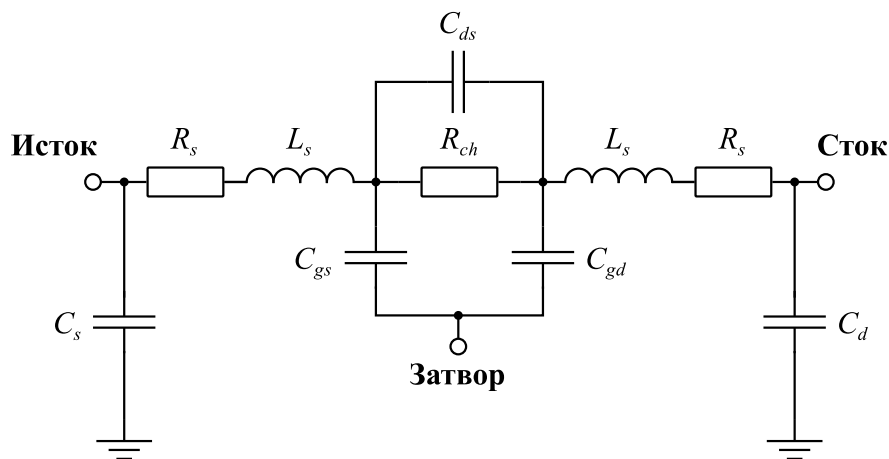


Рисунок 1.8 – Малосигнальная ЭС транзистора, использованная в качестве основы для моделирования СВЧ-транзисторов с широкой периферией

Для ЭС, состоящей из сосредоточенных элементов, характерен рост модуля коэффициента передачи  $S_{21}$  с увеличением частоты из-за эффекта шунтирования сопротивления канала  $R_{ch}$  ёмкостью сток-исток. Однако в случае транзисторов с широкой периферией частотная зависимость модуля коэффициента передачи  $S_{21}$  имеет противоположный характер. Для устранения данного противоречия в работе [111] ЭС, состоящая из сосредоточенных элементов

(рисунок 1.8), была дополнена эквивалентными схемами, включающими погонные индуктивность  $L_o$  (нГн/мм), сопротивление металлизации  $R_o$  (Ом/мм) и ёмкость на землю  $C_{so}$  (пФ/мм), а также сопротивление  $R_s$  (Ом/мм), что позволило учесть распределённый характер длинных линий металлизации истока, стока и сопротивления канала за пределами затвора (рисунок 1.9). Значения сосредоточенных элементов  $L_s$  и краевой ёмкости сток-исток  $C_{ds}$  рассчитывались с помощью электромагнитного анализа топологии переключательного транзистора [112]. В процессе моделирования для данных параметров были определены зависимости относительно числа затворов и их ширины. Стоит отметить, что в предложенной ЭС электрод затвора был представлен в виде холостого шлейфа, поскольку в схемах переключателей для обеспечения развязки между СВЧ и управляющим сигналом в цепь затвора включают высокоомный резистор. При этом для моделирования паразитных параметров затвора используются сосредоточенные элементы.

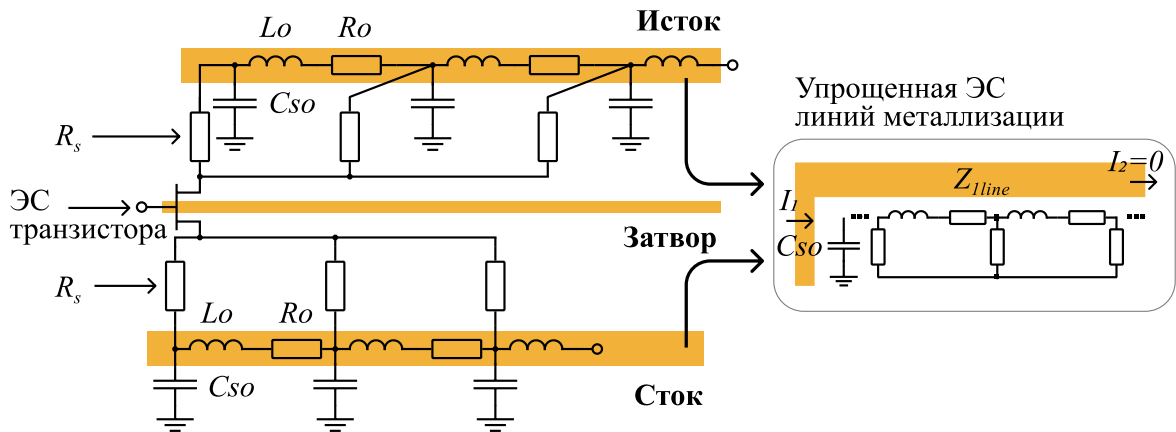


Рисунок 1.9 – Малосигнальная ЭС однозатворного транзистора, учитывающая распределённый характер металлизации истока и стока

Для упрощения процедуры расчёта импеданса распределённых элементов в эквивалентных схемах линий металлизации ёмкость на землю  $C_{so}$  учитывалась в виде сосредоточенного элемента, поскольку значение данной ёмкости мало и незначительно влияет на характеристики транзистора (рисунок 1.9). При расчёте импеданса использовались следующие граничные условия: СВЧ-колебания возбуждались с одной стороны линии металлизации истока, в то время как другая сторона линии считалась холостой ( $I_2 = 0$ ). В случае металлизации стока использовались аналогичные граничные условия, но возбуждение СВЧ-колебаний проводилось с противоположной стороны линии. С учётом указанных граничных условий записывались выражения для токов и напряжений в линии металлизации шириной  $UW$ , из которых было получено выражение для импеданса линии  $Z_{1line}$

$$Z_{1line} = \frac{Z_o}{\tanh(\beta \cdot UW)}, \quad (1.15)$$

$$Z_o = \sqrt{R_s \cdot (\omega L_o + R_o)}, \quad (1.16)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega L_o + R_o}{R_s}}. \quad (1.17)$$

Приведённые выражения позволяют рассчитать импеданс линий металлизации истока и стока для транзистора с одним затвором. Ввиду того, что в транзисторах с широкой периферией, как правило, используется несколько затворов, в ЭС необходимо учесть распределённый характер межсоединений, соединяющих линии металлизации истока/стока каждой секции транзистора, как показано на рисунке 1.10.

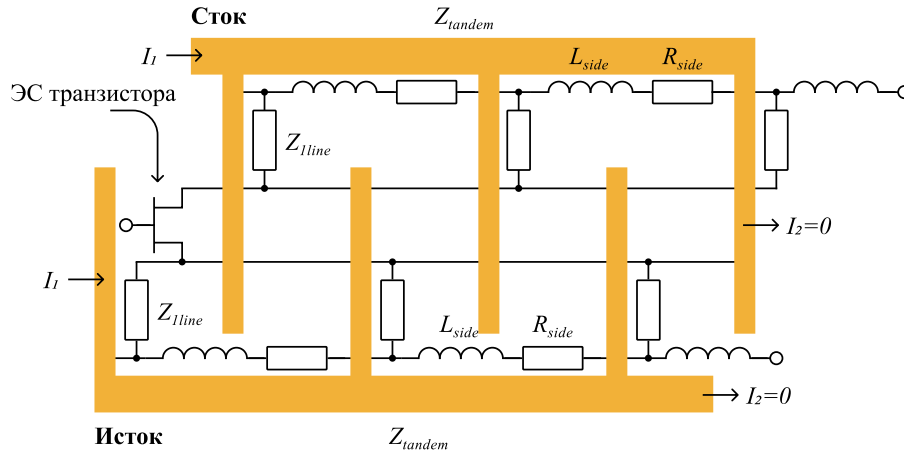


Рисунок 1.10 – Малосигнальная ЭС многозатворного транзистора, учитывающая распределённый характер металлизации истока и стока каждой секции и их межсоединений

По аналогии с однозатворной структурой были получены выражения для импеданса линии металлизации стока/истока в случае транзистора с несколькими затворами  $Z_{tandem}$

$$Z_{tandem} = \frac{Z_{ot}}{\tanh(\beta_t \cdot N_f)}, \quad (1.18)$$

$$Z_{ot} = \sqrt{Z_{1line} \cdot (\omega L_{side} + R_{side})}, \quad (1.19)$$

$$\beta_t = \sqrt{\frac{\omega L_{side} + R_{side}}{Z_{1line}}}. \quad (1.20)$$

где  $L_{side}$  – индуктивность межсоединений одной секции многозатворного транзистора;

$R_{side}$  – сопротивление металлизации межсоединений одной секции многозатворного транзистора;

$N_f$  – количество затворов.

Предложенные выражения для импедансов линий металлизации истока и стока использовались в дополненной ЭС для моделирования S-параметров GaAs pHEMT-транзисторов с общей шириной затвора 1 и 2 мм в диапазоне частот от 0,5 до 18 ГГц. Несмотря на детальное описание подхода к моделированию распределённых элементов, методика экстракции данной модели в работе не приводится.

Основным ограничением применения GaAs полевых транзисторов в мощных переключательных схемах является малое напряжение пробоя (менее 10 В). В качестве альтернативы сегодня активно исследуются транзисторы на основе GaN. Уникальные характеристики нитрида галлия позволяют создавать приборы, способные коммутировать большие мощности с минимальными потерями. В связи с этим за последнее время было предложено несколько работ, посвящённых моделированию коммутационных GaN транзисторов.

В работе [113] была предложена малосигнальная эквивалентная схема для моделирования 0,5 мкм GaN НЕМТ-транзистора с общей шириной затвора  $6 \times 125$  мм (рисунок 1.11). Структура данной схемы аналогична структурам схем для GaAs транзисторов, где значения внутренних элементов зависят от приложенного к затвору напряжения, в то время как внешние элементы используются для моделирования паразитных эффектов и не зависят от потенциала на затворе.

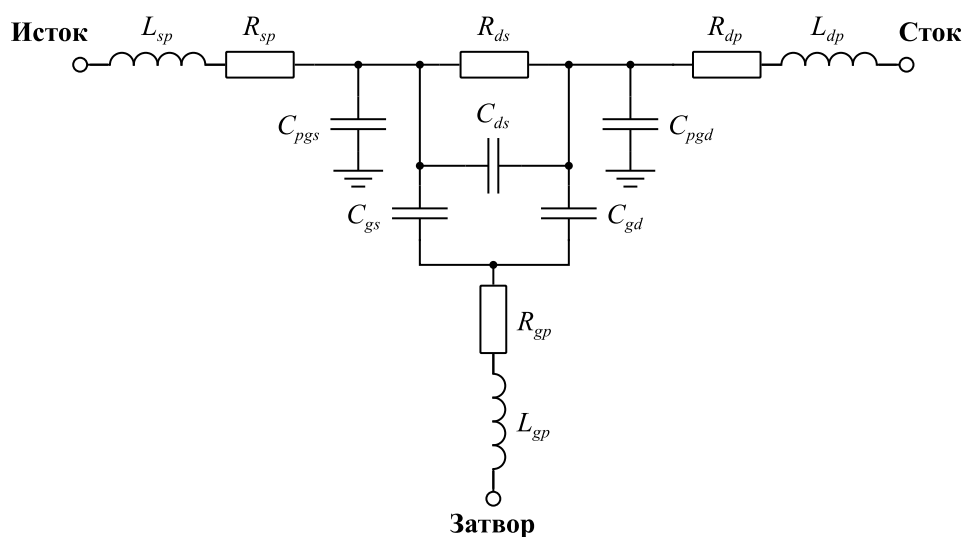


Рисунок 1.11 – Малосигнальная ЭС GaN НЕМТ-транзистора для включенного и выключенного состояний

Основное отличие данной схемы от ЭС GaAs транзисторов заключается в расположении паразитных ёмкостей на землю и наличии паразитных индуктивности и сопротивления в цепи затвора. В работе приводятся соотношения для расчёта внутренних параметров ЭС ( $C_{gs}, C_{gd}, R_{ds}, C_{ds}$ ) с использованием следующих технологических параметров прибора: расстояние между электродами транзистора, диэлектрическая проницаемость материала барьерного слоя гетероструктуры, толщина данного слоя, поверхностное сопротивление канала. Однако, в процессе экстракции параметров ЭС значение элемента  $R_{ds}$  было получено из измерений вольтамперной характеристики транзистора на постоянном токе, в то время как для определения остальных параметров ЭС использовались численные методы оптимизации, где в качестве целевой функции выступала разность между расчётными S-параметрами ЭС и

измеренными S-параметрами транзистора. Предложенный подход был использован для построения малосигнальной модели коммутационного GaN НЕМТ-транзистора. Различие между результатами измерений и моделирования вносимых потерь и развязки в диапазоне частот от 1 до 20 ГГц составило не более 0,03 дБ и 0,2 дБ по модулю соответственно. Ошибка моделирования фазочастотной характеристики во включенном и выключенном состояниях на частотах до 12 ГГц не превысила 2,3 град. Основным недостатком предложенного подхода является использование методов численной оптимизации без предварительного расчёта начального приближения для параметров эквивалентной схемы. Известно, что в таком случае применение оптимизационных методов не всегда позволяет получить параметры ЭС, при которых достигается минимальное отклонение расчётных характеристик от результатов измерений. Кроме того, при отсутствии начального приближения полученные оптимизационными методами значения параметров ЭС, как правило, не соответствуют физическим представлениям о работе транзистора.

Аналитическая методика расчёта как внутренних, так и внешних элементов ЭС на основе измеренных S-параметров коммутационного GaN НЕМТ-транзистора была представлена в работе [31]. На рисунке 1.12 представлена предложенная в данной работе конфигурация малосигнальной ЭС для включенного ( $V_{ds} = V_g = 0$  В) и выключенного ( $V_{ds} = 0$  В,  $V_g = -5$  В) состояний.

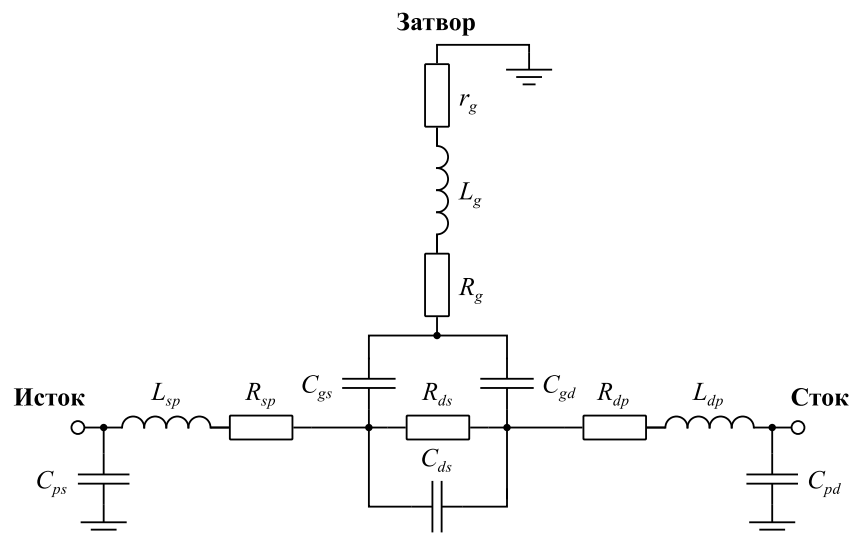


Рисунок 1.12 – Малосигнальная ЭС GaN НЕМТ-транзистора, предложенная в работе [31]

Из рисунка 1.12 видно, что ЭС была дополнена сопротивлением  $r_g$ , которое предназначено для моделирования высокоомного резистора в цепи затвора, обеспечивающего развязку между СВЧ и управляющим сигналом. Экстракция паразитных ёмкостей  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$  осуществлялась с использованием измеренных Y-параметров, полученных путём пересчёта S-параметров транзистора в выключенном состоянии. Исследуемый транзистор являлся симметричным

относительно затвора, в связи с чем было сделано предположение, что при нулевом потенциале между стоком и истоком область обеднения под затвором является симметричной и, соответственно, ёмкости затвор-сток и затвор-исток в ЭС транзистора должны быть равны. Кроме того, в выключенном состоянии на характеристики прибора влияют только паразитные внешние параметры и внутренние ёмкости, поскольку в данном режиме канал транзистора полностью перекрыт. Влияние паразитных сопротивлений и индуктивностей может быть минимизировано, если рассматривать мнимую часть  $Y$ -параметров транзистора на низких частотах. В соответствии с вышеуказанными предположениями в выключенном состоянии низкочастотная ЭС транзистора может быть представлена в виде внутренних и внешних ёмкостей, как показано на рисунке 1.13.

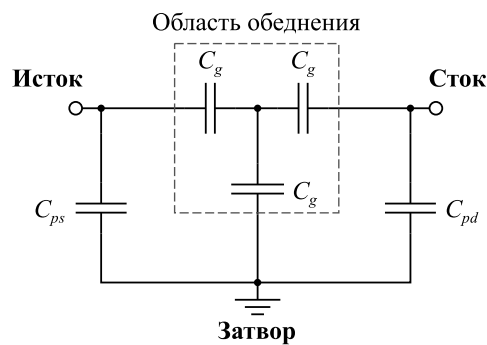


Рисунок 1.13 – Представление ЭС транзистора в выключенном состоянии на низких частотах

Далее приведены выражения для мнимой части низкочастотных  $Y$ -параметров ЭС, представленной на рисунке 1.13. Данные выражения использовались для расчёта элементов  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$

$$\text{Im}(Y_{11}) = j\omega \left( C_{ps} + \frac{2}{3} C_g \right), \quad (1.21)$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega \frac{2}{3} C_g, \quad (1.22)$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = j\omega \left( C_{pd} + \frac{2}{3} C_g \right). \quad (1.23)$$

Экстракция паразитных индуктивностей и сопротивлений осуществлялась с использованием измеренных  $Z$ -параметров, пересчитанных из  $Y$ -параметров транзистора во включенном состоянии. Стоит отметить, что предварительно из  $Y$ -параметров транзистора во включенном состоянии было исключено влияние определённых ранее паразитных ёмкостей  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$ . Упрощённая ЭС транзистора во включенном состоянии представлена на рисунке 1.14.



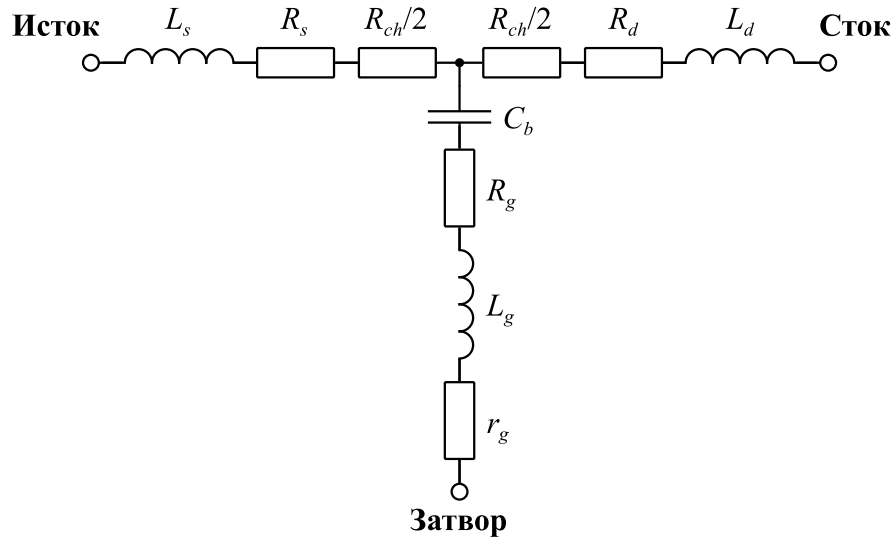


Рисунок 1.14 – Представление ЭС транзистора во включенном состоянии

Далее приведены выражения для  $Z$ -параметров, соответствующих данной ЭС

$$Z_{11} = R_s + \frac{R_{ch}}{2} + R_g + r_g + j \left( \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_g} \right), \quad (1.24)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_g + r_g + j\omega L_g - \frac{1}{\omega C_g}, \quad (1.25)$$

$$Z_{22} = R_d + \frac{R_{ch}}{2} + R_g + r_g + j \left( \omega(L_g + L_d) - \frac{1}{\omega C_g} \right). \quad (1.26)$$

Для расчёта паразитных индуктивностей  $L_g, L_s$  и  $L_d$  выражения для мнимых частей  $Z$ -параметров умножались на циклическую частоту

$$\omega \text{Im}(Z_{11}) = \omega^2(L_g + L_s) - \frac{1}{C_g}, \quad (1.27)$$

$$\omega \text{Im}(Z_{12}) = \omega \text{Im}(Z_{21}) = \omega^2 L_g - \frac{1}{C_g}, \quad (1.28)$$

$$\omega \text{Im}(Z_{22}) = \omega^2(L_g + L_d) - \frac{1}{C_g}. \quad (1.29)$$

При умножении мнимой части  $Z$ -параметров на циклическую частоту выражения в правой части уравнений принимают вид уравнения прямой  $y = kx + b$ , где  $y = \omega \text{Im}(Z_{ij})$ ,  $x = \omega^2$  и  $b = \frac{1}{C_g}$ . Используя метод наименьших квадратов, значения паразитных индуктивностей определялись из коэффициента наклона зависимостей  $\omega \text{Im}(Z_{ij}) = f(\omega^2)$  где  $i, j = 1, 2$ .

Значения паразитных сопротивлений определялись путём усреднения частотных зависимостей действительных частей  $Z$ -параметров транзистора во включенном состоянии и действительной части  $Z_{11}$  в выключенном состоянии. Использование  $Z_{11}$  в выключенном состоянии обусловлено тем, что сопротивлением барьера Шоттки  $R_g$  в данном режиме можно

пренебречь, поскольку оно значительно меньше по сравнению с сопротивлением высокоомного резистора, обеспечивающего развязку СВЧ и управляющего сигналов. Таким образом, выражение для действительной части  $Z_{11}$  в выключенном состоянии может быть записано как:

$$\operatorname{Re}(Z_{11}) = R_s + r_g. \quad (1.30)$$

Учитывая, что сопротивление высокоомного резистора  $r_g$  известно, данное соотношение используется для определения паразитного сопротивления истока. В работе отмечается, что для экстракции паразитных сопротивлений выбирался диапазон частот более 25 ГГц, поскольку на высоких частотах ёмкости практически не влияют на  $Z$ -параметры, так как их импеданс уменьшается с ростом частоты.

Для расчёта внутренних элементов ЭС необходимо исключить влияние паразитных индуктивностей и сопротивлений. На рисунке 1.15 представлено два варианта внутренней ЭС транзистора.

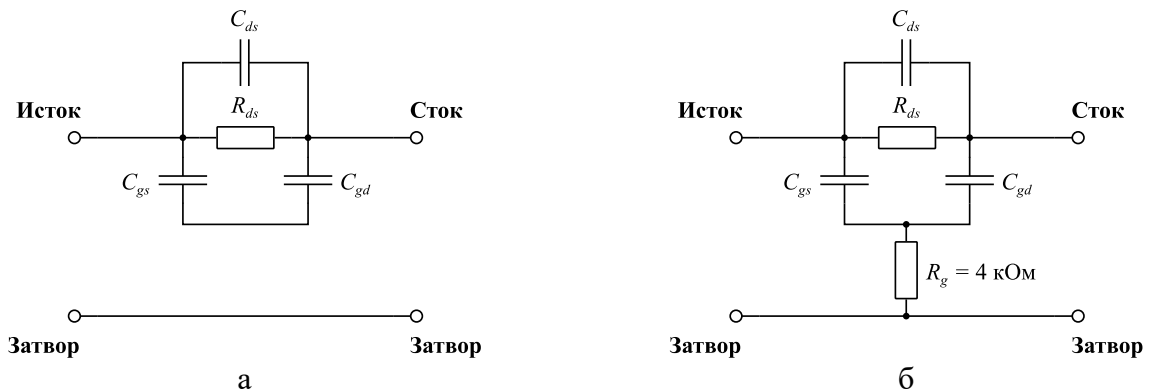


Рисунок 1.15 – Варианты внутренней ЭС транзистора: а) высокоомный резистор эквивалентен холостому ходу в цепи затвора; б) высокоомный резистор учитывается в цепи затвора

В первом случае (рисунок 1.15а) высокоомный резистор считается эквивалентным разрыву в цепи затвора и не учитывается в ЭС. В работе показано, что данный вариант ЭС не позволяет рассчитать внутренние элементы, поскольку для  $Y$ -параметров такой схемы выполняется следующее условие:  $Y_{11} = Y_{22} = -Y_{12} = -Y_{21}$ . Таким образом, для определения четырёх неизвестных элементов имеется всего два уравнения. Для устранения данного ограничения авторы предлагают использовать ЭС, представленную на рисунке 1.15б, где учитывается высокоомный резистор в цепи затвора. При расчёте элементов ЭС авторы используют допущение, согласно которому ёмкости затвор-сток и затвор-исток считаются равными ( $C_{gs} = C_{gd} = C_g$ ), поскольку в работе исследовался симметричный транзистор с равными расстояниями затвор-сток и затвор-исток. Далее приведены выражения для матрицы  $Y$ -параметров данной ЭС

$$Y_{11} = j\omega C_{ds} + \frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{2r_g + \frac{1}{j\omega C_g}} + \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}, \quad (1.31)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_{ds} - \frac{1}{R_{ds}} - \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}, \quad (1.32)$$

$$Y_{22} = j\omega C_{ds} + \frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{2r_g + \frac{1}{j\omega C_g}} + \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}. \quad (1.33)$$

На основе данных выражений были получены формулы для расчёта всех элементов ЭС

$$C_g = C_{gs} = C_{gd} = \frac{\text{Re}(Y_{11} + Y_{12})}{2 \text{Im}(Y_{11} + Y_{12}) \omega r_g}, \quad (1.34)$$

$$C_{ds} = -\frac{\left( \frac{2\omega^3 C_g^3 r_g^2}{1 - 4r_g^2 \omega^2 C_g^2} + \text{Im}(Y_{12}) \right)}{\omega}, \quad (1.35)$$

$$R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}(Y_{11}) - \frac{3\omega^2 C_g^2 r_g^2}{1 - 4r_g^2 \omega^2 C_g^2}}. \quad (1.36)$$

Приведённые выражения использовались для расчёта внутренних элементов ЭС GaN НЕМТ-транзисторов с длиной затвора 0,25 мкм и различной общей шириной затвора (200, 400 и 800 мкм). Различие между измеренными S-параметрами транзисторов и рассчитанными S-параметрами соответствующих ЭС составило не более 4% в диапазоне частот от 5 до 40 ГГц. С целью валидации полученных малосигнальных моделей был спроектирован и изготовлен однополюсный переключатель на два направления диапазона частот 8–12 ГГц. Наибольшее отклонение расчётных и измеренных вносимых потерь составило 0,11 дБ. Ошибка моделирования развязки не превысила 1,1 дБ. Основное ограничение данной методики состоит в том, что приведённые выше выражения применимы только в случае моделирования транзистора с симметричной геометрией.

Необходимость учёта высокоомного резистора в ЭС коммутационного СВЧ-транзистора отмечается также в работах [30, 33]. Авторы приводят результаты численных экспериментов, согласно которым использование классических методик экстракции внешних и внутренних элементов ЭС, широко использующихся для моделирования транзисторов, включенных по схеме с ОИ, не позволяет получить точную малосигнальную модель коммутационного транзистора, если в цепь затвора полученной ЭС подключить точную модель высокоомного резистора. Кроме того, в статье также приводятся аргументы относительно необходимости экстракции ёмкости электрода истока  $C_{ps}$  ввиду её значительного влияния на высокочастотные характеристики транзистора.

Используя результаты трёхмерного электромагнитного моделирования топологии коммутационного СВЧ-транзистора, авторы демонстрируют, что при наличии высокоомного резистора в цепи затвора, токи, обусловленные межэлектродными ёмкостями, протекают по

другому пути, нежели токи, возникающие из-за ёмкостей между электродами стока/истока и подложкой (рисунок 1.16). Однако если в цепи затвора высокоомный резистор отсутствует, токи через ёмкости  $C_{ps}$ ,  $C_{gs}$ , равно как и через ёмкости  $C_{pd}$ ,  $C_{gd}$  протекают по одному и тому же пути на землю, поскольку данные ёмкости включены параллельно. В таком случае некорректно определённое значение ёмкостей  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$  будет скомпенсировано рассчитанным значением  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$ , что в итоге не повлияет на результаты расчёта S-параметров всей ЭС.

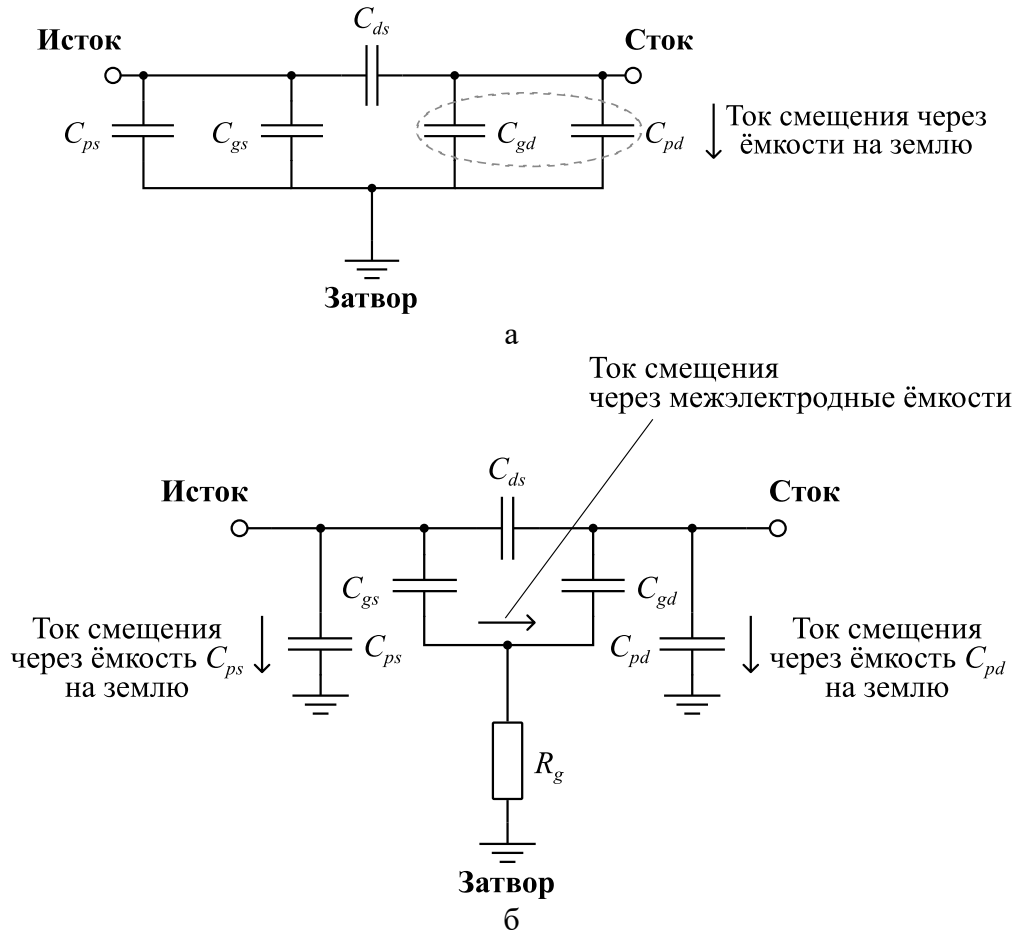


Рисунок 1.16 – ЭС коммутационного транзистора в выключенном состоянии:  
а) без высокоомного резистора в цепи затвора; б) при наличии высокоомного резистора в цепи затвора

Вышеприведённые рассуждения поясняют причину расхождения рассчитанных и измеренных S-параметров коммутационного транзистора с резистором в цепи затвора, если параметры ЭС рассчитывались из S-параметров транзистора без высокоомного резистора в цепи затвора и далее к полученной ЭС подключалась точная модель высокоомного резистора.

Для учёта эффекта, обусловленного межэлектродными ёмкостями, авторами была предложена низкочастотная ЭС коммутационного транзистора, изображённая на рисунке 1.17.

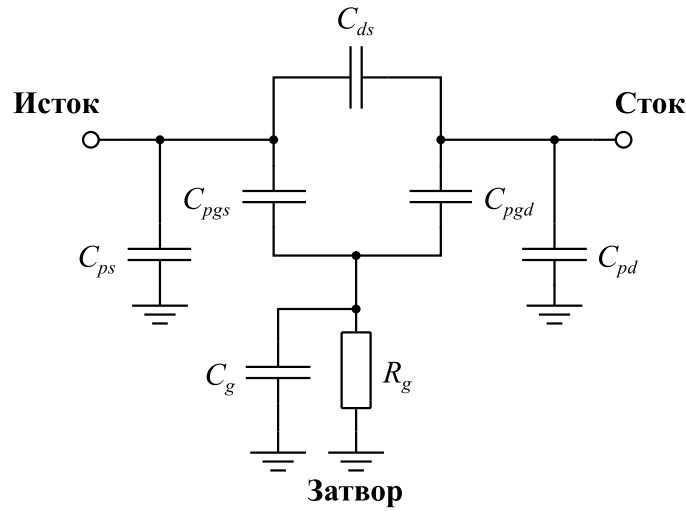


Рисунок 1.17 – Представление ЭС транзистора во включенном состоянии

Стоит отметить, что в ЭС, изображённой на рисунке 1.17, ёмкость  $C_g$  включает в себя ёмкость электрода затвора  $C_{pg}$  и ёмкость  $C_{rg}$ , обусловленную размерами высокоомного резистора, включенного в цепь затвора.

Для упрощения процедуры экстракции ёмкостей при электромагнитном анализе топологии коммутационного транзистора в цепь затвора был подключен заземлённый идеальный резистор номиналом 500 Ом. Номинал резистора выбирался таким образом, чтобы импедансом ёмкости  $C_g$  можно было пренебречь. Учитывая, что типичное значение ёмкости  $C_g$  для исследуемых структур составляет единицы фемтофард, то на частоте 1 ГГц действительная часть импеданса параллельной RC-цепи в цепи затвора будет на два порядка превосходить мнимую часть. В связи с этим при расчёте значений паразитных ёмкостей авторы использовали рассчитанные в ходе электромагнитного анализа Y-параметры в одной частотной точке, равной 1 ГГц. Далее приведены выражения для Y-параметров ЭС, изображённой на рисунке 1.17, без учёта вклада ёмкости  $C_g$

$$\begin{aligned}
 Y_{11} = & \frac{\omega^2 C_{pgs}^2 \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2} + j\omega (C_{ps} + C_{pds}) + \\
 & + \frac{j\omega C_{pgs} \left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2},
 \end{aligned} \tag{1.37}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{\omega^2 C_{pgs} C_{pgd} \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2} - j\omega C_{pds} - \frac{j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2}, \quad (1.38)$$

$$Y_{22} = \frac{\omega^2 C_{pgd}^2 \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2} + j\omega (C_{pd} + C_{pds}) + \frac{j\omega C_{pgd} \left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2}. \quad (1.39)$$

Из вышеприведённых выражений следует, что

$$\frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{22})} = \left(\frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{21})}\right)^2. \quad (1.40)$$

Проверка корректности данного выражения проводилась посредством проведения электромагнитного анализа топологии коммутационного транзистора с заземлённым высокоомным резистором ( $R = 500 \text{ Ом}$ ), подключенным к выводу затвора. Далее приведены выражения для расчёта паразитных ёмкостей из приведённых выше формул для Y-параметров ЭС

$$a = \frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{21})}, \quad (1.41)$$

$$b = \frac{1}{R_g}, \quad (1.42)$$

$$C_{pgd} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Y_{22})}{b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2} \frac{b}{\omega}}, \quad (1.43)$$

$$C_{pgs} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Y_{22})}{b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2} \frac{ab}{\omega}}, \quad (1.44)$$

$$C_{pds} = -\frac{1}{\omega} \left[ \operatorname{Im}(Y_{21}) + \frac{a(a+1)(\operatorname{Re}(Y_{22}))^{\frac{3}{2}}}{(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)^{\frac{1}{2}}} \right], \quad (1.45)$$

$$C_{pd} = \frac{1}{\omega} \left[ \operatorname{Im}(Y_{22} + Y_{21}) - \sqrt{\operatorname{Re}(Y_{22})(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)} \right], \quad (1.46)$$

$$C_{ps} = \frac{1}{\omega} \left[ \operatorname{Im}(Y_{11} + Y_{21}) - a \sqrt{\operatorname{Re}(Y_{22})(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)} \right]. \quad (1.47)$$

Для вычисления значения ёмкости  $C_{pg}$ , заземлённый идеальный резистор номиналом 500 Ом подключался к выводу истока, после чего осуществлялся расчёт Y-параметров структуры с помощью электромагнитного анализа. Ввиду симметричности используемой ЭС, ёмкость  $C_{pg}$  рассчитывалась с помощью уравнения, аналогичного уравнению для расчёта  $C_{ps}$ . При этом также выполнялись предварительные расчёты коэффициентов  $a$  и  $b$ .

Для определения значения суммарной ёмкости затвора  $C_g$ , авторы провели электромагнитное моделирование структуры реального резистора, соединённого со сквозным заземляющим отверстием. Низкочастотная эквивалентная схема такой структуры может быть представлена в виде параллельной RC-цепи. Паразитная ёмкость резистора  $C_{rg}$  была определена из мнимой части Y-параметров структуры, рассчитанных в ходе электромагнитного анализа. Таким образом, значение суммарной ёмкости  $C_g$  было получено путём суммирования рассчитанных ранее ёмкостей  $C_{pg}$  и  $C_{rg}$ .

Полные конфигурации ЭС, соответствующие включенному и выключенному состоянию коммутационного СВЧ-транзистора, представлены на рисунке 1.18.

В представленных эквивалентных схемах значения паразитных сопротивлений  $R_s$ ,  $R_g$  и  $R_d$  не могут быть достоверно определены с помощью электромагнитного анализа, поскольку данные элементы учитывают как сопротивление металлизации, так и сопротивление омических контактов. В связи с этим для экстракции паразитных сопротивлений, а также индуктивностей и внутренних элементов ЭС авторы использовали измеренные S-параметры изготовленных тестовых структур переключательных СВЧ-транзисторов с заземлённым затвором. При этом в представленных эквивалентных схемах параллельная RC-цепь заменялась на контактное сопротивление затвора  $r_g$ . Первоначально из измеренных S-параметров транзисторов во включенном и выключенном состояниях вычиталось влияние рассчитанных ранее паразитных ёмкостей  $C_{ps}$  и  $C_{pd}$ . Далее полученные параметры пересчитывались в Z-параметры для определения значений паразитных индуктивностей и сопротивлений с помощью известных методик [114]. После расчёта всех паразитных элементов ЭС, их влияние исключалось из результатов измерений S-параметров транзистора во включенном и выключенном состояниях. Далее производился расчёт внутренних параметров ЭС ( $R_{ds}$ ,  $C_{ds}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ), используя действительные и мнимые части Y-параметров.

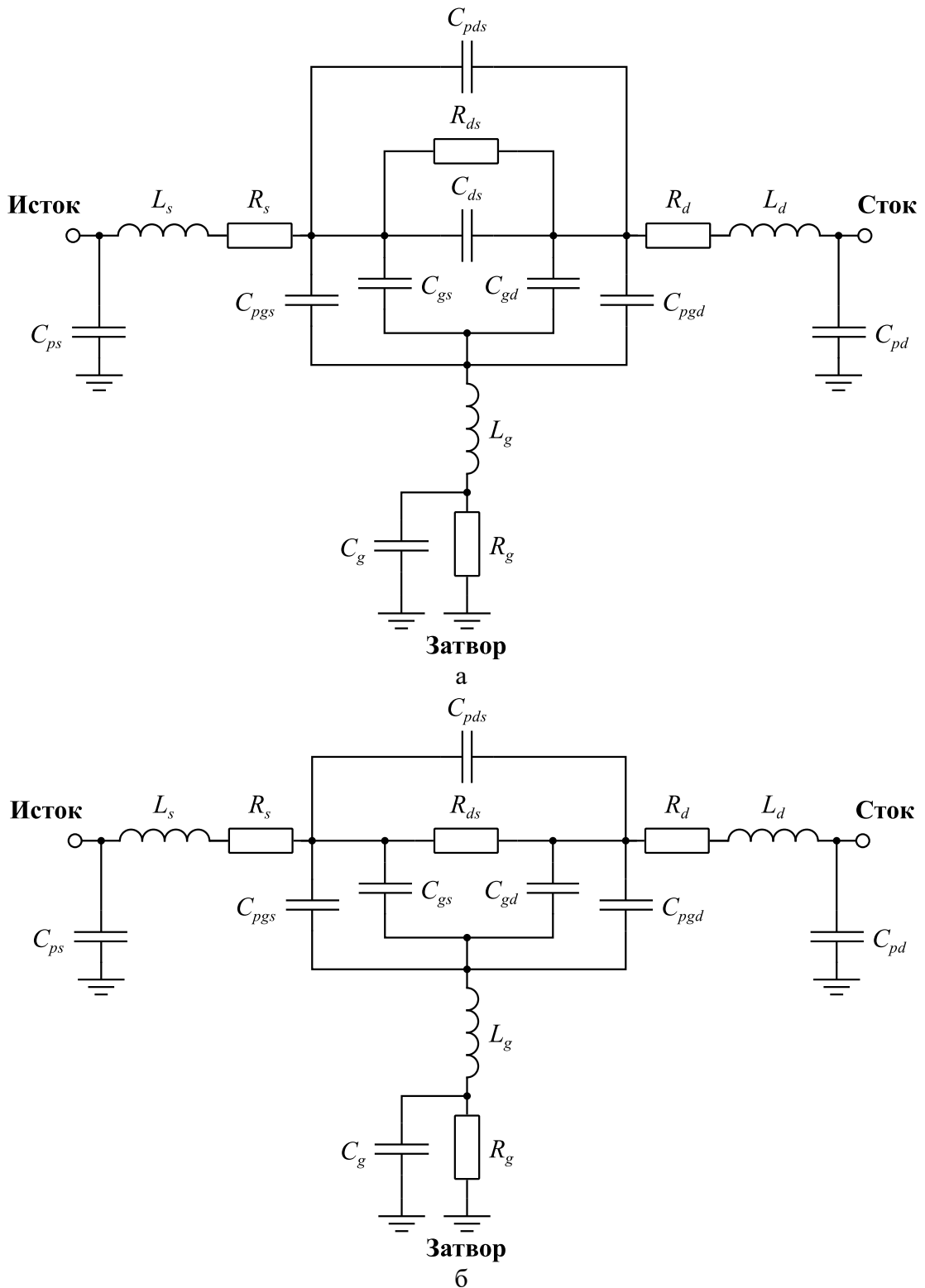


Рисунок 1.18 – Конфигурации ЭС для выключенного (а) и включенного (б) состояний коммутационного транзистора, предложенные в работах [30, 33]

Предложенная методика построения малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов была апробирована на тестовых компонентах, в качестве которых использовались коммутационные GaAs НЕМТ-транзисторы с Т-образными затворами длиной 0,25 мкм и общей шириной  $4 \times 25$ ,  $4 \times 50$  и  $4 \times 100$  мкм. Измерения S-параметров тестовых компонентов во включенном ( $V_{ds} = V_g = 0$  В) и выключенном ( $V_{ds} = 0$  В,  $V_g = -5$  В) состояниях, проводились в



диапазоне частот от 1 до 40 ГГц. При этом для экстракции внутренних параметров ЭС использовались S-параметры тестовых структур с заземлённым затвором. Верификация полученных моделей осуществлялась путём сравнения результатов моделирования S-параметров ЭС и результатов измерений S-параметров тестовых структур, в которых в цепи затвора присутствовал резистор номиналом 1,5 кОм.

Несмотря на хорошее совпадение рассчитанных S-параметров ЭС с результатами измерений, недостатком данной методики является необходимость проведения двукратного электромагнитного моделирования топологии коммутационного СВЧ-транзистора для определения значений всех паразитных ёмкостей предложенной ЭС. Для устранения данного ограничения авторы предложили альтернативный подход, согласно которому значения всех паразитных ёмкостей могут быть рассчитаны из матрицы S-параметров шестиполюсника, получаемой в результате проведения электромагнитного анализа [34]. Для расчёта паразитных ёмкостей ЭС, полученная матрица S-параметров шестиполюсника пересчитывается в матрицу Y-параметров. Далее приведены выражения для каждого элемента матрицы Y-параметров

$$Y_{11} = j\omega(C_{ps} + C_{pgs} + C_{pds}), \quad (1.48)$$

$$Y_{22} = j\omega(C_{pd} + C_{pgd} + C_{pds}), \quad (1.49)$$

$$Y_{33} = j\omega(C_{pg} + C_{pgs} + C_{pgd}), \quad (1.50)$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -j\omega C_{pds}, \quad (1.51)$$

$$Y_{31} = Y_{13} = -j\omega C_{pgs}, \quad (1.52)$$

$$Y_{32} = Y_{23} = -j\omega C_{pgd}. \quad (1.53)$$

Из выражений для элементов матрицы Y-параметров шестиполюсника были выведены выражения для расчёта всех паразитных ёмкостей предложенной ЭС

$$C_{pds} = -\frac{\text{Im}(Y_{21})}{\omega}, \quad (1.54)$$

$$C_{pgs} = -\frac{\text{Im}(Y_{31})}{\omega}, \quad (1.55)$$

$$C_{pgd} = -\frac{\text{Im}(Y_{32})}{\omega}, \quad (1.56)$$

$$C_{ps} = \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{21} + Y_{31})}{\omega}, \quad (1.57)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{21} + Y_{22} + Y_{32})}{\omega}, \quad (1.58)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{31} + Y_{32} + Y_{33})}{\omega}. \quad (1.59)$$

Стоит отметить, что при экстракции паразитных ёмкостей был выбран диапазон частот до 5 ГГц. В данном диапазоне частот влияние паразитных индуктивностей и сопротивлений

пренебрежимо мало, в связи с чем рассчитанные значения ёмкостей являются частотно независимыми.

Принципиальное отличие данной методики заключается только в способе определения паразитных ёмкостей ЭС, в то время как остальные элементы рассчитываются по методикам, описанным в [30, 33]. Предложенный в работе [34] подход определения параметров ЭС был распространён на малосигнальную модель двухзатворного GaAs рHEMT-транзистора, который также широко используется в схемах СВЧ-переключателей [115].

В результате обзора литературы по малосигнальным моделям коммутационных СВЧ-транзисторов и методикам их экстракции было установлено, что существующие методики могут быть разделены на три основные группы. Для расчёта значений элементов малосигнальной эквивалентной схемы в методиках первой группы используются результаты измерений S-параметров тестовых структур коммутационных СВЧ-транзисторов. Вторую группу составляют методики, в которых применяются численные методы оптимизации параметров ЭС. В качестве целевой функции в данных методиках выступает разность между рассчитанными S-параметрами ЭС и измеренными S-параметрами тестовой структуры транзистора. Существенным недостатком методик второй группы является отсутствие способов расчёта первоначальных значений элементов ЭС. Применение оптимизационных подходов в данном случае не гарантирует, что полученные параметры ЭС будут соответствовать физическим представлениям о работе прибора и что при данных параметрах будет достигаться минимальное отклонение расчётных характеристик от результатов измерений S-параметров тестовой структуры СВЧ-транзистора. Методики третьей группы можно считать комбинированными. Для определения параметров ЭС в данных методиках необходимо использовать как результаты измерений S-параметров тестовых структур СВЧ-транзисторов, так и результаты электромагнитного моделирования топологии тестового компонента. Применение электромагнитного моделирования позволяет учесть распределённый характер длинных линий металлизации в случае транзисторов с большой периферией, а также достаточно точно определить влияние паразитных межэлектродных ёмкостей на характеристики прибора. Применение комбинированных методик позволяет выполнять построение малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов, обладающих хорошей точностью воспроизведения S-параметров в широком диапазоне частот. Возможности масштабирования делают данные модели перспективными с точки зрения параметрической оптимизации и автоматизированного синтеза схемных и топологических решений фазовращателей и аттенюаторов с цифровым управлением.

### 1.3 Нелинейные модели СВЧ-транзисторов

В отличие от малосигнальных, нелинейные (большесигнальные) модели способны воспроизводить статические и динамические характеристики СВЧ-транзистора в широких диапазонах входных напряжений. При этом ЭС нелинейной модели формулируется на основе малосигнальной ЭС, в которой часть элементов схемы задаётся в виде нелинейных уравнений. В общем случае среди таких элементов можно выделить источники тока стока  $I_d(V_{gs}, V_{ds})$  и затвора  $I_g(V_{gs}, V_{ds})$ , а также источники зарядов на данных электродах:  $Q_d(V_{gs}, V_{ds})$  и  $Q_g(V_{gs}, V_{ds})$ . Упрощенная внутренняя ЭС такой модели представлена на рисунке 1.19.

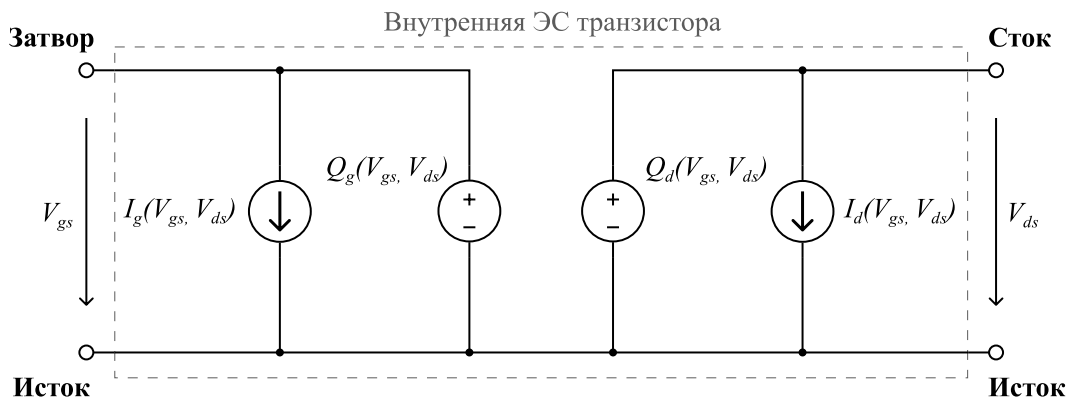


Рисунок 1.19 – Общий вид внутренней ЭС нелинейной модели

Источники тока в нелинейной модели необходимы для расчёта токов проводимости, а источники заряда – для расчёта токов смещения [116]. Ввиду того, что внутренние источники модели являются функциями только от входных напряжений, считается, что такие модели сформулированы с учётом квазистатического приближения [117]. Это значит, что при использовании такой модели динамические характеристики транзистора будут рассчитываться на основе его статических характеристик в различных режимах работы.

Квазистатические модели позволяют в первом приближении оценивать характеристики СВЧ-транзисторов, однако не учитывают влияние различных динамических эффектов, характерных для реальных приборов. Известно, что явление саморазогрева транзистора при рассеянии большой мощности, а также эффекты захвата носителей на примесных уровнях ловушек приводят к дисперсии тока стока, что существенно сказывается на высокочастотных характеристиках прибора. Также известно, что на высоких частотах заряд в канале транзистора в области под затвором не изменяется мгновенно при изменении входного сигнала [118–120], и что процесс изменения крутизны транзистора при изменении потенциала на затворе также является инерционным. Нелинейные модели, которые учитывают перечисленные динамические эффекты, называют неквазистатическими.

К настоящему времени было предложено большое количество формальных компактных моделей различных уровней сложности [35, 39, 69, 72, 73, 121]. Описание и сравнение этих моделей может быть найдено в работах [122, 123]. Ввиду того, что относительно недавно список компактных моделей также пополнился двумя физическими моделями для НЕМТ-транзисторов на основе GaN, прошедшими процедуру стандартизации, далее будет приведён их краткий обзор.

### 1.3.1 Модель ASM-HEMT

Модель ASM-HEMT предназначена для моделирования НЕМТ-транзисторов на основе GaN [124]. Данная модель основана на аналитической аппроксимации численного самосогласованного решения уравнений Шрёдингера и Пуассона для расчёта поверхностного потенциала и плотности носителей заряда в канале. Основная идея данной модели базируется на том, что для точного описания зависимости положения квазиуровня Ферми от потенциала затвора необходимо учитывать, что его положение также зависит от плотности носителей заряда в слое двумерного электронного газа.

Основное уравнение для тока стока в модели ASM-HEMT получено с применением приближения плавного канала и дрейфово-диффузионной модели переноса носителей заряда:

$$I_d = \mu C_g N F \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}, \quad (1.60)$$

где  $\mu$  – подвижность носителей заряда в канале;

$C_g$  – удельная ёмкость затвора;

$NF$  – количество затворов транзистора;

$W$  – ширина канала транзистора;

$L$  – длина затвора транзистора;

$V_{go}$  – потенциал на затворе относительно напряжения отсечки;

$V_{th}$  – тепловой потенциал;

$\psi_{ds}$  – разность поверхностных потенциалов у стокового и стокового краёв затвора.

Для расчёта значений поверхностных потенциалов используется аналитическая аппроксимация численной зависимости положения квазиуровня Ферми в квантовой яме от потенциала затвора  $E_f = f(V_g)$ . Также в модели используются сглаживающие функции, которые обеспечивают плавный переход от одного аппроксимирующего выражения к другому при изменении потенциала на затворе.

Вторичные эффекты, характерные для реальных приборов, учитываются в модели с помощью дополнительных соотношений [125]. Среди данных эффектов можно выделить:

– деградацию подвижности при высоких значениях напряжённости поперечного и продольного электрического поля;

- эффект модуляции длины канала;
- понижение барьера за счёт расширения области пространственного заряда стокового перехода (от англ. Drain Induced Barrier Lowering – DIBL);
- деградацию подпороговой характеристики при повышении напряжённости продольного электрического поля;
- насыщение скорости носителей в канале;
- нелинейный характер сопротивлений истока и стока;
- эффект саморазогрева;
- эффекты захвата носителей заряда на примесных уровнях ловушек.

Подобно формальным моделям, ток затвора в модели ASM-HEMT описывается с помощью двух классических уравнений для диодов затвор-сток и затвор-исток соответственно.

Отличительной особенностью модели является тот факт, что для расчёта суммарного заряда в канале используется уравнение для поверхностного потенциала. Таким образом уравнения для тока стока и заряда в канале являются взаимосвязанными, благодаря чему существенно упрощается процедура построения модели за счёт уменьшения числа параметров, которые требуется определить. Для точного моделирования зарядов на электродах транзистора в модели ASM-HEMT используется аналитическая схема разделения заряда в канале, которая широко используется в компактных моделях МОП-транзисторов [66]. Примеры верификации и валидации модели ASM-HEMT применительно к GaN HEMT-транзисторам могут быть найдены в [126, 127].

Стоит отметить, что детальный анализ уравнений модели ASM-HEMT и принципов их получения будет приведён в разделе 3.

### 1.3.2 Модель MVSG

Модель на основе виртуального истока была впервые предложена в Массачусетском институте для короткоканальных кремниевых полевых транзисторов [128]. Изначально данная модель базировалась на механизме квазибаллистического транспорта носителей заряда в канале, но позднее была адаптирована и для дрейфово-диффузионного электронного транспорта применительно к GaN HEMT-транзисторам [129, 130]. Ток стока в данной модели определяется на основе расчёта плотности носителей заряда в канале, а зарядовая модель формулируется путём интегрирования распределения носителей заряда по всей длине канала. Принципы формирования модели MVSG схематично изображены на рисунке 1.20.

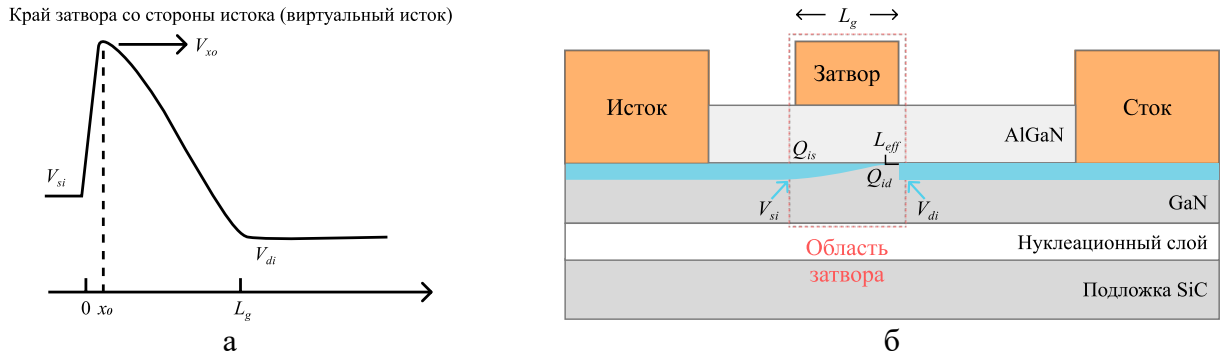


Рисунок 1.20 – Зонная диаграмма структуры под затвором (а) и распределение плотности заряда в канале транзистора (б)

Область затвора в традиционных GaN НЕМТ-транзисторах имеет длину от десятков нанометров до нескольких сотен нанометров. Следовательно, в таких транзисторах средняя длина свободного пробега электронов, формирующих двумерный электронный газ, составляет несколько ангстрем и дрейфово-диффузионный механизм переноса носителей в канале является доминирующим. В приближении плавного канала ток стока определяется как произведение заряда и скорости носителей в конкретной координате канала. При этом скорость носителей может быть выражена через их подвижность и потенциал электрического поля в данной координате:

$$I_{DS} = W \cdot Q_i(x) \cdot v(x) = W \cdot Q_i(x) \cdot \mu \frac{d\varphi(x)}{dx}, \quad (1.61)$$

где  $W$  – ширина канала транзистора;

$Q_i(x)$  – плотность носителей заряда в координате канала  $x$ ;

$\varphi(x)$  – потенциал в координате канала  $x$ ;

$\mu$  – подвижность носителей заряда в канале.

С учётом эффекта насыщения скорости носителей заряда в канале выражение для тока стока (1.61) записывается в виде

$$I_{DS} = W \cdot Q_i(x) \cdot \mu \frac{\frac{d\varphi(x)}{dx}}{\left(1 + \left(\frac{\frac{d\varphi(x)}{dx}}{\frac{v_{sat}}{\mu}}\right)^\beta\right)^{\frac{1}{\beta}}}, \quad (1.62)$$

где  $v_{sat}$  – скорость насыщения носителей в канале;

$\beta$  – коэффициент, определяющий плавность перехода от линейного режима к режиму насыщения.

Выражение (1.62) справедливо тогда, когда выполняется приближение плавного канала, т. е. для большей части длины канала за исключением области насыщения (перекрывтия канала) со стороны стока.

Плотность носителей заряда  $Q_i(x)$  в режиме сильной инверсии связана с потенциалом  $\varphi(x)$  через удельную ёмкость затвора  $C_{inv}$  как

$$dQ_i(x) = C_{inv} d\varphi(x). \quad (1.63)$$

Подставляя выражение (1.63) в формулу для тока стока (1.62) и интегрируя результат по координате канала от  $x = 0$  до  $x = L_{eff}$  ( $L_{eff}$  равен длине затвора  $L_g$  в линейном режиме работы и немного меньше длины затвора в режиме насыщения), выражение для тока стока приобретает вид

$$I_{DS} = W \cdot \frac{\mu}{2 C_{inv} L_g} \cdot \frac{(Q_{is}^2 - Q_{id}^2)^2}{\left(1 + \left(\frac{Q_{is} - Q_{id}}{\frac{C_{inv} v L_{eff}}{\mu}}\right)^\beta\right)^{\frac{1}{\beta}}}, \quad (1.64)$$

где  $Q_{is} = Q_i(0)$  – плотность носителей заряда в области затвора со стороны истока ( $V_{Si}$ );

$Q_{id} = Q_i(L_{eff})$  – плотность носителей заряда в области затвора со стороны стока ( $V_{Di}$ );

$v$  – скорость носителей заряда в канале.

В выражении (1.64) скорость носителей  $v$  учитывает режимы сильного и слабого накопления заряда с помощью функции Ферми  $F_f$

$$v = v_{sat} \cdot (1 - F_f) + 2\phi_T \frac{\mu}{L_g} F_f, \quad (1.65)$$

$$F_f = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{\max(V_{Gsi}, V_{GDi}) - (V_T - \alpha \phi_T/2)}{\alpha \phi_T}\right)}, \quad (1.66)$$

где  $\phi_T$  – тепловой потенциал;

$\alpha$  – параметр, определяющий плавность функции Ферми вблизи напряжения  $V_T$ ;

$V_T$  – пороговое напряжение при текущем напряжении  $V_{DS}$ ;

$V_{T0}$  – пороговое напряжение при напряжении  $V_{DS} = 0$ ;

$\delta$  – параметр для учёта DIBL-эффекта: понижения барьера за счёт напряжения на стоке.

В классических условиях работы транзистора, когда исток заземлён, а на сток подано положительное напряжение, выражения для расчёта плотностей заряда под затвором со стороны истока  $Q_{is}$  и стока  $Q_{id}$  записываются в виде

$$Q_{is} = C_{inv} 2n \phi_T \ln \left( 1 + \exp \left( \frac{V_{Gsi} - (V_T - \alpha \phi_T F_{fs})}{2n \phi_T} \right) \right), \quad (1.67)$$

$$Q_{id} = \begin{cases} C_{inv} 2n \phi_T \cdot \ln \left( 1 + \exp \left( \frac{V_{GDi} - (V_T - \alpha \phi_T F_{fd})}{2n \phi_T} \right) \right); \\ C_{inv} 2n \phi_T \cdot \ln \left( 1 + \exp \left( \frac{V_{Gsi} - V_{DSAT1} - (V_T - \alpha \phi_T F_{fd})}{2n \phi_T} \right) \right). \end{cases} \quad (1.68)$$

где  $F_{fs}$  и  $F_{fd}$  – функции Ферми для истока и стока соответственно;

$V_{DSAT1}$  – уточнённое значение напряжения насыщения для компенсации уменьшения эффективной длины канала  $L_{eff}$ ;

$n$  – параметр, влияющий на подпороговую характеристику транзистора.

Параметр  $n$  включает в себя коэффициент, определяющий наклон подпороговой характеристики  $SS$ , и коэффициент  $n_d$  для учёта эффекта смыкания областей пространственного заряда истока и стока:

$$n = \frac{SS}{\phi_T \ln(10)} + n_d V_{Dsi}. \quad (1.69)$$

Стоит отметить, что модель MVSG позволяет учитывать множество эффектов второго порядка, наблюдающихся в реальных GaN НЕМТ-транзисторах. Более подробное описание уравнений данной модели может быть найдено в работе [129]. Результаты верификации и валидации данной модели на постоянном токе и в СВЧ-диапазоне могут быть найдены в работе [53].

Таким образом, на данный момент помимо традиционных формальных моделей в распоряжении разработчиков СВЧ МИС имеются компактные модели, основанные на физических представлениях о работе СВЧ-транзистора. Такие модели имеют определённые преимущества перед формальными, например, в части масштабирования относительно геометрических параметров. К сожалению, данные модели ориентированы на НЕМТ-транзисторы, изготовленные по нитрид-галлиевой технологии, и работы по созданию аналогичных моделей для СВЧ-транзисторов на основе GaAs в настоящее время не ведутся.

#### 1.4 Основные принципы построения моделей СВЧ-транзисторов

Построение модели СВЧ-транзистора является сложной и трудоёмкой задачей, нередко требующей знаний и опыта в таких областях, как высокоточные измерения, технология изготовления СВЧ МИС, физика работы полупроводниковых приборов, проектирование СВЧ МИС и программирование. При этом сама задача построения модели включает в себя несколько



этапов, начиная от разработки тестовых структур и выбора репрезентативного прибора [131] для проведения характеристики транзистора до реализации, верификации [132, 133] и валидации [134] моделей в САПР РЭА. Далее будут рассмотрены некоторые из этапов построения моделей СВЧ-транзисторов.

#### 1.4.1 Характеризация СВЧ-транзистора

Получение набора экспериментальных данных, позволяющих выполнить процедуру экстракции и верификации модели, называется характеристикой. Этап характеристики во многом определяет точность и адекватность экстрагируемой модели. В зависимости от функционального назначения и режима работы прибора выделяют два типа характеристики: линейную и нелинейную. Первая используется в основном для описания электрических свойств пассивных компонентов СВЧ МИС и транзисторов, работающих в режиме малого сигнала. Линейная характеристика основана на измерении малосигнальных S-параметров прибора. Нелинейная характеристика позволяет устанавливать зависимости характеристик активных элементов от уровня входной СВЧ-мощности и напряжений питания и основывается на измерении целого комплекса параметров, в частности вольтамперных характеристик (ВАХ) в непрерывном или импульсном режимах, мощностных параметров, X-параметров и др. Описание типовых измерительных установок для проведения линейной и нелинейной характеристики может быть найдено в работе [135]. Далее будет представлено описание основных этапов характеристики СВЧ-транзисторов.

##### *Измерения ВАХ в непрерывном и импульсном режимах*

Измерения ВАХ в непрерывном режиме – один из базовых этапов характеристики СВЧ-транзистора. Результаты данных измерений используются в процессе экстракции параметров источников тока стока и затвора нелинейной модели. Во избежание деградации транзистора, обусловленной эффектом саморазогрева, в процессе измерений ВАХ в непрерывном режиме часто устанавливают ограничения по максимальным значениям напряжений, токов и рассеиваемой мощности.

Измерения ВАХ в импульсном режиме проводят в тех случаях, когда необходимо получить характеристики СВЧ-транзистора, находящегося в изотермических условиях, то есть при постоянной температуре прибора, определяемой только точкой покоя и температурой окружающей среды. Чаще всего такие измерения проводят для возможности учёта в модели динамических эффектов: эффекта саморазогрева и эффекта захвата носителей заряда на уровнях ловушек [136]. Также измерения в импульсном режиме могут проводиться для исследования характеристик транзистора в таких диапазонах воздействий, при которых в непрерывном режиме может произойти деградация прибора [137].

### *Измерения малосигнальных S-параметров*

Результаты измерений малосигнальных S-параметров используются в процессе экстракции линейных моделей СВЧ-транзистора. Такие измерения отражают поведение прибора в определённой рабочей точке в режиме малого сигнала. На их основе проводится экстракция уникального набора параметров малосигнальной ЭС, соответствующего данному режиму работы. Для измерения S-параметров во множестве рабочих точек используют автоматизированные установки, после чего проводят экстракцию и восстанавливают зависимости параметров малосигнальной ЭС от входных напряжений. Полученные зависимости используются в процессе построения нелинейной модели. Стоит отметить, что точность измерения S-параметров во многом определяется качеством калибровки измерительной системы и корректностью проведения процедуры исключения влияния измерительной оснастки [138].

### *Измерения коэффициента шума и шумовых параметров*

Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов используются не только для построения нелинейных моделей, но и для разработки СВЧ МШУ. В этом случае малосигнальная модель должна воспроизводить как S-параметры, так и шумовые параметры СВЧ-транзистора в заданной рабочей точке. Существуют методики, позволяющие выполнять построение шумовой модели на основе результатов измерений шумовых параметров СВЧ-транзистора, либо на основе результатов измерений коэффициента шума (КШ) транзистора в СВЧ-тракте с волновым сопротивлением  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$  [139–142]. Измерения КШ в тракте 50 Ом проводят с помощью методик, описание которых может быть найдено в работах [143, 144]. Шумовые параметры определяют косвенным методом. Для этого проводят четыре (и более) измерения КШ при изменении комплексного сопротивления со стороны генератора и решают систему уравнений относительно четырёх неизвестных (шумовых параметров). Полученные параметры пересчитываются в шумовые корреляционные матрицы, на основе которых могут быть рассчитаны спектральные плотности шумовых токов или напряжений СВЧ-транзистора.

### *Измерения мощностных параметров*

Наиболее важным аспектом любой нелинейной модели является диапазон допустимых значений входных воздействий (напряжений, уровней входной мощности, условий возбуждения и т.д.), в котором данная модель способна воспроизводить результаты измерений прибора с приемлемой точностью. Одним из распространённых методов оценки точности и адекватности нелинейной модели транзистора является сравнение рассчитанных характеристик модели с результатами измерений, которые в иностранной литературе носят название «load-pull».

«Load-pull»-измерения – это метод характеризации СВЧ-транзистора, при котором проводятся измерения мощностных характеристик (выходная мощность, коэффициент полезного

действия по добавленной мощности, коэффициент усиления и др.) при изменении комплексных сопротивлений генератора и нагрузки на основной или высших гармониках сигнала. По результатам «load-pull»-измерений на диаграмме Вольперта-Смита строятся нагрузочные характеристики – контура равных значений измеренных мощностных параметров в зависимости от импеданса генератора или нагрузки. Использование таких контуров в процессе проектирования позволяет выбрать оптимальный импеданс нагрузки с точки зрения требуемого мощностного параметра. На практике чаще всего требуется обеспечить компромисс между несколькими мощностными характеристиками. В дополнение к «load-pull»-измерениям для исследования нелинейных свойств СВЧ-транзистора могут проводиться измерения формы сигналов в нелинейном режиме [145].

Сравнение результатов «load-pull»-измерений СВЧ-транзистора с результатами расчёта нагрузочных характеристик, полученных с помощью нелинейной модели в системе схемотехнического моделирования, позволяет оценить, насколько точно модель воспроизводит мощностные характеристики прибора в режиме большого сигнала.

#### 1.4.2 Общий подход к экстракции модели СВЧ-транзистора

Ранее отмечалось, что перед построением нелинейной модели необходимо определить параметры малосигнальной модели СВЧ-транзистора во множестве рабочих точек. При этом малосигнальные модели должны быть определены в плоскостях отсчёта СВЧ-транзистора, в то время как тестовые структуры, используемые в процессе характеризации, содержат контактные площадки и подводящие линии, необходимые для позиционирования СВЧ-зондов и подачи на прибор соответствующих воздействий (напряжений смещения, СВЧ-мощности). В СВЧ-диапазоне контактные площадки и подводящие линии оказывают существенное влияние на характеристики транзистора, поэтому перед началом экстракции результаты измерений S-параметров подвергаются специальной процедуре, называемой деэмбеддингом (от англ. De-embedding), которая позволяет математически исключить их влияние и тем самым сдвинуть опорные плоскости отсчёта в плоскости транзистора.

После проведения процедуры деэмбеддинга проводится экстракция параметров малосигнальных моделей во множестве рабочих точек. По результатам экстракции восстанавливают зависимости параметров малосигнальной ЭС от входных напряжений. При необходимости на данном этапе также проводят процедуру построения шумовых моделей.

На следующем этапе проводится экстракция параметров источников тока и затвора нелинейной модели на основе результатов измерений входных, выходных и передаточных вольтамперных характеристик в непрерывном и импульсном режиме. В данном случае под экстракцией параметров подразумевается не только расчёт первого приближения параметров

модели на основе результатов измерений характеристик транзистора, но и уточнение значений параметров с целью минимизации ошибки моделирования. В зависимости от используемой системы схемотехнического моделирования (либо специализированного программного обеспечения, например PathWave IC-CAP от компании Keysight Technologies, США) уточнение параметров может осуществляться с помощью ручной подстройки и/или использования численных методов оптимизации.

Далее, по аналогии с предыдущим этапом, проводится экстракция параметров источников зарядов или нелинейных ёмкостей (в зависимости от реализации уравнений) нелинейной модели на основе зависимостей малосигнальных ёмкостей от входных напряжений, полученных на этапе экстракции малосигнальных моделей.

Следующий этап подразумевает экстракцию параметров, позволяющих учесть динамические эффекты, например, эффект саморазогрева, эффект захвата носителей на уровнях ловушек, низкочастотная дисперсия и др.

Стоит отметить, что при необходимости учёта температурной зависимости характеристик транзистора описанная процедура построения модели выполняется для нескольких наборов измерений, проведенных при различных значениях температуры. После этого осуществляется восстановление и аппроксимация температурных зависимостей параметров модели. Аналогичный подход используется при построении моделей, масштабируемых относительно геометрических параметров транзистора: описанная процедура построения модели выполняется для каждого конструктивного состояния, после чего проводится аппроксимация зависимостей параметров модели от количества затворов и единичной ширины затвора транзистора.

Для верификации и практического применения полученной модели её необходимо реализовать в целевой САПР РЭА. Входной информацией при реализации модели является набор её параметров.

#### 1.4.3 Представление моделей СВЧ-транзисторов в САПР РЭА

Современный подход к разработке СВЧ ЭКБ предполагает использование САПР РЭА в комплекте с библиотекой базовых элементов для выбранной стандартной технологии изготовления, поставляемой предприятием-изготовителем (фабрикой). В общем понимании библиотека стандартных элементов содержит всю необходимую информацию о перечне и параметрах стандартных элементов, а также правилах топологического проектирования [146]. Для возможности схемотехнического расчёта параметров разрабатываемой СВЧ МИС в библиотеке присутствуют математические модели, способные воспроизводить результаты измерений характеристик активных и пассивных тестовых элементов. Ранее было отмечено, что

наиболее сложными с точки зрения построения являются модели активных элементов (АЭ), в роли которых в СВЧ МИС чаще всего используются гетеробиполярные или НЕМТ-транзисторы.

В библиотеке элементов модели АЭ, как правило, реализуются в виде схемы, состоящей из примитивных элементов, поставляемых в комплекте системы схемотехнического моделирования целевой САПР. При этом под схемой в общем смысле понимается список узловых соединений (от англ. Netlist) примитивных элементов в формате используемого симулятора электронных схем, генерируемый либо вручную, либо автоматически, если схема создаётся с помощью встроенного в САПР схемотехнического редактора. Параметры примитивных элементов по своей сути являются параметрами модели. Они определяют поведение характеристик, рассчитываемых в симуляторе электронных схем. Стоит отметить, что среди примитивов в популярных коммерческих САПР РЭА, таких как PathWave ADS [67] или AWR DE [68] присутствуют не только базовые электрические элементы (резистор, конденсатор, катушка индуктивности и др.), но и более сложные, представляющие собой реализацию уравнений нелинейных моделей полупроводниковых приборов. В иностранной литературе такие элементы принято называть «картой модели» (от англ. Model Card), поскольку в окне схемотехнического редактора эти элементы представляют собой условное графическое отображение (УГО) или так называемый символ элемента со списком параметров модели. В ряде случаев «карта модели» может быть реализована в виде отдельного блока, ссылка на который передаётся в символ элемента.

Существуют альтернативные варианты реализации уравнений модели в САПР РЭА: с помощью элементов, задаваемых уравнениями (от англ. SDD – Symbolically-Defined Device), либо с помощью языка описания аппаратуры Verilog-A. В сообществе разработчиков компактных моделей последний считается отраслевым стандартом [147–149] – все поддерживаемые международным сообществом СМС стандартизованные компактные модели распространяются в виде исходного кода на языке Verilog-A. При этом в коммерческих САПР РЭА имеются встроенные инструменты, позволяющие скомпилировать исходный код модели для последующего использования в симуляторе электронных схем. Стоит отметить, что ранее (до того, как язык Verilog-A де-факто стал стандартом) модели поставлялись в виде DLL-библиотек, написанных на таких языках программирования, как С, С++ и FORTRAN. Вследствие того, что использование Verilog-A в современных коммерческих САПР позволяет на порядок сократить число строк кода практически без снижения вычислительной эффективности, в настоящий момент варианты разработки моделей с помощью других языков программирования используются значительно реже.

Возможности элементов SDD схожи с возможностями языка Verilog-A. Данные элементы, как и язык Verilog-A, позволяют определить уравнения для токов и зарядов модели и в

автоматическом режиме рассчитывать производные. Основные отличия между двумя способами реализации модели заключаются в том, что элементы SDD автоматически определяют взаимоотношения между заданными уравнениями, в то время как в языке Verilog-A необходимо учитывать, в каком порядке эти уравнения следуют.

### 1.5 Выводы по разделу и постановка задач исследования

Выполненный обзор показал, что вопросы построения малосигнальных и нелинейных моделей СВЧ-транзисторов достаточно широко освещены в современной литературе. С появлением новых технологий изготовления и повышением требований к характеристикам СВЧ-устройств возникает потребность в моделях, способных учитывать множество различных эффектов.

В области малосигнальных моделей транзисторов, включенных по схеме с ОИ, актуальной является проблема учёта распределённого характера элементов, ассоциируемых с электродами прибора. В качестве решения предлагаются более сложные структуры ЭС, для экстракции которых используются методики на основе сканирования параметров модели или ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора.

Результаты опубликованных исследований показывают, что традиционные методики, работоспособность которых экспериментально подтверждена на транзисторах с ОИ, не позволяют получить малосигнальную модель коммутационного СВЧ-транзистора с ОЗ, способную воспроизводить S-параметры прибора в широкой полосе частот. Для построения моделей коммутационных СВЧ-транзисторов предлагаются новые варианты тестовых структур и ЭС. При экстракции параметров данных ЭС также применяют ЭМ-анализ топологии прибора.

Помимо традиционных формальных нелинейных моделей разработчикам СВЧ МИС относительно недавно стали доступны стандартизованные компактные модели, основанные на физических представлениях о работе СВЧ-транзистора. Несмотря на очевидные преимущества по сравнению с формальными (например, в части простоты процедуры экстракции и масштабируемости модели относительно геометрических параметров прибора), применение этих моделей ограничивается лишь GaN НЕМТ-транзисторами, а работы по созданию аналогичных моделей для СВЧ-транзисторов на основе GaAs в настоящее время не ведутся.

Далее представлены основные задачи настоящего диссертационного исследования:

1. Разработка методики экстракции параметров малосигнальной эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим затвором, на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений.

2. Разработка комбинированной методики экстракции параметров малосигнальной шумовой модели НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком.

3. Разработка методики экстракции паразитных ёмкостей эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, на основе результатов электромагнитного моделирования топологии прибора.

4. Исследование, анализ и модификация уравнений физической компактной нелинейной модели ASM НЕМТ для возможностей применения при проектировании арсенид-галлиевых СВЧ МИС

5. Построение, верификация и валидация линейных и нелинейных моделей НЕМТ-транзисторов, предназначенных для проектирования схем, выполняющих функции усиления и коммутации СВЧ-сигнала.

## 2 РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящем разделе рассматриваются предложенные методики экстракции параметров малосигнальных моделей СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с общим истоком и с общим затвором.

### 2.1 Методика экстракции параметров малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений

Данный подраздел содержит описание предложенной методики экстракции параметров малосигнальных моделей транзисторов, предназначенных для коммутации СВЧ-сигнала. Методика основана на подходе, где для расчёта внешних ёмкостей коммутационного СВЧ-транзистора применяется ЭМ-моделирование топологии прибора [34]. Отличительной особенностью предложенной методики является способ экстракции внешних сопротивлений на основе алгоритма сканирования (итерационного перебора) их значений. Содержание методики, а также результаты верификации и валидации моделей коммутационных СВЧ-транзисторов опубликованы в работе [150].

#### 2.1.1 Экстракция внешних ёмкостей на основе ЭМ-анализа топологии коммутационного СВЧ-транзистора

В предложенной методике экстракция внешних (паразитных) ёмкостей малосигнальной эквивалентной схемы коммутационного СВЧ-транзистора проводится на основе подхода, представленного в работе [34]. Согласно данному подходу, ЭМ-структура, содержащая топологию коммутационного транзистора, включенного по схеме с ОЗ, без активного слоя гетероструктуры (слоя мезы), представляет собой систему из трёх металлических проводников, изолированных друг от друга, а низкочастотная эквивалентная схема такой структуры имеет ёмкостной характер (рисунок 2.1).

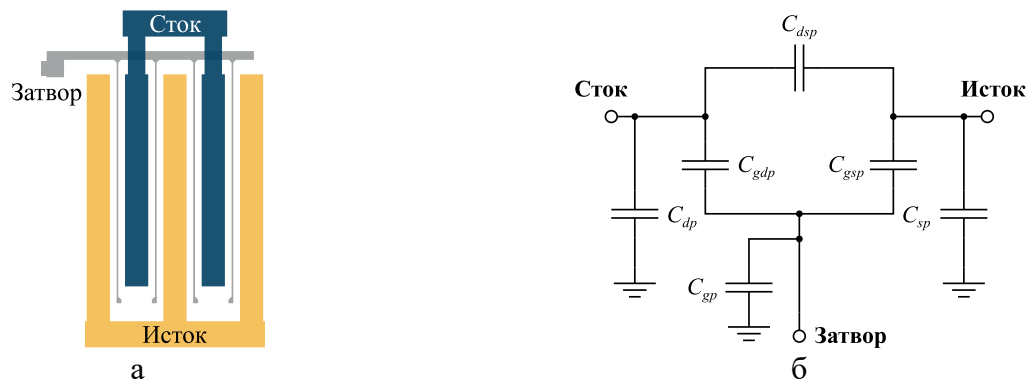


Рисунок 2.1 – Эскиз топологии транзистора, включенного по схеме с ОЗ (а) и низкочастотная эквивалентная схема соответствующей ЭМ-структуры (б)



Расчёт S-параметров данной структуры в программе ЭМ-моделирования позволяет впоследствии определить значения ёмкостей, которые являются внешними в эквивалентной схеме коммутационного транзистора.

Современные библиотеки элементов, предоставляемые фабриками по производству СВЧ МИС, содержат информацию о топологических слоях и электрофизических параметрах материалов. Теоретически данной информации должно быть достаточно для проведения ЭМ-анализа топологии коммутационного транзистора и последующей экстракции внешних ёмкостей на основе рассчитанных Y-параметров ЭМ-структуры. Однако на практике разработчики библиотек не всегда включают информацию о свойствах металлизации затвора (например, поверхностном сопротивлении и толщине металлизации якорей и затворных линий). В связи с этим при проведении экстракции внешних ёмкостей могут возникать вопросы, связанные с настройками ЭМ-моделирования топологии коммутационного СВЧ-транзистора.

Экспериментальные исследования показывают, что результаты экстракции значений внешних ёмкостей практически не отличаются, если в ЭМ-структуре вместо исходных параметров затворной металлизации, предоставленных фабрикой, использовать бесконечно тонкий идеальный проводник. В действительности толщина металлизации затвора много меньше толщины металлизации верхних уровней. Кроме того, потери в металлизации затвора вносят существенный вклад в характеристики транзистора на высоких частотах, в то время как значения внешних ёмкостей экстрагируются в низкочастотной области. Следовательно, данные потери практически не влияют на ёмкостную связь между электродами коммутационного СВЧ-транзистора.

Для экстракции значений внешних ёмкостей на первом этапе проводится расчёт S-параметров ЭМ-структуры, представленной на рисунке 2.1а. Далее полученные S-параметры пересчитываются в Y-параметры. Характер частотных зависимостей рассчитанных Y-параметров представлен на рисунке 2.2.

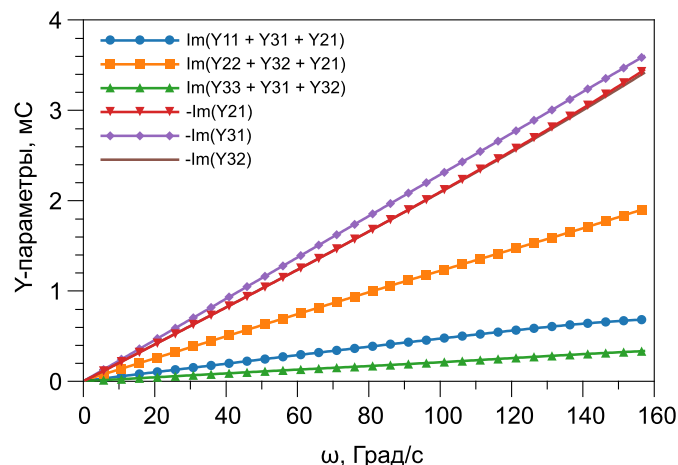


Рисунок 2.2 – Частотные зависимости мнимых частей Y-параметров для ЭМ-структуры с топологией транзистора, включенного по схеме с ОЗ

Представляя рассчитанную структуру в виде эквивалентной схемы, изображённой на рисунке 2.1б, компонентные уравнения для каждого элемента ЭС могут быть записаны в виде уравнений прямой относительно циклической частоты  $\omega$ :

$$\operatorname{Im}(Y_{11} + Y_{31} + Y_{21}) = \omega C_{dp}, \quad (2.1)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{22} + Y_{32} + Y_{21}) = \omega C_{sp}, \quad (2.2)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{33} + Y_{31} + Y_{32}) = \omega C_{gp}, \quad (2.3)$$

$$-\operatorname{Im}(Y_{21}) = \omega C_{dsp}, \quad (2.4)$$

$$-\operatorname{Im}(Y_{31}) = \omega C_{gdp}, \quad (2.5)$$

$$-\operatorname{Im}(Y_{32}) = \omega C_{gsp}, \quad (2.6)$$

где  $\omega$  – циклическая (круговая) частота.

Полученные выражения позволяют рассчитать внешние ёмкости аналитически или методом наименьших квадратов.

### 2.1.2 Исключение влияния цепи затвора

В традиционных методиках экстракции параметров малосигнальной эквивалентной схемы транзистора с ОИ после определения внешних ёмкостей выполняется процедура экстракции внешних индуктивностей и сопротивлений. В работе [34] показано, что внешние индуктивности и сопротивления коммутационного СВЧ-транзистора не могут быть корректно определены на основе результатов измерений S-параметров из-за высокоомного резистора в цепи затвора. Для решения данной проблемы авторы предложили использовать дополнительные тестовые структуры с заземлённым затвором, в которых высокоомный резистор отсутствует. Таким образом, для экстракции и верификации малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора с помощью методики, предложенной в [34], требуется как минимум две тестовые структуры.

На практике при проектировании топологии тестовой структуры с заземлённым затвором между электродом затвора и сквозным заземляющим отверстием включают отрезок МПЛ. Аналогично при разработке тестовой структуры с высокоомным резистором в цепи затвора используют два отрезка МПЛ: один между электродом затвора и резистором, а другой между резистором и сквозным отверстием. Следовательно, при сравнении результатов измерений и моделирования характеристик коммутационного СВЧ-транзистора необходимо учитывать конфигурацию исходной тестовой структуры, а именно наличие отрезков МПЛ и сквозного заземляющего отверстия. На рисунках 2.3–2.4 представлены возможные конфигурации малосигнальной ЭС коммутационного СВЧ-транзистора с учётом двух состояний (включенного и выключенного) и варианты цепи затвора.

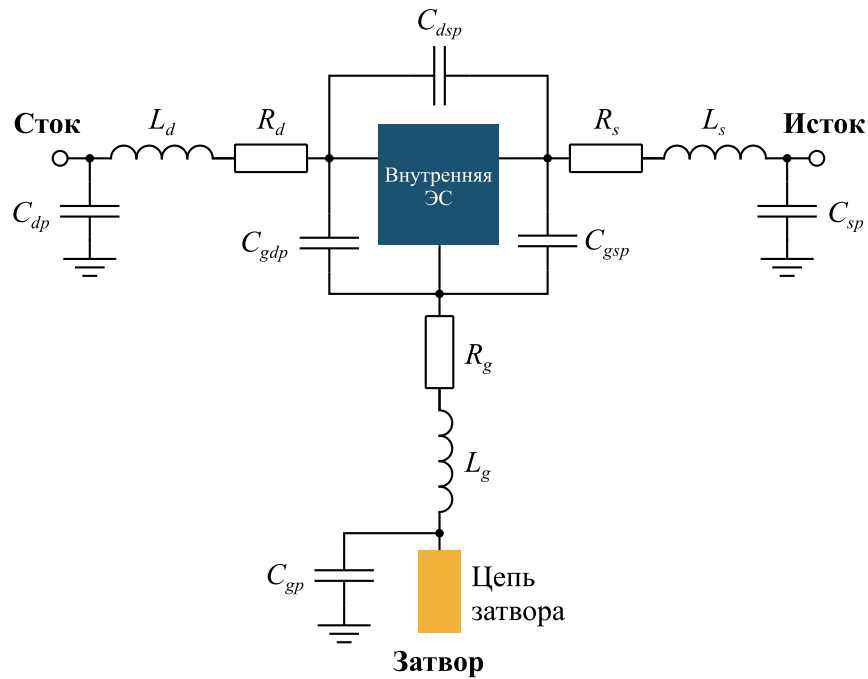


Рисунок 2.3 – Малосигнальная ЭС коммутационного СВЧ-транзистора, используемая в процессе экстракции и верификации модели (конфигурации внутренней ЭС и цепи затвора показаны на рисунке 2.4)

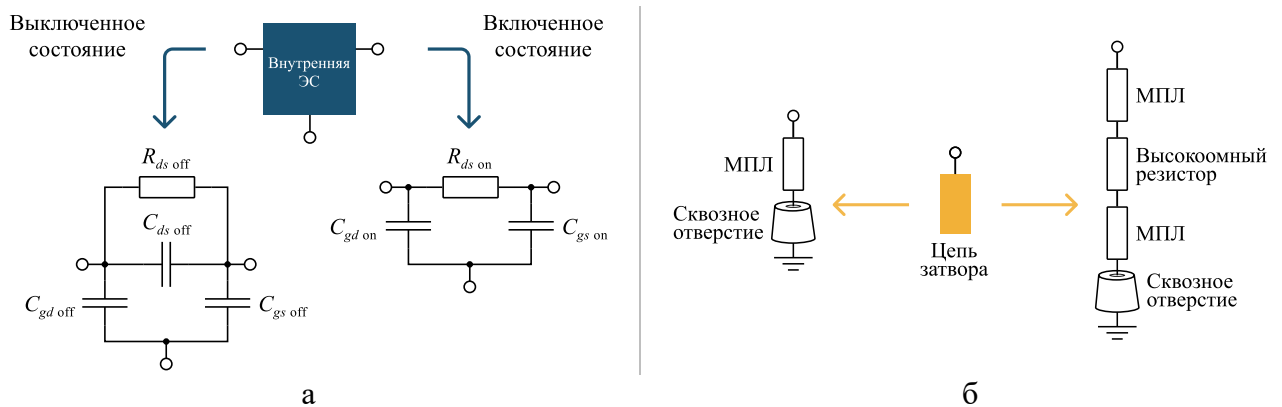


Рисунок 2.4 – Конфигурация внутренней ЭС для двух состояний (а) и цепи затвора (б) малосигнальной ЭС коммутационного СВЧ-транзистора

Итоговая малосигнальная модель должна быть определена в плоскостях отсчёта транзистора. Это означает, что в цепи затвора модели не должны присутствовать элементы тестовых структур (отрезки линии передач и сквозные отверстия), которые использовались в процессе экстракции и верификации. Однако, как было отмечено ранее, тестовая структура с заземлённым затвором включает в себя отрезок МПЛ и сквозное отверстие, последовательно подключенные к электроду затвора. Следовательно, в случае использования результатов измерений S-параметров данной структуры для экстракции внешних сопротивлений и индуктивностей потенциально могут быть получены завышенные значения.

Для исключения влияния дополнительных элементов, присутствующих в цепи затвора, была предложена следующая процедура. На первом этапе результаты измерений S-параметров

тестовой структуры с заземлённым затвором пересчитываются в  $Y$ -параметры, из которых впоследствии исключается влияние определённых ранее внешних ёмкостей  $C_{dp}$  и  $C_{sp}$ . Полученные  $Y$ -параметры пересчитываются в  $Z$ -параметры. Далее проводится расчёт  $Z$ -параметров двухполюсника – последовательного соединения отрезка МПЛ и сквозного заземляющего отверстия – используя соответствующие модели из библиотеки элементов. Рассчитанные  $Z$ -параметры двухполюсника вычитаются из полученных ранее  $Z$ -параметров тестовой структуры с заземлённым затвором. Результирующие  $Z$ -параметры далее используются для экстракции внешних индуктивностей и сопротивлений малосигнальной ЭС коммутационного СВЧ-транзистора.

На рисунке 2.5а представлено сравнение  $S$ -параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором во включенном состоянии до и после исключения влияния цепи затвора. Влияние данной цепи также можно обнаружить при экстракции индуктивности электрода затвора с помощью методик на основе метода наименьших квадратов [17, 102, 114]. На рисунке 2.5б показано сравнение частотной зависимости мнимой части параметра  $Z_{12}$  до и после исключения влияния цепи затвора.

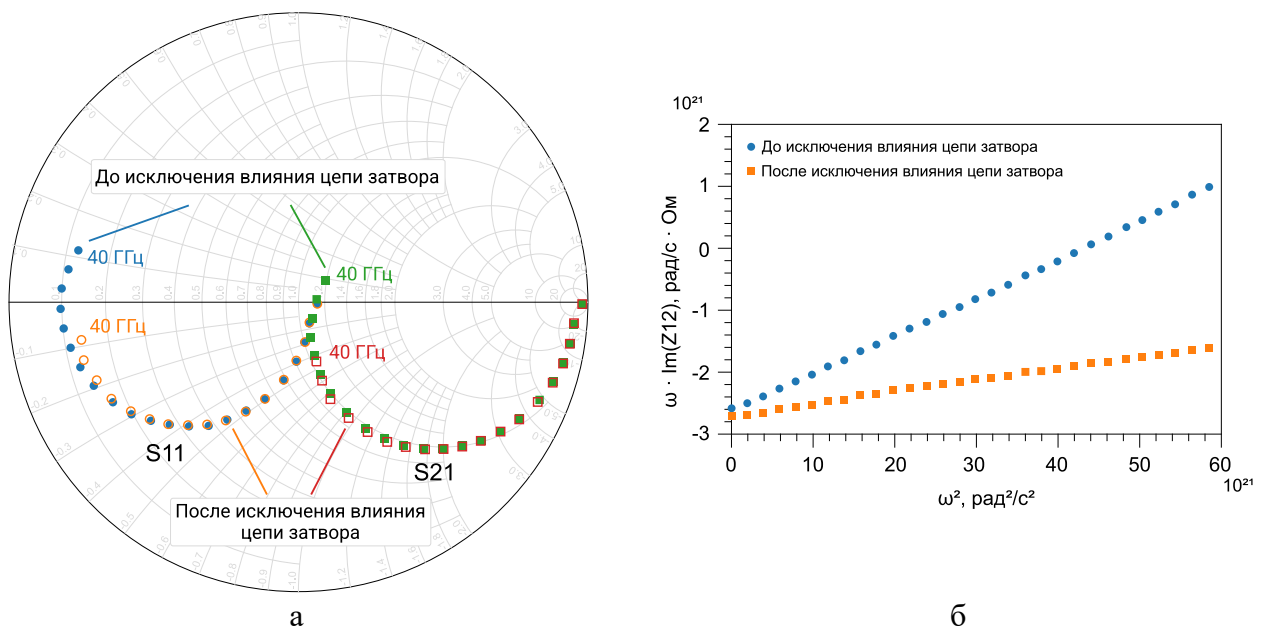


Рисунок 2.5 – Результаты измерений  $S$ -параметров тестовой структуры с заземлённым затвором во включенном состоянии (а) и результаты экстракции индуктивности  $L_g$  (б) до и после исключения влияния цепи затвора

Из рисунка 2.5 видно, что дополнительные элементы в цепи затвора тестовой структуры существенно влияют на частотные зависимости  $S$ -параметров и, как следствие, на результаты экстракции внешней индуктивности затвора. Поэтому перед экстракцией внешних индуктивностей/сопротивлений и внутренних элементов ЭС необходимо исключить влияние данных элементов с помощью предложенной процедуры.

### 2.1.3 Алгоритм сканирования внешних сопротивлений

Как было отмечено ранее, перед экстракцией внешних сопротивлений/индуктивностей и внутренних параметров малосигнальной ЭС необходимо определить значения внешних ёмкостей и исключить влияние цепи затвора из результатов измерений S-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором. Далее полученные S-параметры (для включенного и выключенного состояний транзистора) пересчитываются в Z-параметры. Согласно известным методикам, внешние сопротивления экстрагируются из действительной части Z-параметров в выключенном состоянии (в режиме с отсечённым каналом), а внешние индуктивности из мнимой части Z-параметров во включенном состоянии (в режиме с открытым каналом) [17, 102, 114]. Далее следует этап расчёта внутренних параметров ЭС. Стоит отметить, что перед началом экстракции внутренних параметров необходимо исключить из измеренных S-параметров влияние всех определённых ранее внешних элементов ЭС.

Учитывая, что внутренняя ЭС как для выключенного, так и для включенного состояния транзистора является П-образной (рисунок 2.4а), значения каждого внутреннего элемента ЭС могут быть определены на основе подхода, предложенного в [14], где проводимости (Y-параметры) каждой ветви внутренней ЭС аппроксимируются с помощью метода наименьших квадратов с частотно-зависимым весовым коэффициентом. Тогда, выражения для каждого элемента внутренней ЭС могут быть записаны в виде

$$C_{ds\ off} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_k \text{Im}(Y_{21,k})}{\sum_k f_k}, \quad (2.7)$$

$$G_{ds\ on|off} = \frac{\sum_k \text{Re}(Y_{21,k})/f_k}{\sum_k 1/f_k}, \quad (2.8)$$

$$C_{gd\ on|off} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_k \text{Im}(Y_{11,k})}{\sum_k f_k}, \quad (2.9)$$

$$C_{gs\ on|off} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_k \text{Im}(Y_{22,k})}{\sum_k f_k}, \quad (2.10)$$

где  $k$  – количество частотных точек;

$f_k$  – значение частоты в  $k$ -й точке;

$Y_{xy}$  – элемент матрицы Y-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором после исключения влияния цепи затвора и всех внешних элементов ЭС ( $x \in \{1, 2\}$ ;  $y \in \{1, 2\}$ ).

Используя описанную выше последовательность шагов для экстракции внутренних параметров ЭС коммутационного СВЧ-транзистора было установлено, что проводимость канала в выключенном состоянии  $G_{ds\ off}$  и сопротивление канала во включенном состоянии  $R_{ds\ on} = 1/G_{ds\ on}$  рассчитываются с отрицательным знаком, что может быть связано с завышенными

значениями внешних сопротивлений  $R_s$  и  $R_d$ . При проведении экстракции внешних сопротивлений с использованием результатов измерений матрицы S-параметров транзистора только во включенном состоянии были получены аналогичные результаты для  $G_{ds\ off}$  и  $R_{ds\ on}$ . Однако, при уменьшении экстрагированных значений внешних сопротивлений  $R_s$  и  $R_d$  и последующем проведении экстракции внутренних параметров ЭС были получены положительные значения  $G_{ds\ off}$  и  $R_{ds\ on}$ . Для оценки того, возможно ли посредством итерационного уменьшения значений внешних сопротивлений получить положительные параметры внутренней ЭС с минимальным отклонением рассчитанных S-параметров от измеренных, была использована метрика [151, 152], которая включает в себя как действительную, так и мнимую часть S-параметров

$$M1\_SP_{xy\ on|off} = \sqrt{\frac{\sum_k |S_{xy,k}^{\text{измеренный}} - S_{xy,k}^{\text{рассчитанный}}|^2}{\sum_k |S_{xy,k}^{\text{измеренный}}|^2}}, \quad (2.11)$$

где  $k$  – количество частотных точек;

$S_{xy,k}^{\text{измеренный}}$  – значение элемента измеренной матрицы S-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором в  $k$ -й частотной точке ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ );

$S_{xy,k}^{\text{рассчитанный}}$  – значение элемента рассчитанной матрицы S-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором в  $k$ -й частотной точке ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ ).

Данная метрика использовалась в алгоритме, с помощью которого осуществлялся поиск оптимальных значений внешних сопротивлений. Далее будет приведено описание предложенного алгоритма. Начиная со значений внешних сопротивлений  $R_s$  и  $R_d$ , экстрагированных из результатов измерений S-параметров во включенном состоянии, проводится итерационное уменьшение значений этих сопротивлений с фиксированным шагом. На каждой итерации осуществляется экстракция параметров внутренней ЭС для двух состояний, после чего проводится расчёт S-параметров ЭС и расчёт метрики (2.11), усреднённой по двум состояниям транзистора

$$M1\_SP = \frac{\sum_{x,y=1}^2 M1\_SP_{xy\ on} + \sum_{x,y=1}^2 M1\_SP_{xy\ off}}{8}. \quad (2.12)$$

Итерационное уменьшение значений внешних сопротивлений осуществляется до тех пор, пока для одного из них не будет достигнут нижний теоретический предел, оцениваемый с помощью измерений методом длинной линии [52, 153]. Данный метод позволяет оценить поверхностное сопротивление слоя мезы и контактное сопротивление, нормированное

относительно ширины контактной площадки. При условии, что расстояние между стоком/истоком и затвором, а также общая ширина затвора СВЧ-транзистора известны из топологии, значения внешних сопротивлений  $R_s$  и  $R_d$  могут быть оценены с помощью следующих выражений:

$$R_x = R_c + R_{bulk}, \quad (2.13)$$

$$R_c = \frac{R_{contact}}{NF \cdot W}, \quad (2.14)$$

$$R_{bulk} = \frac{R_{sh} \cdot L_{xg}}{NF \cdot W}, \quad (2.15)$$

где  $R_x$  – сопротивление стока ( $x = d$ ) или истока ( $x = s$ );

$R_{contact}$  – значение контактного сопротивления, нормированного относительно ширины контактной площадки (размерность [Ом · м]);

$R_{sh}$  – поверхностное сопротивление слоя мезы (размерность [Ом/□]);

$L_{xg}$  – расстояние затвор-сток ( $x = d$ ) или затвор-исток ( $x = s$ );

$NF$  – количество затворов транзистора;

$W$  – единичная ширина затвора транзистора.

Значения внешних сопротивлений, оцененные таким методом, можно считать нижним пределом, поскольку в данном случае предполагается, что слой мезы между истоком/стоком и затвором является однородным. На практике при изготовлении СВЧ-транзисторов формируют подзатворные заглабления (реcessы), из-за которых поперечное сечение слоя мезы уменьшается, и действительные значения внешних сопротивлений оказываются выше оцененных.

На рисунке 2.6 представлены графики изменения параметров  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $G_{ds\ off}$ ,  $R_{ds\ on}$  и  $M1\_SP$  на каждой итерации предложенного алгоритма. Из рисунка видно, что изначально экстрагированные значения внешних сопротивлений являются завышенными – на нулевой итерации (перед началом работы алгоритма) экстракция внутренних параметров приводит к отрицательным значениям сопротивления канала во включенном состоянии  $R_{ds\ on}$  и проводимости канала в выключенном состоянии  $G_{ds\ off}$ . При последовательном уменьшении внешних сопротивлений на определённой итерации значение параметра  $R_{ds\ on}$  приближается к нулю, но становится положительным. На данной итерации внешние сопротивления компенсируют сопротивление канала во включенном состоянии (т.е.  $R_s + R_d \approx R_{ds\ on}$ ). С точки зрения физики работы транзистора сопротивление канала во включенном состоянии не может быть близко к нулю из-за различных механизмов рассеяния электронов, движущихся вдоль канала. В работах по экстракции параметров малосигнальных ЭС таких транзисторов параметр  $R_{ds\ on}$  также принимает конечное значение [31, 33]. Кроме того, при данных значениях внешних сопротивлений параметр  $G_{ds\ off}$  экстрагируется с отрицательным знаком, а ошибка

моделирования S-параметров  $M1\_SP$  не достигает области минимума. Дальнейшее уменьшение внешних сопротивлений приводит к тому, что параметр  $G_{ds\ off}$  также становится положительным. На данной итерации параметр  $R_{ds\ on}$  имеет конечное положительное значение, а ошибка моделирования S-параметров находится в окрестности минимума.

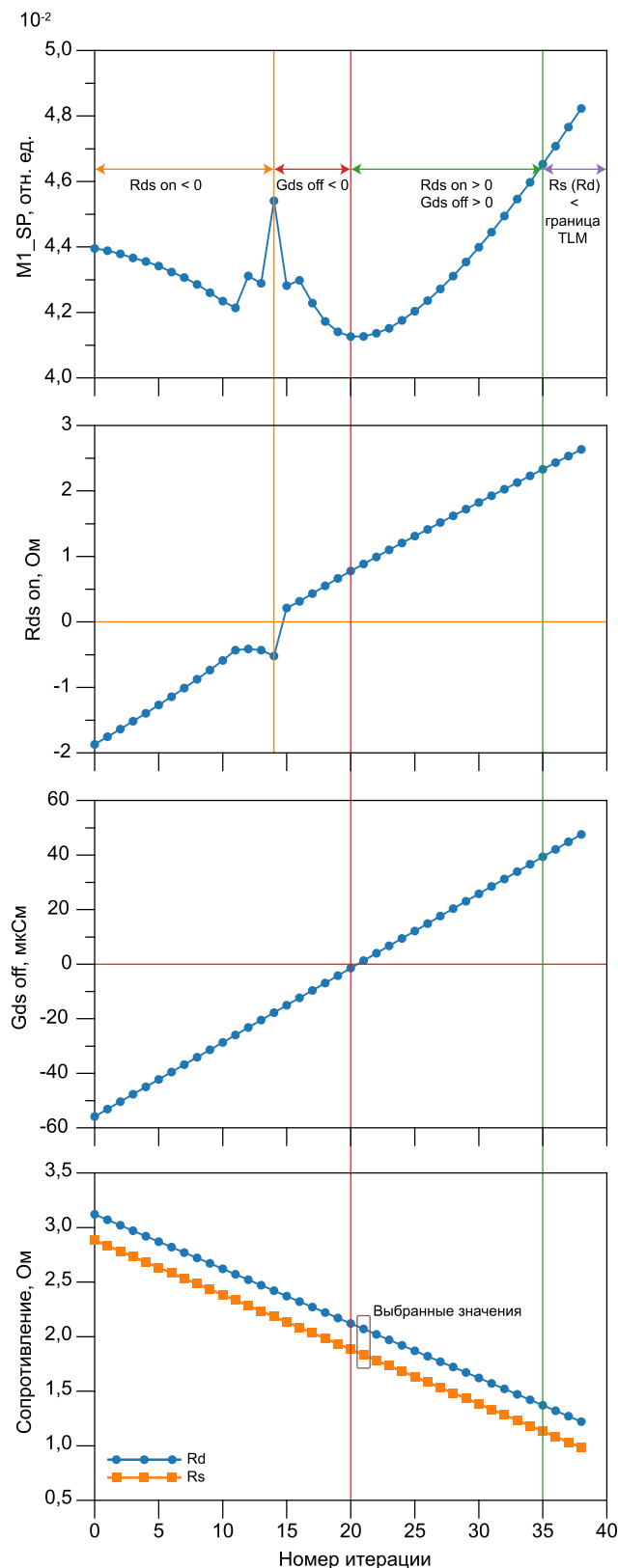


Рисунок 2.6 – Изменение метрики  $M1\_SP$  и параметров  $G_{ds\ off}$ ,  $R_{ds\ on}$  при уменьшении значений внешних сопротивлений  $R_s$  и  $R_d$



Таким образом, критерием выбора внешних сопротивлений для экстракции параметров внутренней ЭС в рассмотренном алгоритме может выступать одновременное выполнение следующих условий:

- параметры  $R_{ds\ on}$  и  $G_{ds\ off}$  имеют конечное положительное значение;
- значение метрики  $M1\_SP$  находится в окрестности минимума.

Из-за сходства с алгоритмами сканирования внешних ёмкостей, широко распространёнными в области экстракции малосигнальных моделей усилительных СВЧ-транзисторов (включенных по схеме с ОИ) [17, 24, 154–157], рассмотренный алгоритм был назван «алгоритмом сканирования внешних сопротивлений». На рисунке 2.7 представлена блок-схема с описанием всех этапов в предложенной методике экстракции параметров малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов, включая данный алгоритм.

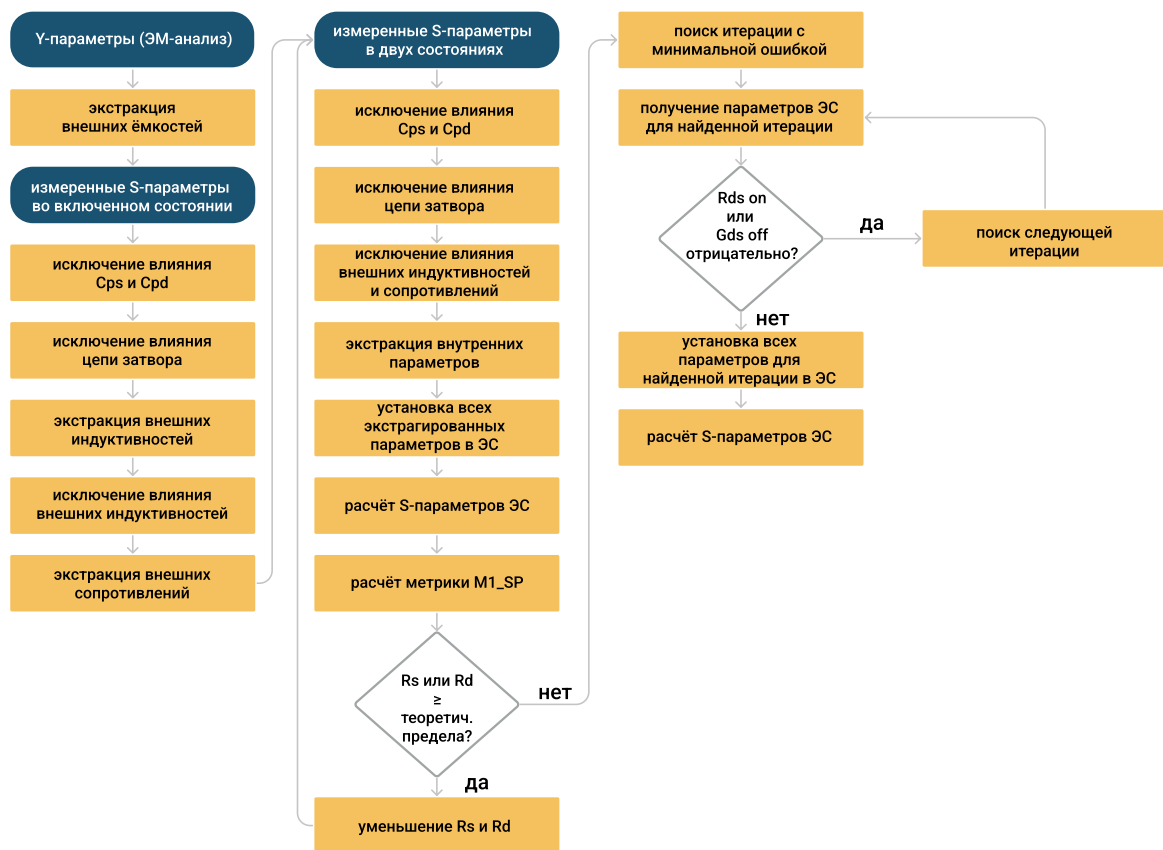


Рисунок 2.7 – Блок-схема с описанием этапов предложенной методики экстракции параметров малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов

При выборе шага, с которым будут изменяться значения внешних сопротивлений на каждой итерации алгоритма, следует исходить из следующих соображений: с уменьшением шага кривая  $M1\_SP$  будет более гладкой с более явной областью минимума, однако при этом будет возрастать количество итераций и, соответственно, время работы алгоритма. Экспериментальным путём

было установлено, что приемлемое время выполнения алгоритма, при котором кривая  $M1_{SP}$  имеет отчётливую область минимума, достигается при значении шага, равном 0,05 Ом.

## 2.2 Комбинированная методика экстракции параметров малосигнальной шумовой модели СВЧ-транзистора

Наиболее распространённые методы экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, основаны на подходах, где параметры ЭС рассчитываются с использованием результатов измерений S-параметров в так называемых «холодных» режимах [10, 12, 13, 99, 100, 158, 159] и/или S-параметров пассивных тестовых структур [19, 103, 160], предназначенных для проведения процедуры деэмбединга (от англ. De-embedding) – сдвига плоскостей отсчёта посредством исключения влияния контактных площадок и подводящих линий. В данном подразделе будет представлено описание методики экстракции параметров малосигнальной шумовой модели СВЧ-транзистора с общим истоком, позволяющей выполнять построение модели как в плоскостях отсчёта контактных площадок, так и в плоскостях самого транзистора (рисунок 2.8). Стоит отметить, что в настоящем диссертационном исследовании представлено описание итогового варианта методики. Промежуточные результаты её создания могут быть найдены в [161–169].

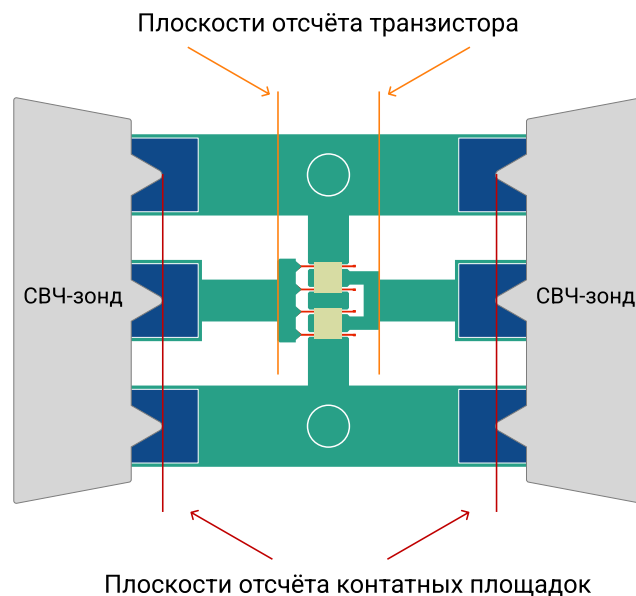


Рисунок 2.8 – Обозначение плоскостей отсчёта контактных площадок и СВЧ-транзистора

Также стоит отметить, что предложенная методика применима только для транзисторов в копланарном исполнении.

### 2.2.1 Экстракция параметров ЭС пассивных тестовых структур

При проектировании комплекта тестовых структур, используемых для проведения характеристики и построения модели СВЧ-транзистора, часто разрабатывают дополнительные пассивные тестовые структуры, которые впоследствии используются при проведении процедуры деэмбеддинга [170–173]. В предложенной методике эти структуры также используются для определения малосигнальной модели в плоскостях отсчёта контактных площадок.

На первом этапе проводится экстракция параметров эквивалентных схем для каждой из тестовых структур. В рассматриваемой методике используется метод деэмбеддинга «PAD–OPEN–SHORT» с тремя пассивными тестовыми структурами [170]. Первая структура («PAD») является холостой и включает в себя только контактные площадки. Топология такой структуры и соответствующая ей ЭС представлены на рисунке 2.9.

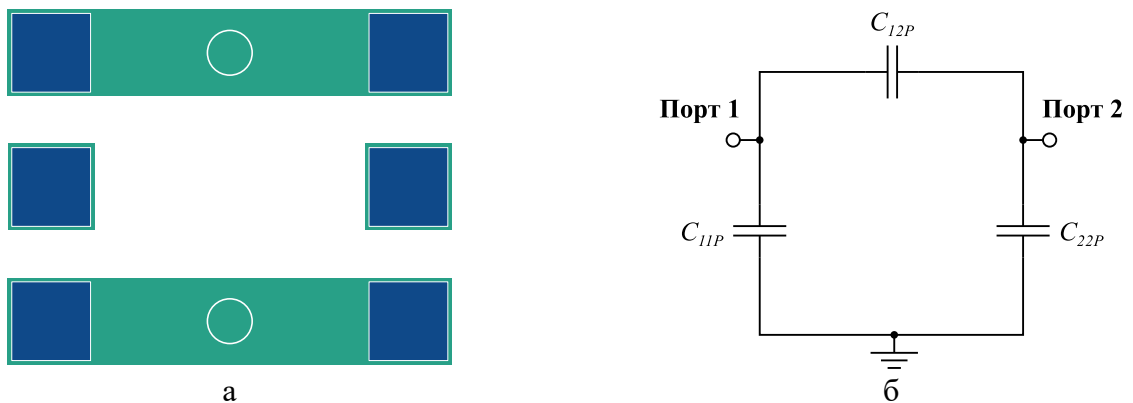


Рисунок 2.9 – Эскиз топологии (а) и модель в виде эквивалентной схемы замещения (б) для холостой тестовой структуры «PAD»

Для экстракции параметров эквивалентной схемы «PAD» измеренные S-параметры тестовой структуры с контактными площадками пересчитываются в Y-параметры  $[Y_{PAD}]$ . Представляя структуру в виде ЭС, изображённой на рисунке 2.9б, значения её элементов могут быть рассчитаны из Y-параметров  $[Y_{PAD}]$  как аналитически, так и методом наименьших квадратов с помощью выражений

$$-\text{Im}(Y_{21}) = \omega C_{12P}, \quad (2.16)$$

$$\text{Im}(Y_{11} + Y_{12}) = \omega C_{11P}, \quad (2.17)$$

$$\text{Im}(Y_{22} + Y_{12}) = \omega C_{22P}. \quad (2.18)$$

Характер частотных зависимостей Y-параметров структуры PAD представлен на рисунке 2.10.

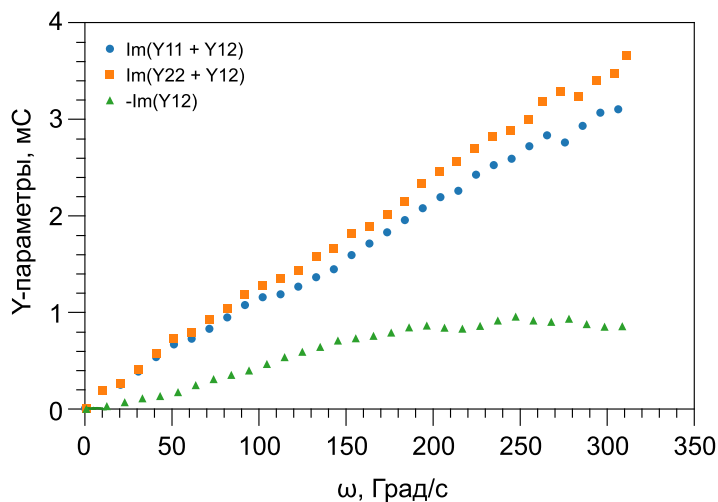


Рисунок 2.10 – Частотные зависимости мнимых частей Y-параметров для тестовой структуры «PAD»

Вторая структура («OPEN») является холостой и включает в себя контактные площадки и подводящие линии. Топология такой структуры и соответствующая ей ЭС представлены на рисунке 2.11.

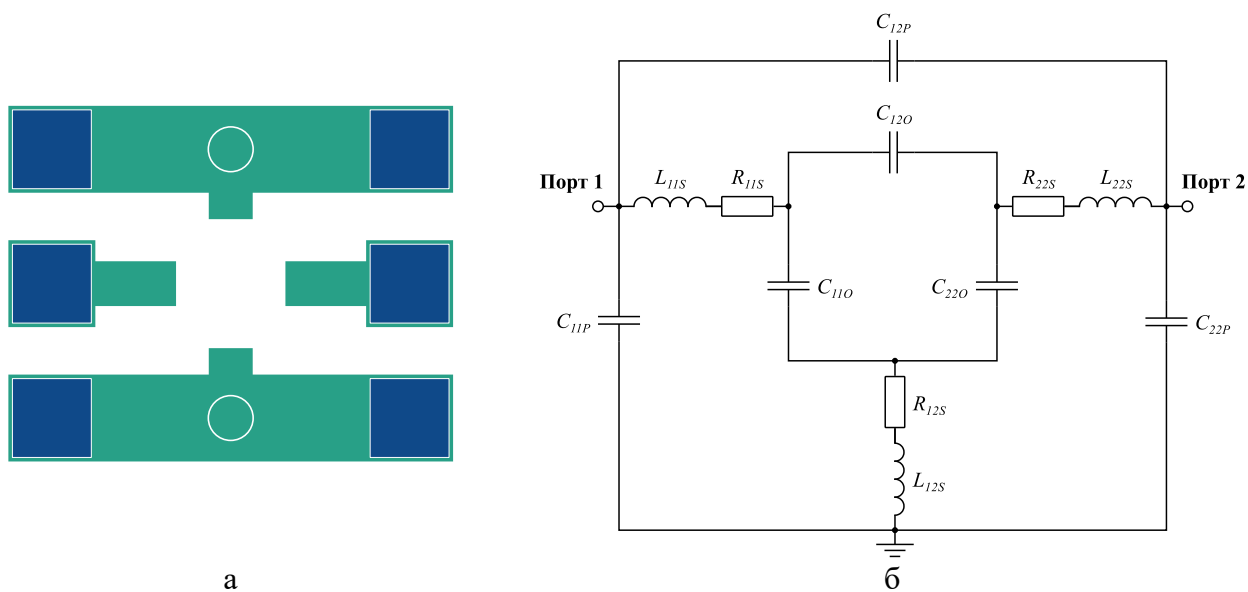


Рисунок 2.11 – Эскиз топологии (а) и модель в виде эквивалентной схемы замещения (б) для холостой тестовой структуры «OPEN»

Третья структура («SHORT») является короткозамкнутой и также включает в себя контактные площадки и подводящие линии. Топология такой структуры и соответствующая ей ЭС представлены на рисунке 2.12.

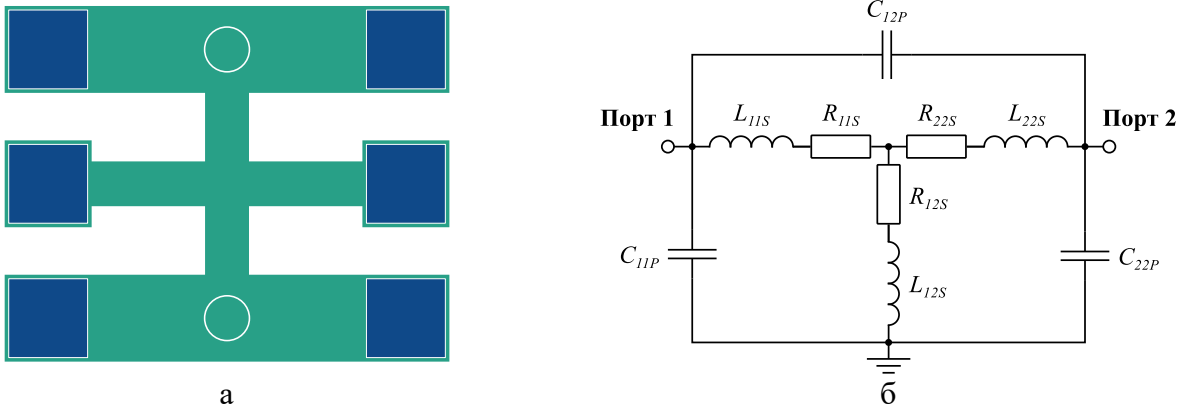


Рисунок 2.12 – Эскиз топологии (а) и модель в виде эквивалентной схемы замещения (б) для короткозамкнутой тестовой структуры «SHORT»

Из рисунка 2.11 видно, что ЭС структуры «OPEN» включает в себя элементы ЭС структур «PAD» и «SHORT». Поэтому при экстракции параметров эквивалентной схемы «OPEN» сначала проводится исключение влияния структур «PAD» и «SHORT», после чего рассчитываются параметры  $C_{110}$ ,  $C_{120}$  и  $C_{220}$ . Для исключения влияния структур «PAD» и «SHORT» измеренные S-параметры всех трёх структур пересчитываются в Y-параметры. Далее из Y-параметров «OPEN» и «SHORT» вычитаются Y-параметры «PAD»:

$$[Y_{SHORT}]' = [Y_{SHORT}] - [Y_{PAD}], \quad (2.19)$$

$$[Y_{OPEN}]' = [Y_{OPEN}] - [Y_{PAD}]. \quad (2.20)$$

где  $[Y_{SHORT}]$  – Y-параметры структуры SHORT;

$[Y_{OPEN}]$  – Y-параметры структуры OPEN;

$[Y_{PAD}]$  – Y-параметры структуры PAD.

На следующем шаге полученные Y-параметры пересчитываются в Z-параметры и из Z-параметров структуры «OPEN» вычитаются Z-параметры структуры «SHORT»:

$$[Z_{OPEN}]'' = [Z_{OPEN}]' - [Z_{SHORT}]', \quad (2.21)$$

где  $[Z_{OPEN}]' = ([Y_{OPEN}]')^{-1}$ ;

$[Z_{SHORT}]' = ([Y_{SHORT}]')^{-1}$ .

Далее параметры  $[Z_{OPEN}]''$  снова пересчитываются в Y-параметры, после чего проводится экстракция параметров  $C_{110}$ ,  $C_{120}$  и  $C_{220}$  с помощью выражений, аналогичных (2.16–2.18):

$$-\text{Im}(Y_{21}) = \omega C_{120}, \quad (2.22)$$

$$\text{Im}(Y_{11} + Y_{12}) = \omega C_{110}, \quad (2.23)$$

$$\text{Im}(Y_{22} + Y_{12}) = \omega C_{220}. \quad (2.24)$$

Характер частотных зависимостей Y-параметров структуры «OPEN» после исключения влияния структур «PAD» и «SHORT» представлен на рисунке 2.13.

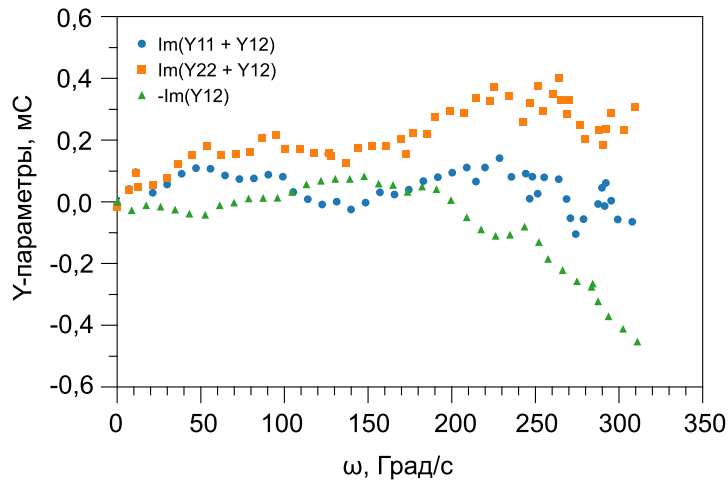


Рисунок 2.13 – Частотные зависимости мнимых частей Y-параметров для тестовой структуры «OPEN» после исключения влияния структур «PAD» и «SHORT»

На заключительном этапе проводится экстракция параметров ЭС структуры «SHORT» из полученных ранее Z-параметров  $[Z_{SHORT}]'$ :

$$\operatorname{Re}(Z_{11} - Z_{12}) = R_{11S} \quad (2.25)$$

$$\operatorname{Re}(Z_{22} - Z_{12}) = R_{22S}, \quad (2.26)$$

$$\operatorname{Re}(Z_{12}) = R_{12S}, \quad (2.27)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{11} - Z_{12}) = \omega L_{11S}, \quad (2.28)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{22} - Z_{12}) = \omega L_{22S}, \quad (2.29)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{12}) = \omega L_{12S}. \quad (2.30)$$

Характер частотных зависимостей Z-параметров структуры «SHORT» после исключения влияния структуры «PAD» представлен на рисунке 2.14.

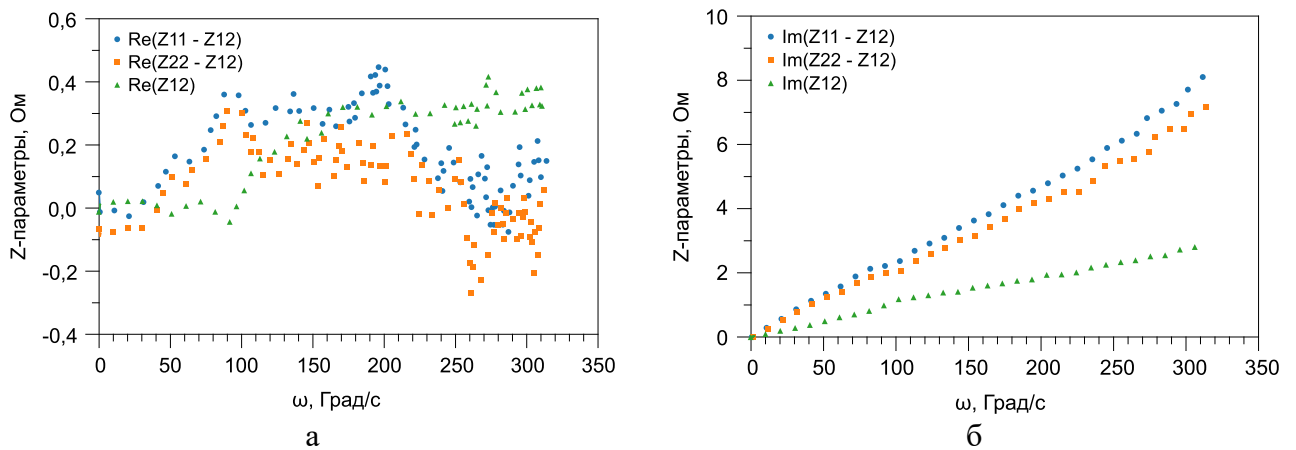


Рисунок 2.14 – Частотные зависимости действительных (а) и мнимых (б) частей Z-параметров для тестовой структуры «SHORT» после исключения влияния структуры «PAD»

Итоговая ЭС, включающая элементы для учёта контактных площадок и подводящих линий, представлена на рисунке 2.15.

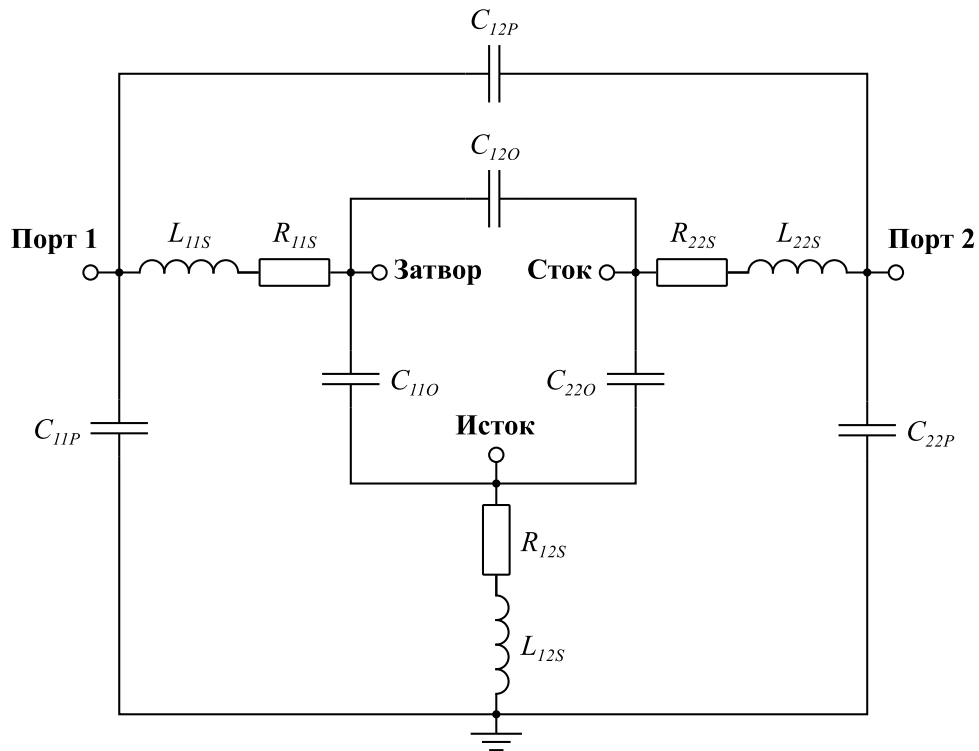


Рисунок 2.15 – ЭС для внешней части транзистора, обусловленной контактными площадками и подводящими линиями

Данная ЭС позволяет определить малосигнальную модель СВЧ-транзистора с ОИ в плоскостях отсчёта контактных площадок. Для этого к внутренним выводам данной ЭС необходимо подключить выводы самой малосигнальной модели. Далее будет рассмотрена методика экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-транзистора.

### 2.2.2 Экстракция параметров малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора

Для экстракции параметров малосигнальной ЭС, определённой в плоскостях СВЧ-транзистора, необходимо использовать результаты измерений S-параметров со сдвинутыми плоскостями отсчёта. В рассматриваемом случае сдвиг плоскостей отсчёта можно осуществить с помощью процедуры деэмбединга, используя либо результаты измерений S-параметров тестовых структур «PAD-OPEN-SHORT» [170], либо рассчитанные S-параметры внешней ЭС, определённой на предыдущем этапе.

На рисунке 2.16 представлена малосигнальная ЭС СВЧ-транзистора, включенного по схеме с ОИ, рассматриваемая в настоящей методике. Внешняя часть ЭС состоит из восьми элементов, параметры которых не зависят от приложенного напряжения ( $C_{gp}, C_{dp}, L_g, L_s, L_d, R_g, R_s, R_d$ ).

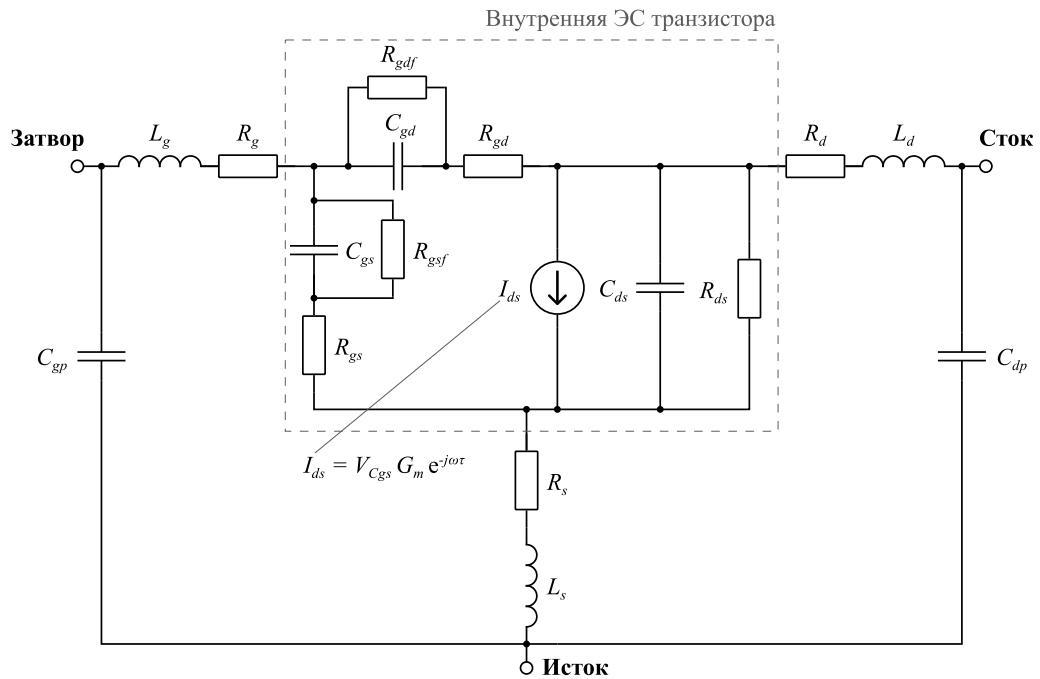


Рисунок 2.16 – Малосигнальная ЭС СВЧ-транзистора в рабочей точке

Внутренняя ЭС включает десять элементов, параметры которых определяют рабочую точку транзистора в зависимости от приложенных напряжений ( $C_{gs}, R_{gs}, R_{gsf}, C_{gd}, R_{gd}, R_{gdf}, R_{ds}, C_{ds}, G_m, \tau$ ).

В данной методике внешние ёмкости рассчитываются на основе подхода, предложенного в [100], где используются S-параметры транзистора, измеренные в «холодном» режиме (при  $V_{ds} = 0$  В) с отсечённым каналом ( $V_{gs} \ll V_p$ , где  $V_p$  – напряжение отсечки). Согласно [100], внутренняя ЭС транзистора в таком режиме может быть представлена в виде T-образной цепи с равными ёмкостями  $C_b$ , как показано на рисунке 2.17.

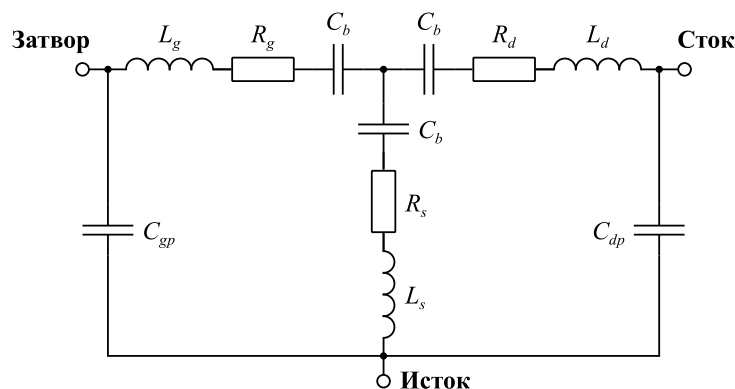


Рисунок 2.17 – ЭС транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом, предложенная в работе [100]

Допуская, что внутренние ёмкости равны, на низких частотах для данной ЭС могут быть записаны следующие уравнения:

$$-\text{Im}(Y_{12}) = j\omega \frac{C_b}{3}, \quad (2.31)$$



$$\operatorname{Im}(Y_{11}) = \omega \left( C_{pg} + \frac{2}{3} C_b \right), \quad (2.32)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{22}) = \omega \left( C_{pd} + \frac{2}{3} C_b \right). \quad (2.33)$$

Используя уравнения (2.31–2.33), все ёмкости данной ЭС могут быть определены как аналитически, так и методом наименьших квадратов. Характер частотных зависимостей  $Y$ -параметров СВЧ-транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом представлен на рисунке 2.18. Стоит отметить, что допущение относительно равенства внутренних ёмкостей нередко приводит к экстракции завышенных либо отрицательных значений внешней ёмкости  $C_{pd}$ . В таком случае значение данной ёмкости приравнивается к экстрагированному значению ёмкости  $C_{pg}$  [101, 102].

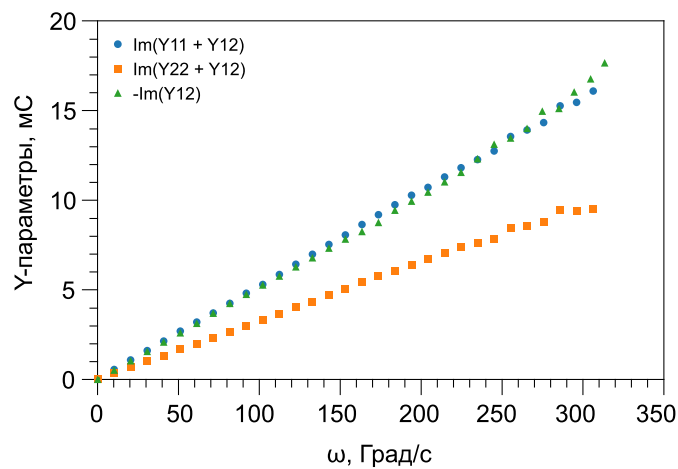


Рисунок 2.18 – Частотные зависимости мнимых частей  $Y$ -параметров СВЧ-транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом

Внешние сопротивления и индуктивности рассчитываются на основе подхода, предложенного в [100], где используются  $S$ -параметры транзистора, измеренные в двух «холодных» режимах: с отсечённым каналом ( $V_{gs} \ll V_p$ , где  $V_p$  – напряжение отсечки) и без смещения по затвору ( $V_{gs} = 0$  В). Согласно [100], СВЧ-транзистор в данных «холодных» режимах может быть представлен в виде ЭС, изображённых на рисунке 2.19.

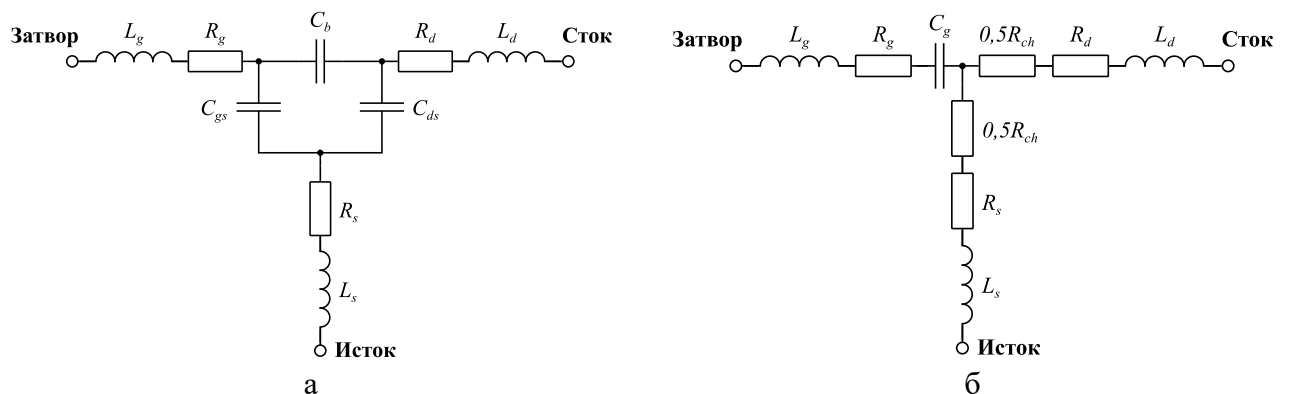


Рисунок 2.19 – ЭС СВЧ-транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом (а) и без смещения по затвору (б)

Перед экстракцией внешних сопротивлений и индуктивностей также необходимо исключить влияние внешних ёмкостей, значения которых были определены на предыдущем этапе. Далее измеренные S-параметры пересчитываются в Z-параметры, после чего для каждой из ЭС составляются компонентные уравнения, связывающие Z-параметры с её элементами.

Согласно [100], для ЭС, изображённой на рисунке 2.19б, справедливы следующие соотношения:

$$Z_{11} = R_s + 0,5R_{ch} + R_g + j \left( \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_g} \right), \quad (2.34)$$

$$Z_{22} = R_s + R_{ch} + R_d + j\omega(L_d + L_s), \quad (2.35)$$

$$Z_{12} = R_s + 0,5R_{ch} + j\omega L_s. \quad (2.36)$$

Применив некоторые преобразования, нетрудно показать, что все внешние индуктивности могут быть рассчитаны из мнимых частей Z-параметров методом наименьших квадратов:

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{11}) = \omega^2(L_g + L_s) - \frac{1}{C_g}, \quad (2.37)$$

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{22}) = \omega^2(L_d + L_s), \quad (2.38)$$

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{12}) = \omega^2 L_s. \quad (2.39)$$

В то же время действительная часть Z-параметров данной ЭС может быть выражена в виде

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_s + 0,5R_{ch} + R_g, \quad (2.40)$$

$$\text{Re}(Z_{22}) = R_s + R_{ch} + R_d, \quad (2.41)$$

$$\text{Re}(Z_{12}) = R_s + 0,5R_{ch}. \quad (2.42)$$

Для режима с отсечённым каналом при экстракции используется одно компонентное уравнение:

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_s + R_g. \quad (2.43)$$

Подставляя выражение (2.43) в (2.40), рассчитывается частотная зависимость сопротивления канала  $R_{ch}$ . Далее, при известном  $R_{ch}$ , с помощью выражения (2.42) определяется частотная зависимость сопротивления истока  $R_s$ . Используя значения  $R_{ch}$  и  $R_s$ , с помощью выражений (2.40–2.41) рассчитываются частотные зависимости оставшихся внешних сопротивлений затвора  $R_g$  и стока  $R_d$ . Итоговые значения внешних сопротивлений выбираются в результате визуального анализа частотных зависимостей, либо с помощью усреднения значений в определённом диапазоне частот. Анализ ЭС СВЧ-транзистора в «холодном» режиме с отсечённым каналом показывает, что в низкочастотной области реактивная часть комплексного сопротивления преобладает над активной из-за ёмкостей транзистора. В связи с этим рекомендуется проводить экстракцию внешних сопротивлений на частотах выше 6 ГГц [100].

Характер частотных зависимостей, используемых при экстракции внешних сопротивлений и индуктивностей, представлен на рисунке 2.20.

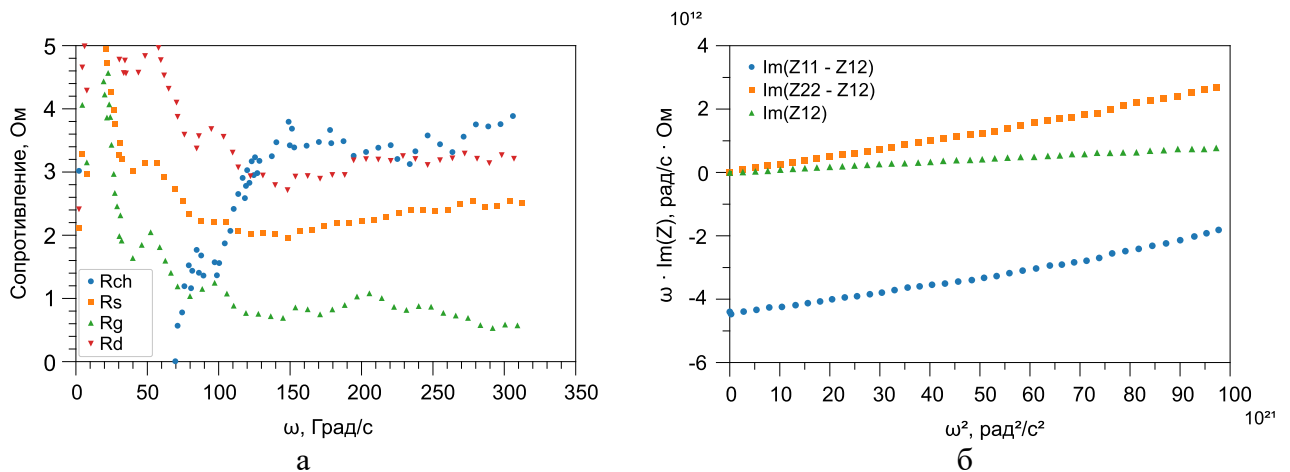


Рисунок 2.20 – Характер частотных зависимостей, используемых при экстракции внешних сопротивлений и индуктивностей

Параметры элементов внутренней ЭС СВЧ-транзистора рассчитываются на основе результатов измерений S-параметров в рабочей точке. При этом перед проведением экстракции из измеренных S-параметров следует исключить влияние определённых ранее внешних элементов.

На первом этапе проводится исключение внешних ёмкостей. Для этого S-параметры в рабочей точке пересчитываются в Y-параметры, после чего из полученных Y-параметров СВЧ-транзистора вычитаются Y-параметры П-образной цепи, состоящей из внешних ёмкостей. На рисунке 2.21 схематично представлена процедура исключения влияния внешних ёмкостей на примере эквивалентных схем и соответствующих им матриц малосигнальных параметров.

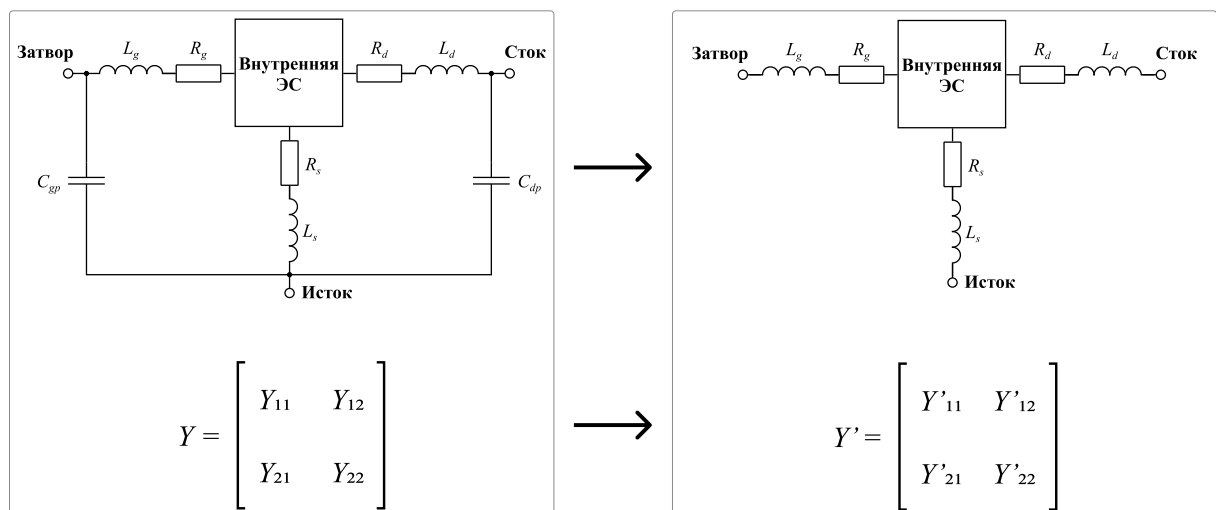


Рисунок 2.21 – Схема исключения влияния внешних ёмкостей

Далее приведены выражения для исключения влияния внешних ёмкостей:

$$Y'_{11} = Y_{11} - j\omega C_{gp}, \quad (2.44)$$

$$Y'_{12} = Y_{12}, \quad (2.45)$$

$$Y'_{21} = Y_{21}, \quad (2.46)$$

$$Y'_{22} = Y_{22} - j\omega C_{dp}, \quad (2.47)$$

где  $Y_{xy}$  – элемент матрицы  $Y$ -параметров СВЧ-транзистора в рабочей точке до исключения влияния внешних ёмкостей ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ );

$Y'_{xy}$  – элемент матрицы  $Y$ -параметров СВЧ-транзистора в рабочей точке после исключения влияния внешних ёмкостей ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ ).

На следующем этапе проводится исключение влияния внешних индуктивностей и сопротивлений. Для этого  $Y$ -параметры, полученные на предыдущем этапе, пересчитываются в  $Z$ -параметры, после чего из данных  $Z$ -параметров вычитаются  $Z$ -параметры Т-образной цепи, состоящей из внешних индуктивностей и сопротивлений. На рисунке 2.22 схематично представлена процедура исключения влияния внешних индуктивностей и сопротивлений на примере эквивалентных схем и соответствующих им матриц малосигнальных параметров.

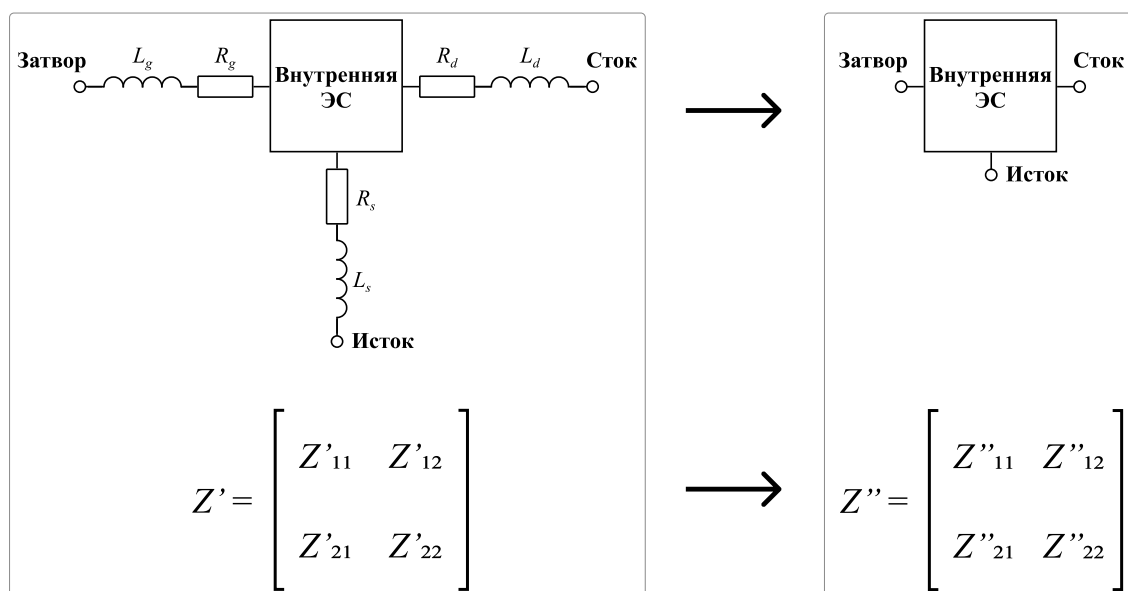


Рисунок 2.22 – Схема исключения влияния внешних индуктивностей и сопротивлений

Далее приведены выражения для исключения влияния внешних индуктивностей и сопротивлений:

$$Z''_{11} = Z'_{11} - (R_g + R_s) - j\omega(L_g + L_s), \quad (2.48)$$

$$Z''_{12} = Z'_{12} - R_s - j\omega L_s, \quad (2.49)$$

$$Z''_{21} = Z'_{21} - R_s - j\omega L_s, \quad (2.50)$$

$$Z''_{22} = Z'_{22} - (R_d + R_s) - j\omega(L_d + L_s), \quad (2.51)$$

где  $Z'_{xy}$  – элемент матрицы  $Z$ -параметров СВЧ-транзистора в рабочей точке после исключения влияния внешних ёмкостей ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ );

$Z''_{xy}$  – элемент матрицы  $Z$ -параметров СВЧ-транзистора в рабочей точке после исключения влияния всех внешних параметров ( $x \in \{1, 2\}; y \in \{1, 2\}$ ).

После исключения всех внешних параметров полученные Z-параметры снова пересчитываются в Y-параметры. Далее следует этап экстракции параметров внутренней ЭС СВЧ-транзистора. Для упрощения выражений при описании процедуры экстракции параметров внутренней ЭС элементы матрицы Y-параметров будут обозначаться без дополнительных штрихов ( $Y_{xy}$ ), принимая во внимание, что все внешние параметры ЭС были исключены на предыдущих этапах.

В рассматриваемой методике параметры элементов внутренней ЭС СВЧ-транзистора рассчитываются методом наименьших квадратов. Внутренняя ЭС представляется в виде П-образной цепи. Для каждого из звеньев цепи записывается компонентное уравнение, связывающее её комплексную проводимость с параметрами элементов ЭС.

Для звена затвор-исток компонентное уравнение комплексной проводимости записывается в виде

$$Y_{gs} = Y_{11} + Y_{12} = \frac{G_{gsf} + j\omega C_{gs}}{1 + R_{gs}G_{gsf} + j\omega R_{gs}C_{gs}}, \quad (2.52)$$

где  $G_{gsf} = (R_{gsf})^{-1}$ .

Определив новую переменную  $D$  как

$$D = \frac{|Y_{gs}|^2}{\text{Im}(Y_{gs})} = \frac{G_{gsf}^2}{\omega C_{gs}} + \omega C_{gs}, \quad (2.53)$$

значение элемента  $C_{gs}$  может быть рассчитано из углового коэффициента зависимости  $\omega D = f(\omega^2)$ . Переопределив переменную  $D$  как

$$D = \frac{Y_{gs}}{\text{Im}(Y_{gs})} = \frac{G_{gsf}(1 + R_{gs}G_{gsf})}{\omega C_{gs}} + \omega R_{gs}C_{gs} - j, \quad (2.54)$$

значение элемента  $R_{gs}$  может быть рассчитано из углового коэффициента зависимости  $\text{Re}(\omega D) = f(\omega^2)$ . Проводимость  $G_{gsf}$  может быть определена путём усреднения зависимости  $\text{Re}(Y_{gs}) = f(\omega)$  в низкочастотной области.

Для звена затвор-сток компонентное уравнение комплексной проводимости записывается в виде

$$Y_{gd} = -Y_{12} = \frac{G_{gdf} + j\omega C_{gd}}{1 + R_{gd}G_{gdf} + j\omega R_{gd}C_{gd}}, \quad (2.55)$$

где  $G_{gdf} = (R_{gdf})^{-1}$ .

Значения элементов  $C_{gd}, R_{gd}, R_{gdf}$  для звена затвор-сток рассчитываются с помощью выражений, аналогичных (2.53–2.54). Примеры частотных зависимостей  $\omega D = f(\omega^2)$  при экстракции ёмкостей  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$  представлены на рисунке 2.23.

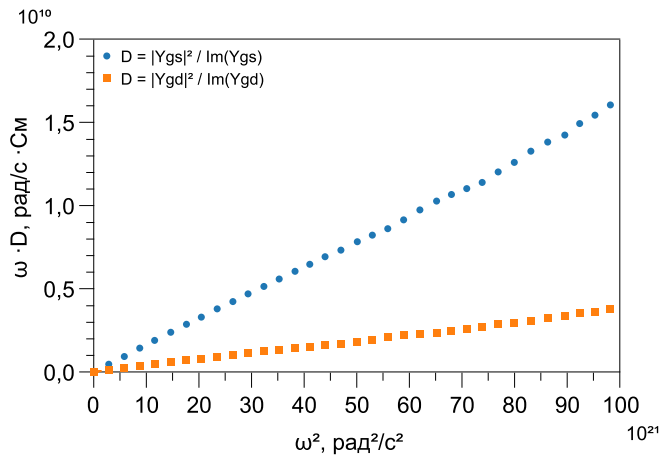


Рисунок 2.23 – Характер частотных зависимостей  $\omega D = f(\omega^2)$  при экстракции ёмкостей  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$

Параметр крутизны СВЧ-транзистора  $G_m$  и постоянная времени  $\tau$  определяются на основе комплексной проводимости  $Y_{gm}$ , уравнение для которой записывается в виде

$$Y_{gm} = Y_{21} - Y_{12} = \frac{G_m e^{-j\omega\tau}}{1 + R_{gs}G_{gsf} + j\omega C_{gs}} \quad (2.56)$$

Переопределив переменную  $D$  как

$$D = \left| \frac{Y_{gs}}{Y_{gm}} \right|^2 = \left( \frac{G_{gsf}}{G_m} \right)^2 + \left( \frac{C_{gs}}{G_m} \right)^2 \omega^2, \quad (2.57)$$

значение крутизны может быть рассчитано из углового коэффициента зависимости  $D = f(\omega^2)$ , учитывая, что ёмкость  $C_{gs}$  была рассчитана на предыдущем этапе.

Переопределив переменную  $D$  как

$$D = (G_{gsf} + j\omega C_{gs}) \frac{Y_{gm}}{Y_{gs}} = G_m e^{-j\omega\tau}, \quad (2.58)$$

постоянная времени  $\tau$  может быть рассчитана из углового коэффициента фазы зависимости  $D = f(\omega)$ .

Для звена сток-исток компонентное уравнение комплексной проводимости записывается в виде

$$Y_{ds} = Y_{22} + Y_{12} = G_{ds} + j\omega C_{ds}, \quad (2.59)$$

где  $G_{ds} = (R_{ds})^{-1}$ .

Значение элемента  $C_{ds}$  может быть рассчитано из углового коэффициента зависимости  $\text{Im}(Y_{ds}) = f(\omega)$ . Из-за частотной дисперсии выходной проводимости значение  $G_{ds}$  рекомендуется рассчитывать из углового коэффициента зависимости  $\omega \text{Re}(Y_{ds}) = f(\omega)$  вместо усреднения зависимости  $\text{Re}(Y_{ds}) = f(\omega)$ .

После экстракции всех элементов малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора необходимо выполнить построение шумовой модели. Настоящая методика предполагает использование результатов измерений коэффициента шума в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом и основана на подходах, изложенных в [94, 141, 174, 175]. Согласно [174], основными источниками теплового шума в малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора являются внешние и внутренние сопротивления. Для учёта шума, генерируемого этими сопротивлениями, в симуляторе электронных схем используют специальные источники шумовых токов или напряжений, либо резистивные элементы с дополнительным параметром – эквивалентной шумовой температурой. Для внешних резистивных элементов ЭС шумовую температуру устанавливают равной температуре, при которой проводились измерения шумовых характеристик СВЧ-транзистора. Для внутреннего сопротивления  $R_{ds}$  шумовую температуру  $T_d$  подстраивают таким образом, чтобы данное сопротивление генерировало шумовой ток, эквивалентный шумовому току в канале транзистора. Критерием такого соответствия может выступать минимальная ошибка моделирования коэффициента шума в тракте 50 Ом. В настоящей методике для достижения минимальной ошибки моделирования также применяется подстройка шумовой температуры  $T_g$  внутреннего сопротивления  $R_{gs}$ .

Учитывая, что измерения коэффициента шума проводятся в плоскостях отсчёта контактных площадок, при определении значений эквивалентных шумовых температур малосигнальная модель также должна быть определена в соответствующих плоскостях отсчёта. Для этого выводы малосигнальной ЭС, изображённой на рисунке 2.16, необходимо подключить к соответствующим внутренним выводам внешней ЭС, изображённой на рисунке 2.15. При этом в симуляторе электронных схем необходимо включить функцию расчёта шумовых характеристик для сопротивлений внешней ЭС. После определения значений эквивалентных шумовых температур полученная малосигнальная шумовая модель может воспроизводить малосигнальные и шумовые параметры СВЧ-транзистора как в плоскостях отсчёта контактных площадок (если в схеме модели присутствует внешняя ЭС), либо в плоскостях отсчёта самого транзистора (если в схеме модели отсутствует внешняя ЭС).

### 2.3 Методика экстракции внешних ёмкостей на основе результатов ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора

В данном подразделе представлено описание предложенной методики экстракции всех внешних ёмкостей СВЧ-транзистора, включенного по схеме с ОИ. Данная методика позволяет учесть распределённый характер внешних ёмкостей, а также рассчитать значение ёмкости контактной площадки электрода истока. Настоящая методика может использоваться для экстракции внешних ёмкостей СВЧ-транзистора с общим истоком в случае, когда известны геометрические параметры топологии прибора и электрофизические параметры материалов подложки.

Основная идея методики основана на рассмотренном ранее подходе [34], где для расчёта внешних ёмкостей коммутационного СВЧ-транзистора применяется ЭМ-моделирование топологии прибора. Используя результаты трёхмерного ЭМ-анализа топологии коммутационного СВЧ-транзистора, авторы предложили аналитические выражения для расчёта всех внешних ёмкостей малосигнальной эквивалентной схемы, в том числе и ёмкость электрода затвора. В исследовании было показано, что существующие методики экстракции внешних ёмкостей, применяющиеся для транзисторов, включенных по схеме с ОИ, не позволяют получить точную малосигнальную модель коммутационного транзистора, если в цепь затвора ЭС подключить точную модель высокоомного резистора, обеспечивающего развязку между управляющим и СВЧ-сигналом. При этом сама модель высокоомного резистора может использоваться для верификации малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора. При наличии такого резистора токи, обусловленные межэлектродными ёмкостями, протекают по другому пути, нежели токи, возникающие из-за ёмкостей между электродами стока/истока и подложкой. Тогда, в случае некорректного определения значений внешних ёмкостей на землю, ошибки экстракции не будут компенсироваться рассчитанными значениями внутренних ёмкостей, что в итоге негативно повлияет на точность расчёта S-параметров малосигнальной модели в целом. Более подробное содержание этой методики было рассмотрено в п. 1.2.3.

По аналогии с данным подходом ЭМ-структура топологии транзистора, включенного по схеме с ОИ, без активного слоя гетероструктуры также может быть представлена в виде системы из трёх металлических проводников, изолированных друг от друга. Низкочастотная эквивалентная схема такой структуры включает шесть внешних ёмкостей, как показано на рисунке 2.24.



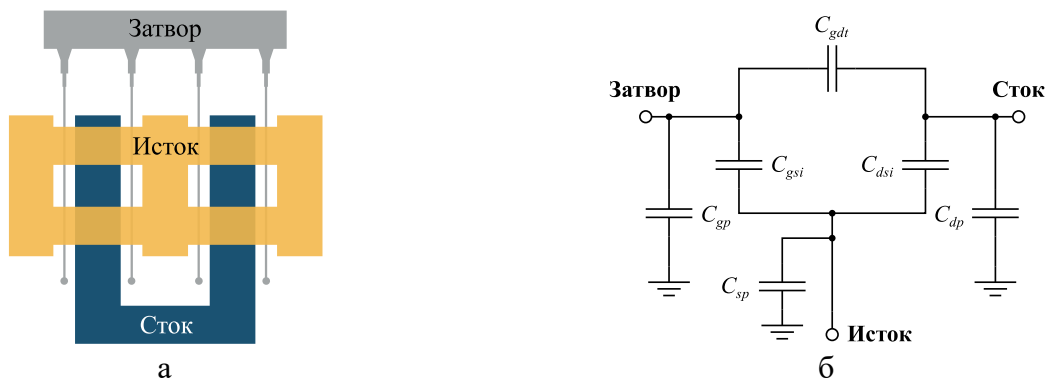


Рисунок 2.24 – Эскиз топологии транзистора, включенного по схеме с ОИ (а) и низкочастотная эквивалентная схема соответствующей ЭМ-структуры (б)

Для экстракции значений внешних ёмкостей на первом этапе проводится расчёт S-параметров топологии без учёта слоя мезы в программе ЭМ-моделирования. Структура рассчитывается в виде четырёхпортового устройства, как показано на рисунке 2.25.

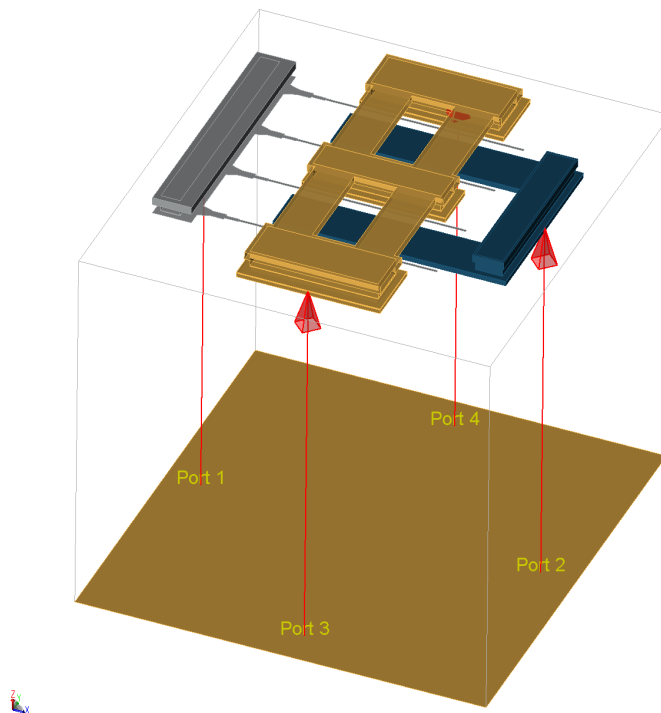


Рисунок 2.25 – Трёхмерная структура для ЭМ-моделирования топологии транзистора, включенного по схеме с ОИ, без учёта слоя мезы

ЭМ-порты 1 и 2 подключаются к электродам затвора и стока соответственно. Порты 3 и 4, подключенные к выводам истока, в ходе дальнейшего схемотехнического анализа соединяются в один, в результате чего рассчитывается матрица S-параметров шестиполюсника (трёхпортового устройства).

Для экстракции внешних ёмкостей полученные S-параметры пересчитываются в Y-параметры. Характер частотных зависимостей рассчитанных Y-параметров представлен на рисунке 2.26.

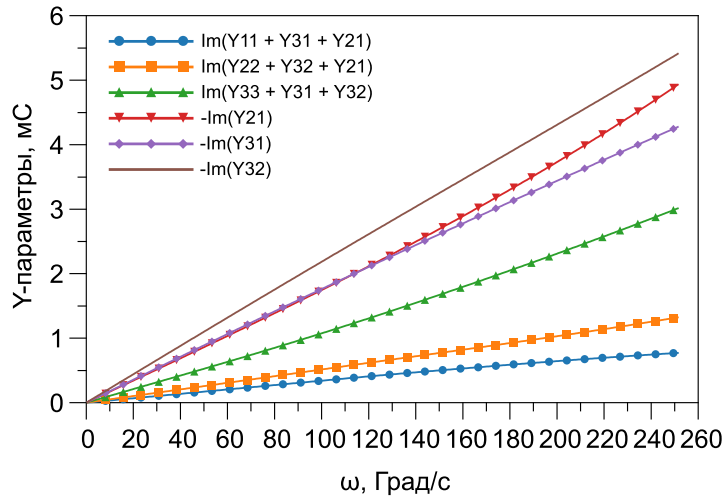


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости мнимых частей Y-параметров для ЭМ-структуры топологии транзистора, включенного по схеме с ОИ

Представляя рассчитанную структуру в виде эквивалентной схемы, изображённой на рисунке 2.24б, элементы матрицы Y-параметров записываются в виде

$$Y_{11} = j\omega(C_{gp} + C_{gsi} + C_{gdt}), \quad (2.60)$$

$$Y_{22} = j\omega(C_{dp} + C_{dsi} + C_{gdt}), \quad (2.61)$$

$$Y_{33} = j\omega(C_{sp} + C_{gsi} + C_{dsa}), \quad (2.62)$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -j\omega C_{gdt}, \quad (2.63)$$

$$Y_{31} = Y_{13} = -j\omega C_{gsi}, \quad (2.64)$$

$$Y_{32} = Y_{23} = -j\omega C_{dsi}. \quad (2.65)$$

Выражения (2.60–2.65) могут быть записаны в виде уравнений прямой относительно циклической частоты  $\omega$ :

$$\text{Im}(Y_{11} + Y_{31} + Y_{21}) = \omega C_{gp}, \quad (2.66)$$

$$\text{Im}(Y_{22} + Y_{32} + Y_{21}) = \omega C_{dp}, \quad (2.67)$$

$$\text{Im}(Y_{33} + Y_{31} + Y_{32}) = \omega C_{sp}, \quad (2.68)$$

$$-\text{Im}(Y_{21}) = \omega C_{gdt}, \quad (2.69)$$

$$-\text{Im}(Y_{31}) = \omega C_{gsi}, \quad (2.70)$$

$$-\text{Im}(Y_{32}) = \omega C_{dsi}. \quad (2.71)$$

Полученные выражения позволяют рассчитать внешние ёмкости аналитически или методом наименьших квадратов.

Преимуществом представленного подхода является возможность определения распределённых внешних ёмкостей  $C_{gp}$ ,  $C_{gsi}$ ,  $C_{dp}$ ,  $C_{dsi}$  без применения алгоритма сканирования, в котором анализ эквивалентной схемы выполняется многократно, а начальное приближение для значений ёмкостей формулируется из эвристических предположений относительно топологии прибора [20, 25]. Кроме того, с помощью выражения (2.68) может быть рассчитана ёмкость истока  $C_{sp}$ , которой часто пренебрегают при построении моделей транзисторов, включенных по

схеме с ОИ. Однако в схемах, где в цепь истока включают дополнительные элементы, данная ёмкость может оказывать существенное влияние на характеристики разрабатываемого устройства. Элемент  $C_{gdt}$  в данном случае отражает суммарную ёмкость между электродами затвора и стока. Для определения распределённых значений данной ёмкости используется подход, описанный далее.

Согласно [29], суммарная ёмкость между затвором и стоком  $C_{gdt}$  в малосигнальной ЭС транзистора может быть разделена на две составляющие. Первая составляющая  $C_{gdp}$  ассоциируется в основном с ёмкостной связью между фрагментами электродов затвора и стока, к которым непосредственно подключаются подводящие линии. Вторая составляющая  $C_{gdi}$  характеризует ёмкость между металлизацией затвора и расположенными вдоль неё электродами стока.

Для оценки ёмкости  $C_{gdp}$  проводится ЭМ-моделирование структуры, изображённой на рисунке 2.27.

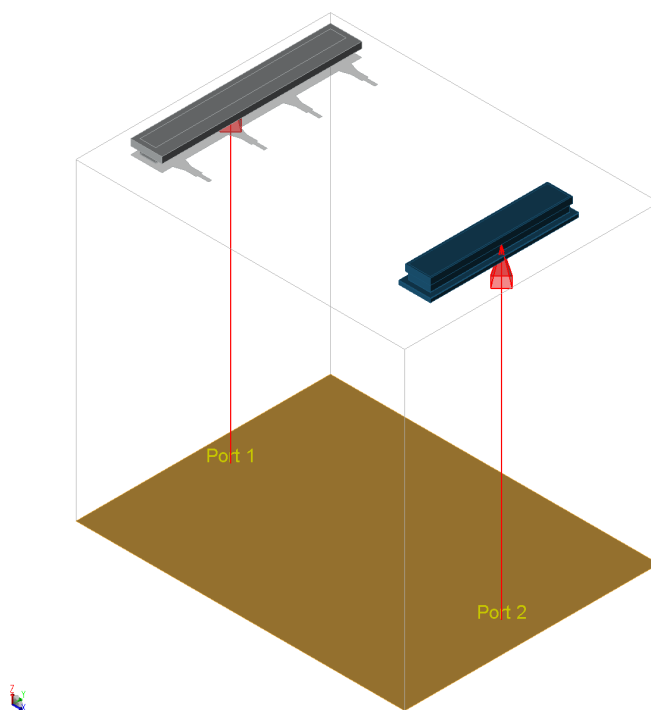


Рисунок 2.27 – Трёхмерная структура для ЭМ-моделирования фрагментов электродов затвора и стока

ЭМ-порты 1 и 2 подключаются к электродам затвора и стока соответственно. В результате ЭМ-моделирования рассчитываются S-параметры четырёхполюсника. На низких частотах данная структура может быть представлена в виде П-образной эквивалентной схемы, как показано на рисунке 2.28.

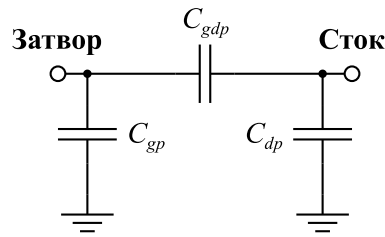


Рисунок 2.28 – Низкочастотная ЭС структуры, содержащей фрагменты электродов затвора и стока

Полученные S-параметры пересчитываются в Y-параметры. Характер частотных зависимостей рассчитанных Y-параметров представлен на рисунке 2.29

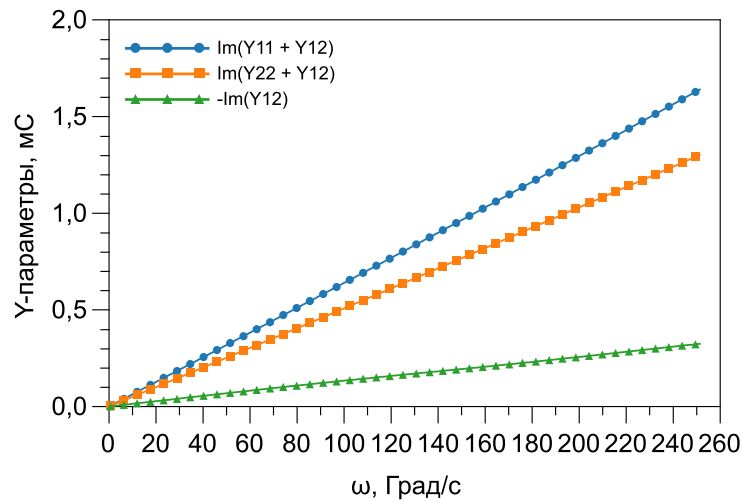


Рисунок 2.29 – Частотные зависимости мнимых частей Y-параметров для ЭМ-структуры, содержащей фрагменты электродов затвора и стока

Представляя рассчитанную структуру в виде эквивалентной схемы, изображённой на рисунке 2.28, значения её элементов могут быть рассчитаны из матрицы Y-параметров как аналитически, так и методом наименьших квадратов с помощью выражений

$$-\text{Im}(Y_{21}) = \omega C_{gdp}, \quad (2.72)$$

$$\text{Im}(Y_{11} + Y_{12}) = \omega C_{gp}, \quad (2.73)$$

$$\text{Im}(Y_{22} + Y_{12}) = \omega C_{dp}. \quad (2.74)$$

Стоит отметить, что в итоговой ЭС транзистора рекомендуется использовать значения ёмкостей  $C_{gp}$  и  $C_{dp}$ , рассчитанные на предыдущем этапе по формулам (2.66–2.67), поскольку выражения (2.73–2.74) позволяют оценить ёмкости на землю лишь для фрагментов электрода затвора и стока, к которым подключаются подводящие линии.

При известных значениях элементов  $C_{gdt}$  и  $C_{gdp}$  ёмкость  $C_{gdi}$  между металлизацией затвора и электродами стока, расположенными под воздушными мостами, может быть определена как

$$C_{gdi} = C_{gdt} - C_{gdp}. \quad (2.75)$$

Структура итоговой малосигнальной ЭС транзистора с учётом распределённого характера всех рассмотренных ёмкостей и наличием ёмкости контактной площадки истока представлена на рисунке 2.30.

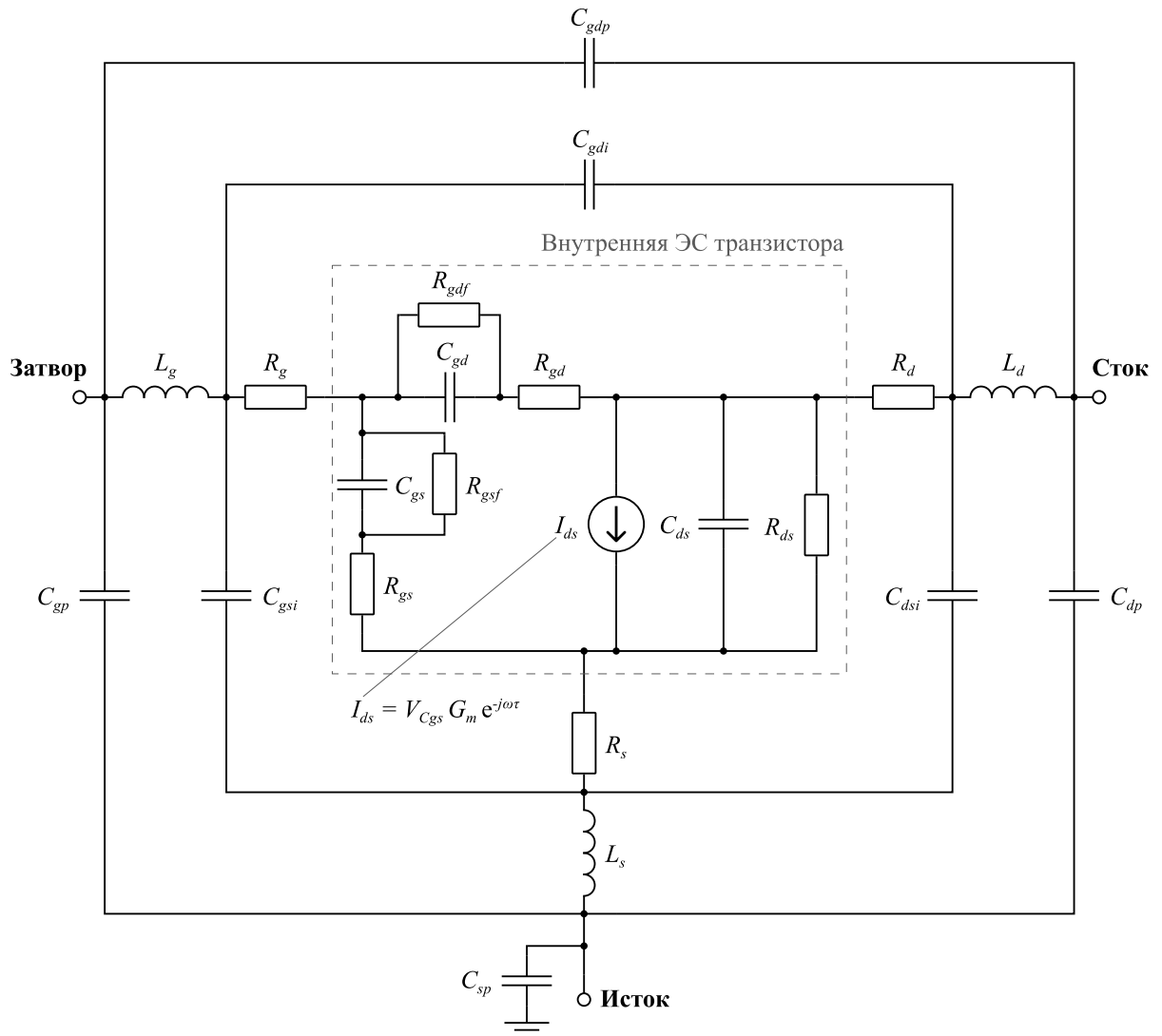


Рисунок 2.30 – Малосигнальная ЭС транзистора, учитывающая распределённый характер внешних элементов и ёмкость истока

В соответствии с конфигурацией малосигнальной ЭС в процессе экстракции последовательных внешних элементов (индуктивностей и сопротивлений) следует поэтапно исключить влияние внешних ёмкостей  $C_{gp}$ ,  $C_{dp}$ ,  $C_{gdp}$  и  $C_{gsi}$ ,  $C_{dsi}$ ,  $C_{gdi}$ . При экстракции параметров внутренней ЭС поэтапно исключаются все внешние элементы в следующем порядке:

1. исключение влияния  $C_{gp}$ ,  $C_{dp}$ ,  $C_{gdp}$  из результатов измерений Y-параметров;
2. пересчёт Y-параметров в Z-параметры;
3. исключение влияния  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$  из Z-параметров;
4. пересчёт Z-параметров в Y-параметры;
5. исключение  $C_{gsi}$ ,  $C_{dsi}$ ,  $C_{gdi}$  из Y-параметров;

6. пересчёт  $Y$ -параметров в  $Z$ -параметры;
7. исключение влияния  $R_g, R_d, R_s$  из  $Z$ -параметров;
8. пересчёт  $Z$ -параметров в  $Y$ -параметры.

Параметры внутренней ЭС рассчитываются из полученных  $Y$ -параметров. Методики экстракции внешних индуктивностей и сопротивлений, а также внутренних параметров были рассмотрены в предыдущих разделах.

Таким образом, рассмотренная методика позволяет рассчитать значения всех внешних ёмкостей СВЧ-транзистора, а также учесть их распределённый характер.

#### 2.4 Выводы по разделу

1. Предложена методика экстракции параметров малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений. Показано, что применение алгоритма сканирования внешних сопротивлений позволяет избежать экстракции отрицательных значений параметров внутренней ЭС, обеспечивая при этом минимальную ошибку моделирования  $S$ -параметров.

2. Предложена комбинированная методика экстракции параметров малосигнальной шумовой модели СВЧ-транзистора, позволяющая построить модель как в плоскостях отсчёта контактных площадок, так и в плоскостях самого транзистора.

3. Предложена методика экстракции всех внешних ёмкостей на основе результатов ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора, позволяющая учесть распределённый характер паразитных элементов ЭС и рассчитать значение ёмкости контактной площадки электрода истока.

### 3 МОДИФИЦИРОВАННАЯ ФИЗИЧЕСКАЯ КОМПАКТНАЯ МОДЕЛЬ ASM-НЕМТ ДЛЯ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ

В данном разделе приводится детальный анализ уравнений стандартизированной физической компактной модели ASM-НЕМТ для GaN НЕМТ-транзисторов, рассматриваются способы модификации данных уравнений для возможности расчёта характеристик СВЧ-транзисторов, изготовленных по арсенид-галлиевой технологии [176]. Также в разделе приводится содержание разработанной методики построения модифицированной компактной модели и рекомендации по её автоматизации в современных средах схемотехнического моделирования.

#### 3.1 Предпосылки к созданию стандартизированной физической компактной модели для НЕМТ-транзисторов

Анализ литературных источников, показывает, что попытки создания физических компактных моделей для НЕМТ-транзисторов предпринимались с начала 1980-х годов, но широкой популярности предложенные подходы не находили вплоть до 2018 года, когда международное сообщество по компактным моделям СМС завершило процедуру стандартизации двух физических компактных моделей для НЕМТ-транзисторов на основе GaN [49, 50].

Для синтеза физической компактной модели НЕМТ-транзистора прежде всего необходимо получить аналитические выражения для зависимости поверхностной концентрации носителей заряда в канале  $n_s$  от потенциала затвора  $V_g$ . Первая аналитическая модель была предложена в работе [177] для НЕМТ-транзистора на основе гетероструктуры AlGaAs/GaAs. Зонная диаграмма данной гетероструктуры представлена на рисунке 3.1.

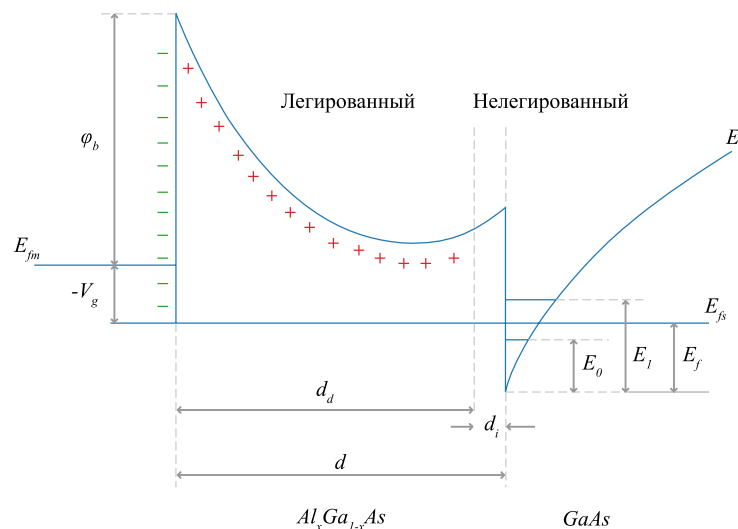


Рисунок 3.1 – Зонная диаграмма гетероструктуры AlGaAs/GaAs, где на затвор подано отрицательное напряжение, достаточное для того, чтобы полностью обеднить слой AlGaAs и частично – слой двумерного электронного газа

Основное ограничение данной модели связано с тем, что в выражении для поверхностного заряда в квантовой яме  $Q_s$  не учитывается изменение положения квазиуровня Ферми  $E_f$ . В результате зависимость  $n_s$  от напряжения на затворе имеет линейный характер, что не согласуется с численным решением  $n_s = f(V_g)$  и экспериментальными данными. В работе [178] изменение квазиуровня Ферми учитывается в виде линейной зависимости от  $n_s$ , в результате чего модель достаточно точно аппроксимирует численное решение для значений  $n_s$  равных  $5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$  и  $1,5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ . Однако в подпороговой области и области насыщения данная аппроксимация не применима, поскольку приводит к большой погрешности расчёта  $n_s$ . Более точные результаты были получены в работе [179], где зависимость  $n_s = f(E_f)$  представлена в виде квадратичного полинома. Однако процедура расчёта коэффициентов полинома достаточно сложна и предполагает использование метода наименьших квадратов, а также метода сингулярного разложения матрицы. При этом в подпороговой области результат аппроксимации также значительно отличается от численного решения. Кроме того, в работе не представлено явное выражение для зависимости  $n_s$  или  $E_f$  от потенциала затвора  $V_g$ , в результате чего при получении уравнений модели для токов и зарядов могут потребоваться дополнительные аппроксимирующие выражения. В [179] авторы предложили явное выражение  $n_s = f(V_g)$ , используя при этом полиномиальную аппроксимацию зависимости  $n_s$  от  $E_f$ . В данной работе для расчёта коэффициентов полинома решается система из трёх уравнений для трёх значений  $n_s$ , соответствующих основным режимам работы транзистора: в подпороговой, активной области и области насыщения. Результаты данной работы были использованы при получении уравнений вольтамперной характеристики псевдоморфного НЕМТ-транзистора (от англ. Pseudomorphic NEMT – pNEMT) на основе гетероструктуры AlGaAs/InGaAs/GaAs [180].

Основной недостаток использования полиномиальной зависимости  $n_s = f(E_f)$  или  $E_f = f(n_s)$  состоит в эмпирической природе получаемых коэффициентов полинома. В итоговой модели теряется связь между её параметрами и параметрами технологического процесса. Данный недостаток может быть устранён только в случае расчёта полиномиальных коэффициентов на основе численной зависимости непосредственно при моделировании, но при этом значительно снижается вычислительная эффективность модели, что делает её непригодной для практических применений в программах схемотехнического моделирования. Альтернативный подход, который впоследствии был использован в стандартизованной модели GaN НЕМТ-транзистора ASM-NEMT [48], основан на «сшивании» кусочных аппроксимаций численной зависимости  $n_s = f(V_g)$  с помощью сглаживающих функций [180]. Первоначально в предложенной модели учитывался только первый энергетический уровень в квантовой яме  $E_0$ , поскольку согласно численным расчётам зависимости  $n_s = f(V_g)$  для гетероструктуры на основе AlGaN/GaN



квазиуровень Ферми в широком диапазоне напряжений на затворе находится значительно ниже второго энергетического уровня  $E_1$ . Впоследствии данный подход был распространён на приборы на основе гетероструктуры AlGaAs/GaAs, где вклад в  $n_s$  второго энергетического уровня  $E_1$  становится существенным [181].

При исследовании данного подхода были обнаружены неточности, приводящие к существенной погрешности аппроксимации численного решения  $E_f = f(V_g)$ . Далее будет приведён детальный анализ данных аппроксимирующих выражений с целью их уточнения и последующего использования в физической компактной модели НЕМТ-транзистора на основе GaAs. Содержание и результаты данного анализа опубликованы в работе [176].

### 3.2 Анализ и модификация уравнений аналитической модели ASM-НЕМТ

#### 3.2.1 Численная зависимость положения квазиуровня Ферми от напряжения на затворе

В работе [177] показано, что зависимость поверхностной концентрации носителей в квантовой яме от положения квазиуровня Ферми может быть выражена как

$$n_s = DV_{th} \left[ \ln \left( \exp \left( \frac{E_f - E_0}{V_{th}} \right) + 1 \right) + \ln \left( \exp \left( \frac{E_f - E_1}{V_{th}} \right) + 1 \right) \right], \quad (3.1)$$

где  $D$  – эффективная плотность состояний в приближении треугольной квантовой ямы;

$V_{th} = \frac{kT}{q}$  – тепловой потенциал ( $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – температура,  $q$  – заряд электрона);

$E_0$  и  $E_1$  – первый и второй энергетический уровень в квантовой яме соответственно;

$E_f$  – положение квазиуровня Ферми в квантовой яме относительно дна зоны проводимости.

В свою очередь положение энергетических уровней в квантовой яме зависит от плотности носителей заряда  $n_s$  [177]:

$$E_0 \approx \gamma_0 (n_s)^{2/3}, \quad (3.2)$$

$$E_1 \approx \gamma_1 (n_s)^{2/3}, \quad (3.3)$$

где  $\gamma_0$  и  $\gamma_1$  – параметры материала, определяемые экспериментально.

При условии, что примесь в барьерном слое гетероструктуры полностью ионизована, поверхностная концентрация носителей может быть выражена как [181]

$$n_s = \frac{\varepsilon}{qd} (V_g - V_{off} - E_f) = \frac{\varepsilon}{qd} (V_{go} - E_f), \quad (3.4)$$

где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость барьерного слоя гетероструктуры;

$d$  – суммарная толщина барьерного слоя ( $d = d_d + d_i$ );

$V_g$  – потенциал на затворе;

$V_{off}$  – пороговое напряжение.

Стоит отметить, что пороговое напряжение  $V_{off}$  в (3.4) включает в себя высоту барьера Шоттки, разрыв зоны проводимости и потенциал отсечки [177, 179]. В случае гетероструктуры на основе AlGaIn/GaN  $V_{off}$  также включает потенциал, обусловленный возникновением пьезоэффекта на границе гетероперехода [182, 183].

Подставив выражения (3.2–3.3) в (3.1) и заменив  $n_s$  на (3.4), получим трансцендентное уравнение, которое связывает положение квазиуровня Ферми с потенциалом на затворе:

$$\begin{aligned} & \frac{\varepsilon}{qd} (V_{go} - E_f) = \\ & = DV_{th} \left[ \ln \left( \exp \left( \frac{E_f - \gamma_0 \left[ \frac{\varepsilon}{qd} (V_{go} - E_f) \right]^{2/3}}{V_{th}} \right) + 1 \right) + \right. \\ & \quad \left. + \ln \left( \exp \left( \frac{E_f - \gamma_1 \left[ \frac{\varepsilon}{qd} (V_{go} - E_f) \right]^{2/3}}{V_{th}} \right) + 1 \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Уравнение (3.5) было решено численным методом относительно  $E_f$  для нескольких значений потенциала на затворе в диапазоне от  $-1,3$  до  $6$  В. Нижняя граница диапазона была выбрана таким образом, чтобы учесть режим работы нормально открытого транзистора в подпороговой области и в то же время обеспечить сходимость численного расчёта. Верхняя граница напряжения на затворе в реальных приборах ограничивается высотой барьера Шоттки (в области  $0,8$  В), но для обеспечения устойчивости расчёта итоговой компактной модели в процессе схемотехнического моделирования данная граница была установлена значительно выше порогового напряжения диода затвора. При решении уравнения использовались параметры для гетероструктуры на основе AlGaAs/GaAs, представленные в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры модели для гетероструктуры на основе AlGaAs/GaAs

Параметр	Описание	Значение
$\varepsilon, \text{Ф/м}$	Диэлектрическая проницаемость барьерного слоя	$10,16 \cdot 10^{-11}$
$d, \text{м}$	Толщина барьерного слоя	$4 \cdot 10^{-8}$
$\gamma_0, \text{В} \cdot \text{м}^{4/3}$ [177]	Параметр материала, определяемый экспериментально	$2,5 \cdot 10^{-12}$
$\gamma_1, \text{В} \cdot \text{м}^{4/3}$ [177]	Параметр материала, определяемый экспериментально	$3,2 \cdot 10^{-12}$
$D, \text{м}^{-2} \text{В}^{-1}$ [177]	Эффективная плотность состояний	$3,24 \cdot 10^{17}$
$V_{off}, \text{В}$	Пороговое напряжение	$-0,8$

Полученные значения  $E_f$  использовались для расчёта поверхностной концентрации носителей, а также первого и второго энергетических уровней с помощью выражений (3.4) и (3.2–3.3). Графики полученных зависимостей  $E_f$ ,  $n_s$ ,  $E_0$  и  $E_1$  от потенциала затвора представлены на рисунке 3.2.

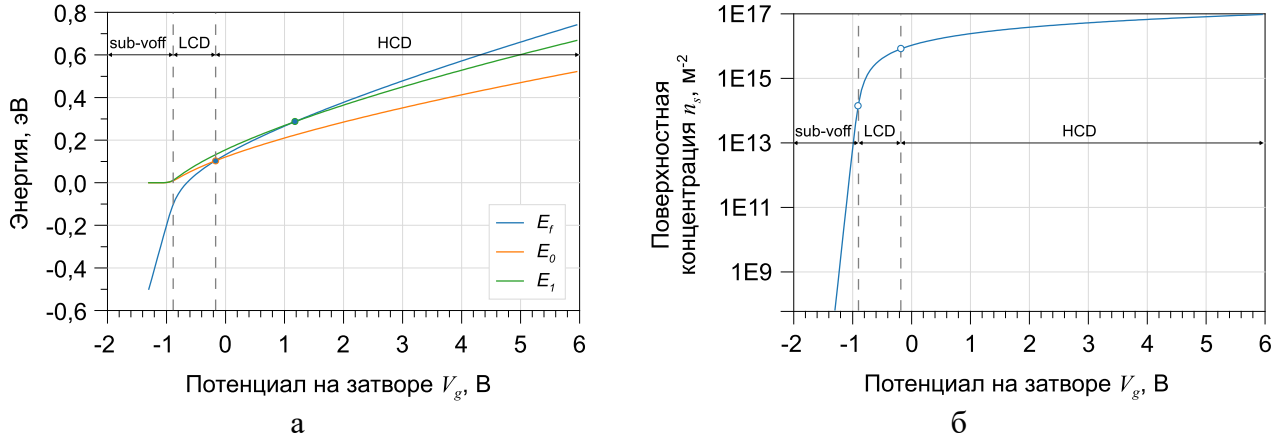


Рисунок 3.2 – Результаты численного решения зависимостей  $E_f$ ,  $E_0$  и  $E_1$  (а) и  $n_s$  (б) от потенциала затвора  $V_g$  для гетероструктуры на основе AlGaAs/GaAs при  $T = 300$  К

Из рисунка 3.2а видно, что относительно энергетических уровней  $E_0$  и  $E_1$  зависимость  $E_f$  от  $V_g$  имеет несколько характерных участков:

1. При напряжении  $V_g < V_{off}$  (участок обозначен как «sub-voff») уровень  $E_f$  находится ниже уровней  $E_0$  и  $E_1$ , что свидетельствует о крайне низкой поверхностной концентрации носителей в слое двумерного электронного газа. Также стоит отметить, что на данном участке  $|E_f| \gg E_0$ ,  $|E_f| \gg E_1$  и  $|E_f| \cong |V_{g0}|$ .

2. При  $V_g > V_{off}$  и  $E_f < E_0$  (участок обозначен как «LCD») уровень  $E_f$  расположен вблизи  $E_0$ . Следовательно, в данном диапазоне напряжений  $V_g$  поверхностная концентрация носителей заряда выше, чем при  $V_g < V_{off}$ .

3. При  $V_{off} > V_g > 1,25$  В (входит в участок, обозначенный как «HCD») уровень  $E_f > E_0$ . Следовательно, электроны в квантовой яме занимают весь энергетический уровень  $E_0$ .

4. При  $V_g \geq 1,25$  В (входит в участок, обозначенный как «HCD») уровень  $E_f$  перекрывает второй энергетический уровень  $E_1$ . Следовательно, в данном диапазоне напряжений наблюдается наибольшая поверхностная концентрация носителей, формирующих двумерный электронный газ в квантовой яме.

Согласно работе [181], для получения аналитического уравнения, аппроксимирующего рассчитанную численно зависимость  $E_f = f(V_g)$ , сперва требуется вывести выражения для выявленных характерных участков с учётом некоторых допущений.

### 3.2.2 Выражение для квазиуровня Ферми в подпороговой области

Рассмотрим участок напряжений на затворе, соответствующий  $V_g < V_{off}$ . Из численной зависимости видно, что в данном диапазоне напряжений  $|E_f| \gg E_0$  и  $|E_f| \gg E_1$ . Следовательно,  $E_f - E_0 \approx E_f$  и  $E_f - E_1 \approx E_f$ . Также отметим, что при  $V_g < V_{off}$  квазиуровень Ферми лежит в отрицательной области значений (ниже зоны проводимости). Следовательно, выражение  $\exp\left(\frac{E_f}{V_{th}}\right)$  будет принимать положительное значение, не превосходящее единицу. Обозначим квазиуровень Ферми в данной области напряжений как  $E_f^{sub-voff}$ , а поверхностную концентрацию как  $n_s^{sub-voff}$ . Тогда, используя в уравнении (3.1) приведённые допущения и приближение  $\ln(x + 1) \approx x$  при  $x \in (-1; 1)$ , выражение для  $n_s^{sub-voff}$  может быть записано в виде

$$\begin{aligned} n_s^{sub-voff} &= DV_{th} \left[ \exp\left(\frac{E_f^{sub-voff}}{V_{th}}\right) + \exp\left(\frac{E_f^{sub-voff}}{V_{th}}\right) \right] = \\ &= 2DV_{th} \exp\left(\frac{E_f^{sub-voff}}{V_{th}}\right). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Выразим из (3.4) квазиуровень Ферми, обозначив удельную ёмкость заряда под затвором как  $C_g = \frac{\varepsilon}{d}$ :

$$E_f = V_{go} - \frac{qn_s}{C_g}. \quad (3.7)$$

Подставив (3.5) в (3.4), перенесём отрицательный экспоненциальный множитель в левую часть уравнения и домножим обе части на  $\frac{q}{C_g V_{th}}$ :

$$\frac{q}{C_g V_{th}} n_s^{sub-voff} \exp\left(\frac{q}{C_g V_{th}} n_s^{sub-voff}\right) = \frac{q}{C_g V_{th}} 2DV_{th} \exp\left(\frac{V_{go}}{V_{th}}\right). \quad (3.8)$$

Левая часть уравнения (3.8) представляет собой функцию Ламберта. Разложив левую часть уравнения в ряд и ограничившись первым членом ряда, получим выражение для зависимости  $n_s^{sub-voff}$  от напряжения на затворе в области  $V_g < V_{off}$ :

$$n_s^{sub-voff} = 2DV_{th} \exp\left(\frac{V_{go}}{V_{th}}\right). \quad (3.9)$$

Подставляя (3.9) в (3.7), получим аналогичную зависимость для квазиуровня Ферми:

$$E_f^{sub-voff} = V_{go} - \frac{2qDV_{th}}{C_g} \exp\left(\frac{V_{go}}{V_{th}}\right). \quad (3.10)$$

Сравним полученные выражения для  $E_f^{sub-voff}$  и  $n_s^{sub-voff}$  с результатами численного решения (рисунок 3.3).

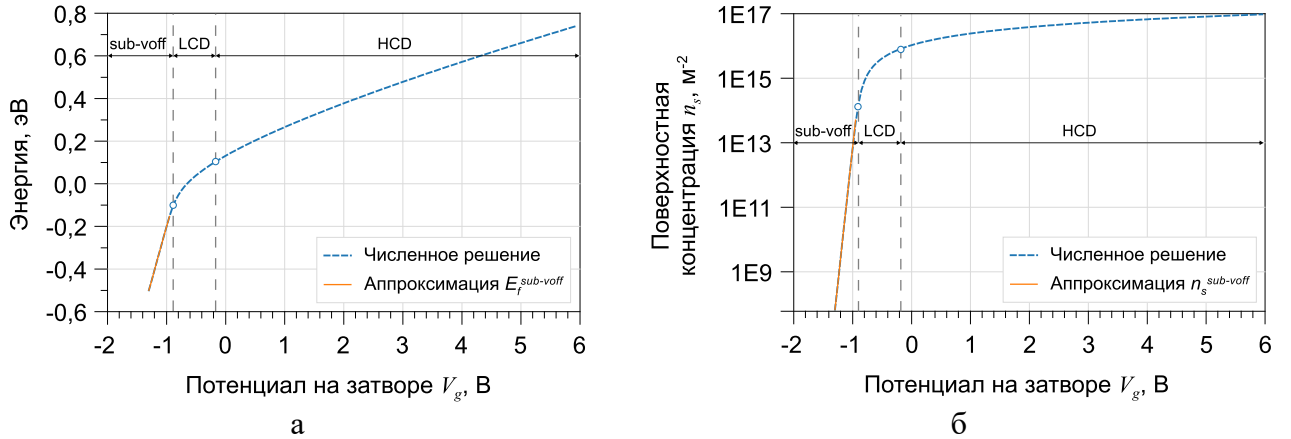


Рисунок 3.3 – Аналитическая аппроксимация численного решения зависимости  $E_f = f(V_g)$  (а) и  $n_s = f(V_g)$  (б) при  $V_g < V_{off}$

Из рисунка 3.3 видно, что полученные аналитические выражения (3.9) и (3.10) с достаточной точностью аппроксимируют численное решение в области напряжений на затворе  $V_g < V_{off}$ .

### 3.2.3 Выражение для квазиуровня Ферми в области $V_g > V_{off}$ и $E_f < E_0$

Рассмотрим поведение численной зависимости (рисунок 3.2а) на участке напряжений  $V_g > V_{off}$ , когда  $E_f < E_0$ . Данную область будем называть областью с низкой поверхностной концентрацией носителей заряда (и обозначим её как  $n_s^{LCD}$ ), поскольку квазиуровень Ферми  $E_f^{LCD}$  в данном случае лежит ниже энергетических уровней  $E_0$  и  $E_1$ , но вблизи уровня  $E_0$ . Так как в рассматриваемой области  $E_f < E_1$ , то в выражении (3.1) вкладом экспоненциального множителя, где фигурирует  $E_1$ , можно пренебречь. Тогда, учитывая, что  $E_f < E_0$ , при выведении выражения для  $n_s^{LCD}$  также можно использовать приближение  $\ln(x + 1) \approx x$ :

$$n_s^{LCD} = DV_{th} \left[ \ln \left( \exp \left( \frac{E_f^{LCD} - E_0}{V_{th}} \right) + 1 \right) \right] = DV_{th} \exp \left( \frac{E_f^{LCD} - E_0}{V_{th}} \right). \quad (3.11)$$

Выразим из (3.11) квазиуровень Ферми и подставим вместо  $E_0$  выражение (3.2):

$$E_f^{LCD} = \gamma_0 (n_s^{LCD})^{2/3} + V_{th} \ln \left( \frac{n_s^{LCD}}{DV_{th}} \right). \quad (3.12)$$

Подставив в (3.12) выражение (3.4) и введя новую переменную  $\beta = \frac{\epsilon}{qdDV_{th}} = \frac{C_g}{qDV_{th}}$ , получим

$$E_f^{LCD} = \gamma_0 \left[ \frac{C_g}{q} (V_{go} - E_f^{LCD}) \right]^{2/3} + V_{th} \ln [\beta (V_{go} - E_f^{LCD})]. \quad (3.13)$$

Далее разложим в ряд в окрестности нуля слагаемые правой части уравнения (3.13), ограничившись только первыми членами ряда:

$$\begin{aligned} E_f^{LCD} &= \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} - \frac{2}{3} \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} \cdot \frac{E_f^{LCD}}{V_{go}} + V_{th} \ln(\beta V_{go}) - \frac{V_{th} E_f^{LCD}}{V_{go}} = \\ &= \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} + V_{th} \ln(\beta V_{go}) - \frac{E_f^{LCD}}{V_{go}} \left( \frac{2}{3} \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} + V_{th} \right). \end{aligned} \quad (3.14)$$

Выражая из (3.14) квазиуровень Ферми, получим

$$E_f^{LCD} = V_{go} \frac{V_{th} \ln(\beta V_{go}) + \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}{V_{go} + V_{th} + \frac{2}{3} \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}. \quad (3.15)$$

Для того, чтобы вывести зависимость поверхностной концентрации от напряжения на затворе, необходимо подставить (3.15) в (3.4):

$$\begin{aligned} n_s^{LCD} &= \frac{C_g}{q} (V_{go} - E_f^{LCD}) = \\ &= \frac{C_g V_{go}}{q} \left( \frac{V_{go} + V_{th} [1 - \ln(\beta V_{go})] - \frac{\gamma_0}{3} \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}{V_{go} + V_{th} + \frac{2}{3} \gamma_0 \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}} \right). \end{aligned} \quad (3.16)$$

Сравнение полученных выражений для квазиуровня Ферми  $E_f^{LCD}$  и поверхностной концентрации  $n_s^{LCD}$  с результатами численного решения в области  $V_g > V_{off}$  при  $E_f < E_0$  представлено на рисунке 3.4.

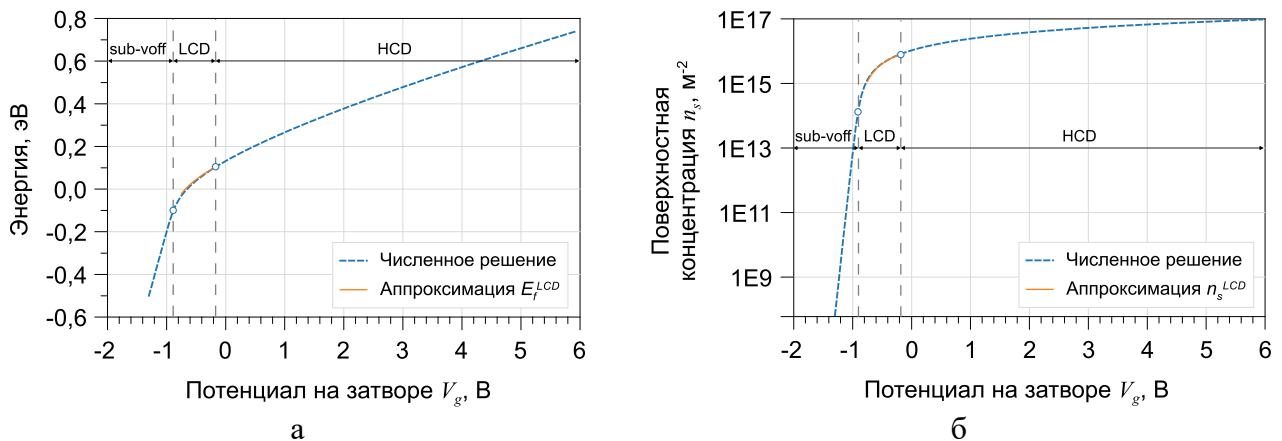


Рисунок 3.4 – Аналитическая аппроксимация численного решения зависимости  $E_f = f(V_g)$  (а) и  $n_s = f(V_g)$  (б) при  $V_g > V_{off}$  и  $E_f < E_0$

Из рисунка 3.4 видно, что полученные аналитические выражения (3.15) и (3.16) также достаточно точно аппроксимируют результаты численного решения в области напряжений

$V_g > V_{off}$  при  $E_f < E_0$ . Стоит отметить, что полученные выражения (3.9–3.10) и (3.15–3.16) в точности соответствуют выражениям, предложенным в работе [181]. Однако, как будет показано далее, выражения для области напряжений  $V_g > V_{off}$  при  $E_f > E_0$  и  $E_f > E_1$  из данной работы требуют уточнений.

### 3.2.4 Выражение для квазиуровня Ферми в области напряжений на затворе $V_g > V_{off}$ при $E_f > E_0$ и $E_f > E_1$

Рассмотрим поведение численной зависимости (рисунок 3.2) на участке напряжений  $V_g > V_{off}$ , когда  $E_f > E_0$  и  $E_f > E_1$ . Строго говоря, в данной области напряжений имеется два характерных участка, где необходимо учитывать как первый, так и второй энергетический уровень в квантовой яме. В оригинальной работе [181] указывается, что аппроксимирующее выражение, полученное для второго участка (где  $E_f > E_1$ ), также может использоваться без потери точности и для участка, где  $E_0 < E_f < E_1$ . В связи с этим для рассматриваемой области напряжений будем считать, что  $E_f > E_1$ . Данную область будем называть областью с высокой поверхностной концентрацией носителей заряда  $n_s^{HCD}$ , в которой квазиуровень Ферми обозначим как  $E_f^{HCD}$ . Учитывая, что  $E_f > E_0$  и  $E_f > E_1$ , подэкспоненциальные выражения в (3.1) имеют значения больше единицы, поэтому единицей под логарифмом можно пренебречь:

$$\begin{aligned} n_s^{HCD} &= DV_{th} \left\{ \ln \left[ \exp \left( \frac{E_f^{HCD} - E_0}{V_{th}} \right) \right] + \ln \left[ \exp \left( \frac{E_f^{HCD} - E_1}{V_{th}} \right) \right] \right\} = \\ &= D[2E_f^{HCD} - (E_0 + E_1)]. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Выразим из (3.17) квазиуровень Ферми, используя выражения (3.2–3.3), связывающие положение энергетических уровней с поверхностной концентрацией носителей:

$$\begin{aligned} E_f^{HCD} &= \frac{n_s^{HCD}}{2D} + \frac{(\gamma_0(n_s^{HCD})^{2/3} + \gamma_1(n_s^{HCD})^{2/3})}{2} = \\ &= \frac{n_s^{HCD}}{2D} + (n_s^{HCD})^{2/3} \cdot \frac{\gamma_0 + \gamma_1}{2}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Введём переменную  $\eta = \frac{\gamma_0 + \gamma_1}{2}$  и подставим в (3.18) выражение для поверхностной концентрации носителей (3.4), учитывая, что  $C_g = \frac{\varepsilon}{d}$ :

$$E_f^{HCD} = \frac{C_g}{2Dq} (V_{go} - E_f^{HCD}) + \eta \left[ \frac{C_g}{q} (V_{go} - E_f^{HCD}) \right]^{2/3}. \quad (3.19)$$

По аналогии с выводом выражения (3.14) разложим каждое из слагаемых правой части уравнения в ряд в окрестности нуля, ограничившись только первыми членами ряда и учитывая, что  $\beta = \frac{C_g}{qDV_{th}}$ :

$$E_f^{HCD} = \frac{\beta V_{th}}{2} (V_{go} - E_f^{HCD}) + \eta \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} - \frac{2}{3} \eta \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3} \cdot \frac{E_f^{HCD}}{V_{go}}. \quad (3.20)$$

Выражая из (20) квазиуровень Ферми, получим

$$E_f^{HCD} = V_{go} \frac{\frac{\beta V_{go} V_{th}}{2} + \eta \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}{V_{go} \left( 1 + \frac{\beta V_{th}}{2} \right) + \frac{2}{3} \eta \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}. \quad (3.21)$$

Отметим, что полученное выражение отличается от предложенного в работе [181]: в числителе и знаменателе у слагаемых, в которых присутствует переменная  $\beta$ , присутствует множитель  $\frac{1}{2}$ . На рисунке 3.5 представлено сравнение результатов аппроксимации численной зависимости с помощью выражения (3.21) и выражения, предложенного в [181].

По аналогии с (3.16) получим выражение для поверхностной концентрации  $n_s^{HCD}$ , подставив (3.21) в (3.4)

$$n_s^{HCD} = \frac{C_g}{q} (V_{go} - E_f^{HCD}) = \frac{C_g V_{go}}{q} \left( \frac{V_{go} - \frac{\eta}{3} \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}{V_{go} \left( 1 + \frac{\beta V_{th}}{2} \right) + \frac{2}{3} \eta \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}} \right). \quad (3.22)$$

Очевидно, что по сравнению с выражением для  $n_s^{HCD}$  из работы [181], в (3.22) в знаменателе вместо множителя  $\beta$  используется  $\frac{\beta}{2}$ .

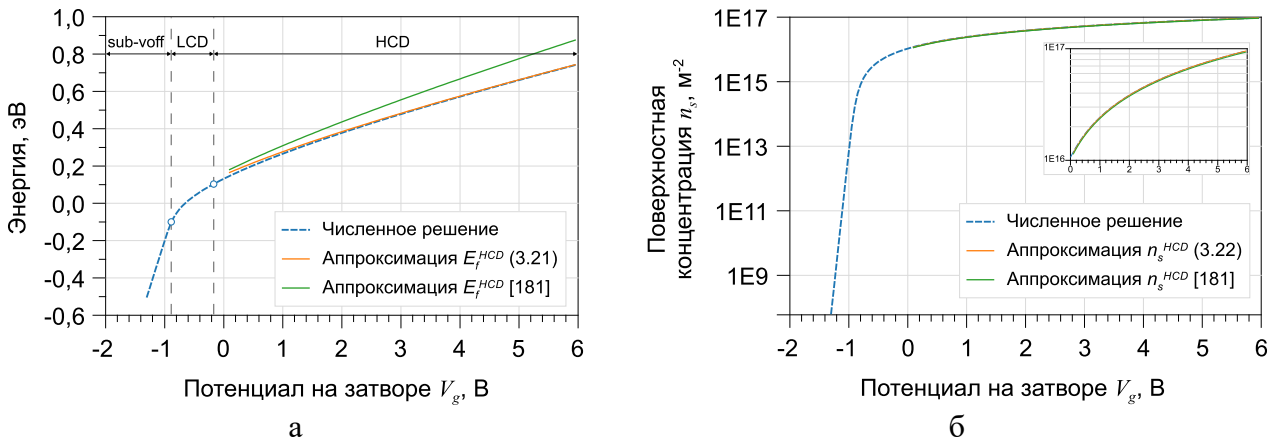


Рисунок 3.5 – Сравнение аналитических аппроксимаций численного решения  $E_f = f(V_g)$  (а) и  $n_s = f(V_g)$  (б) при  $V_g > V_{off}$ ,  $E_f > E_0$  и  $E_f > E_1$  с помощью выражений (3.21–3.22) и выражений, предложенных в [181]



Из рисунка 3.5 видно, что выражения (3.21–3.22) достаточно точно аппроксимируют численные зависимости в заданном диапазоне напряжений на затворе, в то время как различие между численным решением  $E_f = f(V_g)$  и выражением для  $E_f^{HCD}$ , предложенным в [181], увеличивается с ростом напряжения  $V_g$ .

### 3.2.5 Общее выражение для областей с низкой и высокой поверхностной концентрацией носителей заряда

С точки зрения создания компактной модели более предпочтительно использовать одно аналитическое выражение, способное аппроксимировать численную зависимость  $E_f = f(V_g)$  во всём диапазоне напряжений на затворе. Следовательно, для полученных ранее аппроксимирующих выражений (3.10), (3.15) и (3.21), а также для (3.9), (3.16) и (3.22) необходимо определить некоторые сглаживающие функции. Рассмотрим подход к определению таких функций, предложенный в работе [181]. Ввиду того, что выражения (3.16) и (3.22) достаточно похожи, авторы предлагают объединить их с помощью сглаживающих функции вида

$$V_{gox}(V_{go}) = \frac{V_{go} \cdot \alpha}{\sqrt{V_{go}^2 + \alpha^2}}, \quad (3.23)$$

где  $\alpha$  – некоторый параметр функции.

Поведение функции (3.23) можно проанализировать, рассмотрев предельные случаи. При малых значениях  $V_{go}$  (когда  $V_{go}^2 \ll \alpha^2$ ), знаменатель функции стремится к  $\alpha$ . Поскольку в числителе также присутствует  $\alpha$ , то в результате функция стремится к значению, равному  $V_{go}$ . В случае, когда  $V_{go}^2 \gg \alpha^2$ , то есть при больших значениях  $V_{go}$ , знаменатель функции стремится к  $V_{go}$  и значение функции стремится к  $\alpha$ . Таким образом, данная функция осуществляет плавный переход от  $V_{go}$  к  $\alpha$  с ростом  $V_{go}$ .

Сравнивая числители второго множителя в выражениях (3.16) и (3.22), нетрудно заметить, что при переходе от  $n_s^{LCD}$  к  $n_s^{HCD}$  слагаемое  $V_{th}[1 - \ln(\beta V_{go})]$  должно обращаться в нуль. Следовательно, заменив в этом слагаемом переменную  $V_{go}$  на функцию (3.23) с параметром  $\alpha = \frac{e}{\beta}$ , с ростом  $V_{go}$  выражение под логарифмом будет стремиться к единице и всё слагаемое будет стремиться к нулю. Для упрощения записи итоговых выражений в работе [181] функция (3.23) с параметром  $\alpha = \frac{e}{\beta}$  обозначена как  $V_{gon}$ .

При сравнении знаменателей в выражениях (3.16) и (3.22) становится очевидно, что при переходе от  $n_s^{LCD}$  к  $n_s^{HCD}$  сумма  $V_{go} + V_{th}$  должна обращаться в  $V_{go} \left(1 + \frac{\beta V_{th}}{2}\right)$ . Для этого, по аналогии с [181], вместо суммы  $V_{go} + V_{th}$  в (3.16) будем использовать выражение  $V_{go} \left(1 + \frac{V_{th}}{V_{god}}\right)$ ,

в котором  $V_{god}$  – это функция (3.23) с параметром  $\alpha = \frac{2}{\beta}$ . Тогда при малых значениях  $V_{go}$  переменная  $V_{god}$  будет стремиться к  $V_{go}$  и выражение будет стремиться к  $V_{go} + V_{th}$ . С ростом  $V_{go}$  переменная  $V_{god}$  будет стремиться к  $\frac{2}{\beta}$ , в результате чего выражение будет стремиться к  $V_{go} \left(1 + \frac{\beta V_{th}}{2}\right)$ . Стоит отметить, что в работе [181] в функции  $V_{god}$  параметр  $\alpha = \frac{1}{\beta}$ , поскольку в исходных выражениях для  $n_s^{LCD}$  и  $n_s^{HCD}$ , как уже было показано ранее, отсутствует дополнительный множитель в слагаемых, где фигурирует переменная  $\beta$ .

Также при переходе от  $n_s^{LCD}$  к  $n_s^{HCD}$  коэффициент  $\gamma_0$  должен переходить в  $\eta$ . Для этого в работе [181] предлагается использовать сглаживающую функцию на основе гиперболического тангенса

$$\gamma_{eff} = \gamma_0 + (\eta - \gamma_0) \tanh\left(\frac{V_{go}}{V_0}\right), \quad (3.24)$$

где  $V_0$  – значение напряжения  $V_{go}$ , при котором  $\gamma_0$  переходит в  $\eta$ .

В предельном случае, при  $V_{go} = 0$  В, гиперболический тангенс в функции (3.24), обращается в нуль и  $\gamma_{eff} = \gamma_0 + (\eta - \gamma_0) \cdot 0 = \gamma_0$ . При значениях  $V_{go} \gg V_0$  множитель  $\tanh\left(\frac{V_{go}}{V_0}\right)$  стремится к единице и функция (3.24) сводится к  $\gamma_{eff} = \gamma_0 + (\eta - \gamma_0) \cdot 1 = \eta$ . Для обеспечения плавного перехода от  $\gamma_0$  к  $\eta$  авторы рекомендуют использовать значение параметра  $V_0 = 1$  В.

В действительности значение  $V_0$  зависит от входных параметров, при которых было получено численное решение уравнения (3.5). Так, в работе [180] приведены данные для параметров  $D$  и коэффициентов  $\gamma_0, \gamma_1$ , характерных для гетероструктуры на основе AlGaAs/InGaAs/GaAs. Значения этих параметров изменяются при варьировании процентного содержания индия в материале InGaAs. Следовательно, при определении корректного значения параметра  $V_0$  необходимо руководствоваться условием минимального отклонения аппроксимации от численного решения.

Используя определённые ранее функции  $V_{gon}, V_{god}$  и  $\gamma_{eff}$ , запишем общее выражение для областей с низкой и высокой поверхностной концентрацией носителей заряда  $n_s^{LCD-HCD}$ :

$$n_s^{LCD-HCD} = \frac{C_g V_{go}}{q} \left( \frac{V_{go} + V_{th} [1 - \ln(\beta V_{gon})] - \frac{\gamma_{eff}}{3} \left(\frac{C_g V_{go}}{q}\right)^{2/3}}{V_{go} \left(1 + \frac{V_{th}}{V_{god}}\right) + \frac{2}{3} \gamma_{eff} \left(\frac{C_g V_{go}}{q}\right)^{2/3}} \right). \quad (3.25)$$

Для упрощения дальнейших выкладок обозначим второй множитель в выражении (3.25) как

$$H(V_{go}) = \frac{V_{go} + V_{th}[1 - \ln(\beta V_{gon})] - \frac{\gamma_{eff}}{3} \left(\frac{C_g V_{go}}{q}\right)^{2/3}}{V_{go} \left(1 + \frac{V_{th}}{V_{god}}\right) + \frac{2}{3} \gamma_{eff} \left(\frac{C_g V_{go}}{q}\right)^{2/3}}. \quad (3.26)$$

Подставив (3.25) в (3.4), выразим квазиуровень Ферми  $E_f^{LCD-HCD}$ , соответствующий областям с низкой и высокой поверхностной концентрацией носителей заряда:

$$E_f^{LCD-HCD} = V_{go} - \frac{qn_s^{LCD-HCD}}{C_g} = V_{go} - V_{go}H(V_{go}) = V_{go}[1 - H(V_{go})]. \quad (3.27)$$

Сравнение результатов аппроксимации численных зависимостей  $n_s = f(V_g)$  и  $E_f = f(V_g)$  с помощью выражений (3.25) и (3.27) и выражений, полученных в работе [181], представлено на рисунке 3.6. Стоит отметить, что в явном виде в [181] представлено выражение только для  $n_s^{LCD-HCD}$ , и его отличие от (3.25) заключается в значении параметра  $\alpha$  в функции  $V_{god}$ . Таким образом, выражение для  $E_f^{LCD-HCD}$ , соответствующее результатам работы [181], было получено по аналогии с (3.27), используя в функции  $V_{god}$  значение параметра  $\alpha = \frac{1}{\beta}$ .

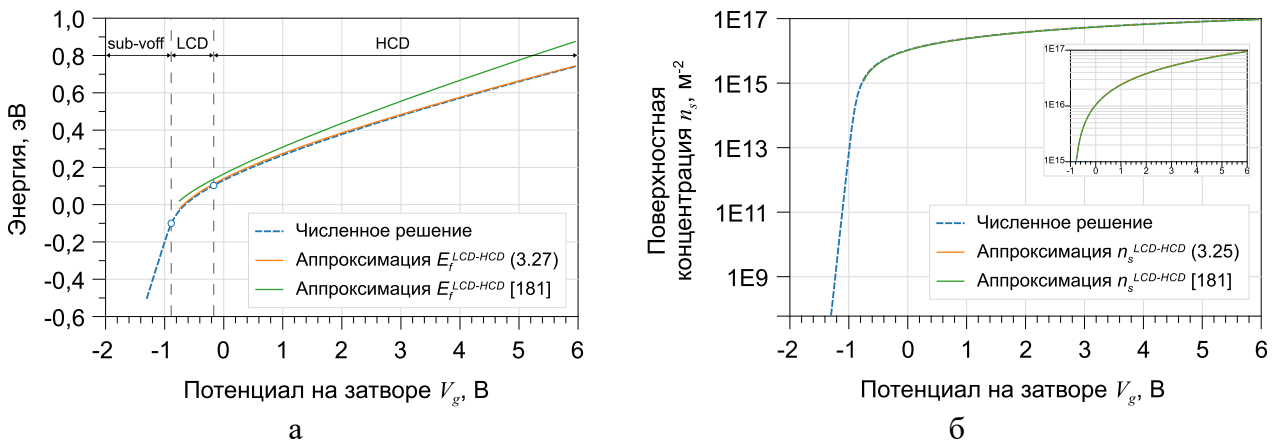


Рисунок 3.6 – Сравнение аналитических аппроксимаций численного решения  $E_f = f(V_g)$  (а) и  $n_s = f(V_g)$  (б) с помощью выражений (3.25), (3.27) и выражений, предложенных в [181]

Из рисунка 3.6 видно, что выражения (3.25) и (3.27) достаточно точно аппроксимируют зависимости  $E_f = f(V_g)$  и  $n_s = f(V_g)$  соответственно. В случае использования выражений из [181] различие между численным решением и аппроксимацией увеличивается с ростом напряжения на затворе. Очевидно, что это различие связано с использованием некорректного значения для параметра  $\alpha$  в функции  $V_{god}$ , поэтому далее сравнение результатов аппроксимации с численным решением будем представлять только для скорректированных выражений.

### 3.2.6 Общее выражение для всего диапазона напряжений на затворе

Для того, чтобы получить общие выражения для положения квазиуровня Ферми  $E_f^{unified}$  и поверхностной концентрации носителей заряда  $n_s^{unified}$ , аппроксимирующие численные решения в широком диапазоне напряжений на затворе, необходимо объединить изначально полученное выражение (3.9) для подпороговой области с выражением (3.25). В работе [181] авторы предлагают для этой цели следующие выражения:

$$n_s^{unified} = \frac{2V_{th} \cdot \frac{C_g}{q} \cdot \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right) \right]}{G(V_{go}^+) + \frac{C_g}{qD} \cdot \exp \left( -\frac{V_{go}}{2V_{th}} \right)}, \quad (3.28)$$

$$G(V_{go}^+) = \frac{C_g V_{go}^+}{qn_s^{LCD-HCD}(V_{go}^+)}, \quad (3.29)$$

$$V_{go}^+ = \frac{1}{2} \left( V_{go} + \sqrt{V_{go}^2 + 4\Delta^2} \right), \quad (3.30)$$

где  $\Delta$  имеет порядок теплового потенциала  $V_{th}$ .

Рассмотрим предельные случаи для функции (3.30). При  $V_{go} < 0$  и  $|V_{go}| \gg 2\Delta$  функция принимает значение порядка  $V_{th}$ , в то время как при  $V_{go} > 0$  и  $V_{go} \gg 2\Delta$  её значение стремится к  $V_{go}$ . Проанализируем выражение (3.28), в котором используется функция (3.30). Поскольку при больших отрицательных значениях  $V_{go}$  функция  $V_{go}^+$  стремится к нулю (имеет порядок теплового потенциала), то, согласно (3.29), слагаемое  $G(V_{go}^+)$  в знаменателе также будет стремиться к нулю. Тогда выражение (3.28) будет сводиться к виду

$$\begin{aligned} n_s^{unified} &= \frac{2V_{th} \cdot \frac{C_g}{q} \cdot \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right) \right]}{\frac{C_g}{qD} \cdot \exp \left( -\frac{V_{go}}{2V_{th}} \right)} = \\ &= 2DV_{th} \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right) \right] \cdot \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Принимая во внимание, что при  $V_{go} < 0$  выражение  $\exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right)$  лежит в диапазоне  $(-1; 1)$ , воспользуемся приближением  $\ln(x + 1) \approx x$  при  $x \in (-1; 1)$ :

$$n_s^{unified} = 2DV_{th} \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right) \right] \cdot \exp \left( \frac{V_{go}}{2V_{th}} \right) = 2DV_{th} \exp \left( \frac{V_{go}}{V_{th}} \right). \quad (3.32)$$

Следовательно, при  $V_{go} < 0$  или  $(V_g < V_{off})$  выражение (3.28) сводится к (3.9), что соответствует поверхностной концентрации носителей заряда в подпороговой области напряжений.

Рассмотрим случай, когда  $V_{go} > 0$  или ( $V_g > V_{off}$ ). В данном случае функция (3.30) принимает значение аргумента  $V_{go}$ , а экспоненциальный множитель  $\exp\left(-\frac{V_{go}}{2V_{th}}\right)$  в знаменателе (3.28) стремится к нулю. В то же время множитель в числителе  $\exp\left(\frac{V_{go}}{2V_{th}}\right) \gg 1$ , поэтому  $\ln\left[1 + \exp\left(\frac{V_{go}}{2V_{th}}\right)\right] \approx \frac{V_{go}}{2V_{th}}$ . Тогда выражение (3.28) сводится к виду

$$n_s^{unified} = \frac{2V_{th} \cdot \frac{C_g}{q} \cdot \frac{V_{go}}{2V_{th}}}{G(V_{go})} = n_s^{LCD-HCD}. \quad (3.33)$$

По аналогии с (3.27) получим выражение для квазиуровня Ферми  $E_f^{unified}$ , подставляя (3.28) и (3.25) в (3.4)

$$E_f^{unified} = V_{go} - \frac{q}{C_g} n_s^{unified} = V_{go} - \frac{2V_{th} \ln\left[1 + \exp\left(\frac{V_{go}}{2V_{th}}\right)\right]}{\frac{1}{H(V_{go})} + \frac{C_g}{qD} \cdot \exp\left(-\frac{V_{go}}{2V_{th}}\right)}. \quad (3.34)$$

Далее сравним результат аппроксимации численного решения с помощью выражений (3.28) и (3.34) в широком диапазоне напряжений на затворе (рисунок 3.7).

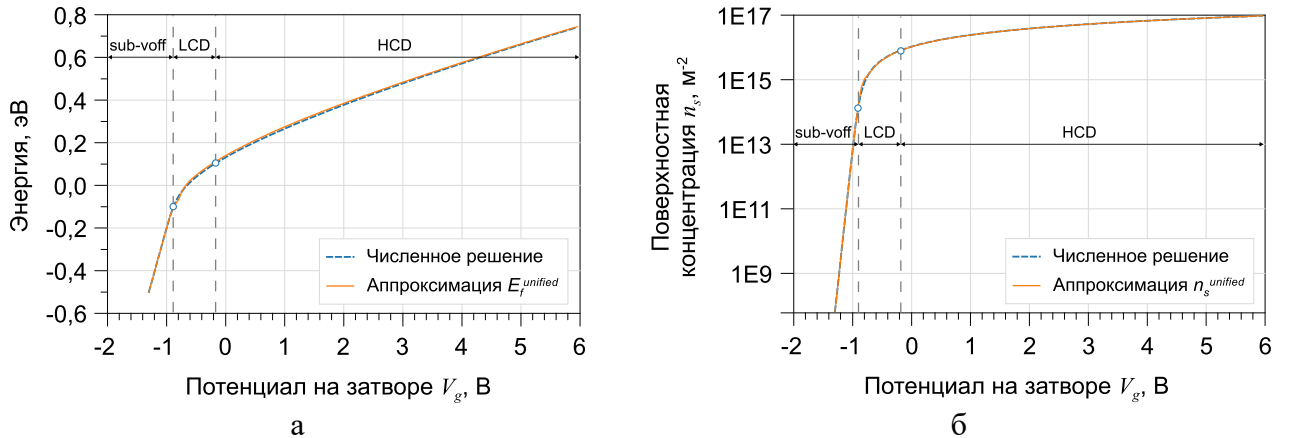


Рисунок 3.7 – Результаты аппроксимации численного решения  $E_f = f(V_g)$  (а) и  $n_s = f(V_g)$  (б) с помощью выражений (3.28) и (3.34) в широком диапазоне напряжений на затворе

Из рисунка 3.7 видно, что выражения (3.28) и (3.34) позволяют аппроксимировать численные зависимости  $E_f = f(V_g)$  и  $n_s = f(V_g)$  на всех рассматриваемых участках напряжений на затворе. Для количественной оценки точности полученных выражений использовалось значение средней абсолютной ошибки в процентах (от англ. Mean Absolute Percentage Error – MAPE):

$$MAPE(y, \hat{y}) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{\max(\epsilon, |y_i|)}. \quad (3.35)$$

где  $n$  – количество точек;

$y_i$  – значение численного решения в  $i$ -й точке;

$\hat{y}_i$  – значение аналитической зависимости в  $i$ -й точке;

$\epsilon$  – точность числа с плавающей точкой (для случая, если  $y_i = 0$ ).

Рассчитанные значения средней абсолютной ошибки аппроксимации численных зависимостей в процентах составили 8% для  $E_f = f(V_g)$  и 1% для  $n_s = f(V_g)$ , соответственно, в то время как средняя ошибка аппроксимации данных зависимостей с помощью выражений из [181] составляет 20% для  $E_f = f(V_g)$  и 3% для  $n_s = f(V_g)$ . Следовательно, точность полученных аппроксимирующих выражений позволяет использовать их при выводе уравнений тока стока GaAs HEMT-транзистора.

В оригинальной модели ASM-HEMT аппроксимацию квазиуровня Ферми используют для расчёта поверхностного потенциала в любой координате канала:

$$\psi_x = E_f + V_x, \quad (3.36)$$

где  $V_x$  – потенциал канала в координате  $x$ .

Выражение (3.36) может использоваться для расчёта поверхностного потенциала как со стороны истока  $\psi_s$ , где  $V_x = V_s$ , так и со стороны стока  $\psi_d$ , где  $V_x = V_d$ . Значения поверхностных потенциалов  $\psi_s$  и  $\psi_d$  далее используются для расчёта тока стока  $I_{ds}$ .

Стоит отметить, что для возможности расчёта характеристик арсенид-галлиевых СВЧ-транзисторов с помощью модели ASM-HEMT модификации подвергались только уравнения для расчёта положения квазиуровня Ферми. Все остальные уравнения модели ASM-HEMT использовались без изменений. В последующих пунктах будут представлены основные уравнения, составляющие «ядро» модели ASM-HEMT.

### 3.2.7 Основное уравнение для тока стока в модели ASM-HEMT

Используя приближение плавного канала (от англ. Gradual Channel Approximation – GCA) и дрейфово-диффузионную модель переноса носителей заряда, ток стока в любой координате канала  $x$  может быть определён как [182]

$$I_d = -\mu W Q_{ch} \frac{d\psi}{dx} + \mu W V_{th} \frac{dQ_{ch}}{dx}, \quad (3.37)$$

где  $\mu$  – подвижность носителей заряда;

$W$  – ширина канала транзистора;

$Q_{ch} = -qn_s(x) = -C_g[V_{go} - \psi(x)]$  – заряд в канале в координате  $x$ .

В выражении (3.37) производная  $\frac{dQ_{ch}}{dx}$  представляет собой производную сложной функции, поскольку  $Q_{ch} = f(\psi(x))$ :

$$\frac{dQ_{ch}}{dx} = \frac{dQ_{ch}}{d\psi} \cdot \frac{d\psi}{dx} = C_g \frac{d\psi}{dx}. \quad (3.38)$$

Подставим выражение (3.38) в (3.37), учитывая, что  $Q_{ch} = -C_g[V_{go} - \psi(x)]$ :

$$\begin{aligned} I_d &= -\mu W Q_{ch} \frac{d\psi}{dx} + \mu W V_{th} C_g \frac{d\psi}{dx} = \\ &= -\mu W \{-C_g[V_{go} - \psi(x)]\} \frac{d\psi}{dx} + \mu W V_{th} C_g \frac{d\psi}{dx} = \\ &= \mu W C_g (V_{go} - \psi(x) + V_{th}) \frac{d\psi}{dx}. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Разделим переменные в уравнении (3.39) и проинтегрируем левую часть по всей длине канала от  $x = 0$  до  $x = L$ , а правую часть от поверхностного потенциала на истоке  $\psi_s$  до поверхностного потенциала на стоке  $\psi_d$ :

$$\int_0^L I_d dx = \int_{\psi_s}^{\psi_d} \mu W C_g (V_{go} - \psi(x) + V_{th}) d\psi \quad (3.40)$$

В результате интегрирования выражения (3.40) получим

$$\begin{aligned} I_d L &= \mu C_g W \left[ V_{go}(\psi_d - \psi_s) - \left( \frac{\psi_d^2 - \psi_s^2}{2} \right) + V_{th}(\psi_d - \psi_s) \right] = \\ &= \mu C_g W \left[ V_{go}(\psi_d - \psi_s) - (\psi_d - \psi_s) \left( \frac{\psi_d + \psi_s}{2} \right) + V_{th}(\psi_d - \psi_s) \right] = \\ &= \mu C_g W \left[ V_{go} - \left( \frac{\psi_d + \psi_s}{2} \right) + V_{th} \right] (\psi_d - \psi_s). \end{aligned} \quad (3.41)$$

Введём переменные  $\psi_m = \frac{\psi_d + \psi_s}{2}$  и  $\psi_{ds} = \psi_d - \psi_s$ . Подставив данные переменные в выражение (3.41) и перенеся переменную  $L$  в правую часть, получим выражение для тока стока

$$I_d = \mu C_g \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}. \quad (3.42)$$

Очевидно, что выражение для тока стока (3.42) представляет собой функцию от потенциала на затворе  $V_g$  и потенциала на стоке. Переменная  $\psi_m$  в данном случае эквивалентна значению поверхностного потенциала в центре канала. Данное выражение справедливо для транзистора с одним затвором, когда  $NF = 1$ . В общем случае ширина канала транзистора пропорциональна количеству затворов, поэтому в выражении для тока стока присутствует параметр  $NF$

$$I_d = \mu C_g NF \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}. \quad (3.43)$$

В качестве примера рассчитаем выходную ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОИ, используя выражение (3.43). При расчёте ВАХ будем использовать параметры, указанные в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Параметры для расчёта ВАХ транзистора

Параметр	Значение
Подвижность носителей заряда $\mu, \frac{\text{м}^2}{\text{В}\cdot\text{с}}$	$170 \cdot 10^{-3}$
Количество затворов $NF$	8
Единичная ширина затвора $W, \text{м}$	$50 \cdot 10^{-6}$
Длина затвора $L, \text{м}$	$0,25 \cdot 10^{-6}$

При расчёте квазиуровня Ферми и поверхностных потенциалов будем использовать параметры из таблицы 3.1, при которых ранее было получено численное решение  $E_f$  от  $V_g$ . Для расчёта квазиуровня Ферми на краю истока потенциал затвора необходимо считать равным напряжению затвор-исток  $V_g = V_{gs}$ , и тогда разница между потенциалом затвора и напряжением отсечки будет равна  $V_{go} = V_{gs} - V_{off}$ . Согласно (3.36), поверхностный потенциал  $\psi_s$  при этом будет принимать значение квазиуровня Ферми. Для расчёта  $E_f$  на краю стока потенциал затвора необходимо считать равным напряжению затвор-сток  $V_g = V_{gd} = V_{gs} - V_{ds}$ , и тогда разница между потенциалом затвора и напряжением отсечки будет равна  $V_{go} = V_{gd} - V_{off}$ . При этом поверхностный потенциал со стороны стока будет определяться как  $\psi_d = E_f + V_{ds}$ .

На рисунке 3.8 представлен результат расчёта выходной ВАХ в диапазоне напряжений  $V_{gs}$  от  $-0,1$  В до  $0,05$  В и  $V_{ds}$  от  $0$  В до  $3,5$  В.

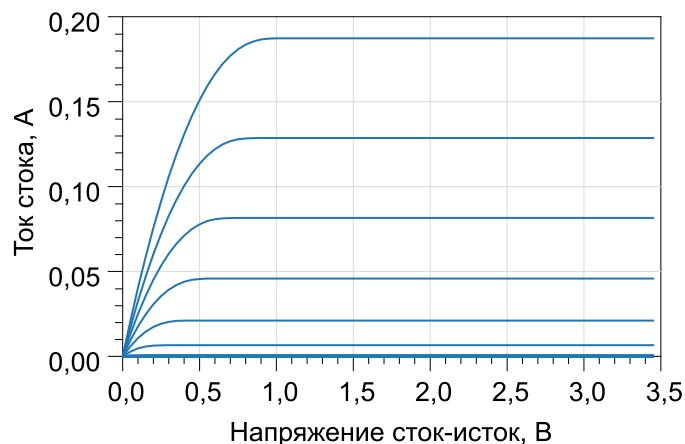


Рисунок 3.8 – Результат расчёта выходной ВАХ с помощью выражения (3.43)

Из рисунка 3.8 видно, что поведение характеристики, рассчитанной с помощью выражение (3.43) не в полной мере соответствует экспериментальным ВАХ СВЧ-транзисторов на основе GaAs. Концепция модели ASM-HEMT предполагает, что основное «ядро» модели необходимо для описания заряда и электронного транспорта в канале так называемого «идеального»



транзистора, т.е. без учёта эффектов, присущих реальным приборам. Влияние этих эффектов учитывается в модели ASM-HEMT в виде дополнительных поправок, которые будут рассмотрены далее.

### 3.2.8 Учёт зависимости подвижности носителей от напряжённости вертикального электрического поля

Известно, что подвижность носителей в канале HEMT-транзистора зависит от плотности носителей заряда. В свою очередь плотность носителей заряда в канале зависит от напряжённости вертикального электрического поля, обусловленного потенциалом на затворе. В модели ASM-HEMT эффект деградации подвижности при высоких значениях напряжённости вертикального электрического поля учитывается с помощью следующего выражения:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \mu_a E_y^{eff} + \mu_b (E_y^{eff})^2}, \quad (3.44)$$

где  $\mu_0$  – подвижность носителей при низких значениях напряжённости вертикального электрического поля;

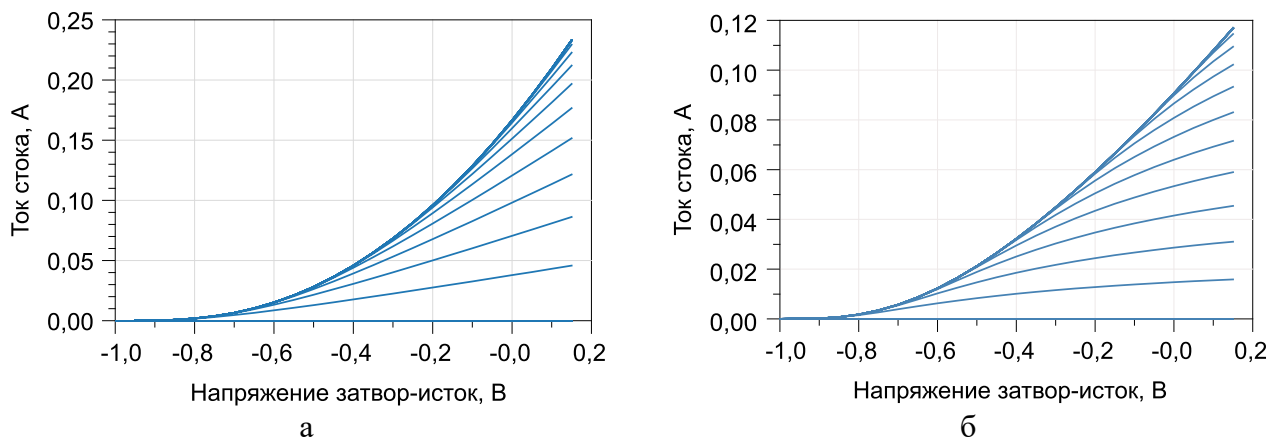
$\mu_a$  и  $\mu_b$  – параметры модели, позволяющие варьировать скорость деградации подвижности с ростом напряжённости вертикального электрического поля;

$E_y^{eff}$  – эффективная напряжённость вертикального электрического поля.

Величина  $E_y^{eff}$  рассчитывается исходя из теоремы Гаусса, используя усреднённое значение заряда в канале  $\overline{Q_{ch}}$ :

$$E_y^{eff} = \frac{\overline{Q_{ch}}}{\varepsilon} = \frac{C_g |V_{go} - \psi_m|}{\varepsilon}. \quad (3.45)$$

Поправка  $\mu_{eff}$ , учитывающая эффект деградации подвижности при высоких значениях напряжённости вертикального электрического поля, используется в уравнении тока стока (3.43) вместо параметра  $\mu$ . Влияние данной поправки на рассчитываемые передаточные характеристики транзистора представлено на рисунке 3.9.



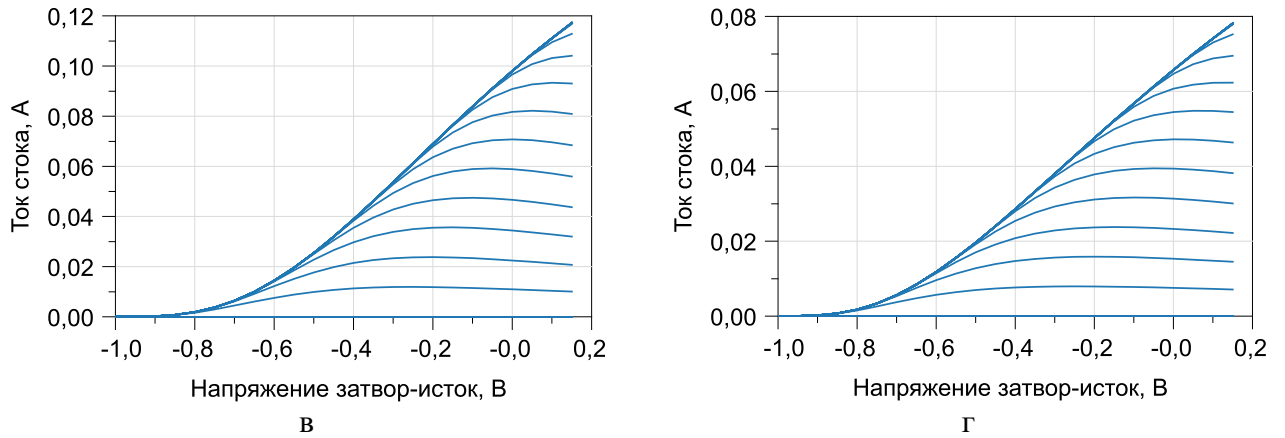


Рисунок 3.9 – Семейства передаточных вольтамперных характеристик с учётом деградации подвижности при параметрах:

- а)  $\mu_a = 0 \text{ В}^{-1}$  и  $\mu_b = 0 \text{ В}^{-1}$ ; б)  $\mu_a = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ В}^{-1}$  и  $\mu_b = 0 \text{ В}^{-1}$ ;  
 в)  $\mu_a = 0 \text{ В}^{-1}$  и  $\mu_b = 0,1 \cdot 10^{-13} \text{ В}^{-2}$ ; г)  $\mu_a = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ В}^{-1}$  и  $\mu_b = 0,1 \cdot 10^{-13} \text{ В}^{-2}$

Из рисунка 3.9 видно, что с помощью параметров  $\mu_a$  и  $\mu_b$  можно варьировать характер поведения рассчитываемых передаточных характеристик транзистора в области высоких напряжений затвор-исток.

### 3.2.9 Учёт деградации подвижности при высоких значениях напряжённости продольного электрического поля

С ростом напряжённости продольного электрического поля носители заряда приобретают большую энергию и подвергаются влиянию различных механизмов рассеяния, что в итоге сказывается на деградации подвижности и насыщении скорости носителей. Для учёта данного эффекта в модели ASM-HEMT используется следующее выражение:

$$\mu_{eff}^{sat} = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu_{eff}}{v_{sat}} E_x\right)^2}}, \quad (3.46)$$

где  $E_x$  – напряжённость продольного электрического поля;

$v_{sat}$  – скорость насыщения носителей.

Напряжённость продольного электрического поля может быть рассчитана как  $E_x = \frac{(\psi_a - \psi_s)}{L} = \frac{\psi_{ds}}{L}$ . Тогда выражение (3.46) можно записать в виде

$$\mu_{eff}^{sat} = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu_{eff}}{v_{sat} L}\right)^2 \psi_{ds}^2}} = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \theta_{sat}^2 \psi_{ds}^2}}, \quad (3.47)$$

где  $\theta_{sat}$  – параметр модели, имеющий начальное значение  $\frac{\mu_{eff}}{v_{sat} L}$ .

Из выражения (3.47) видно, что параметр  $\theta_{sat}$  определяет значение напряжённости продольного поля, при котором начинается уменьшение (деградация) подвижности  $\mu_{eff}$ .

На рисунке 3.10 представлены семейства выходных вольтамперных характеристик, рассчитанных с различными значениями параметра  $\theta_{sat}$ .

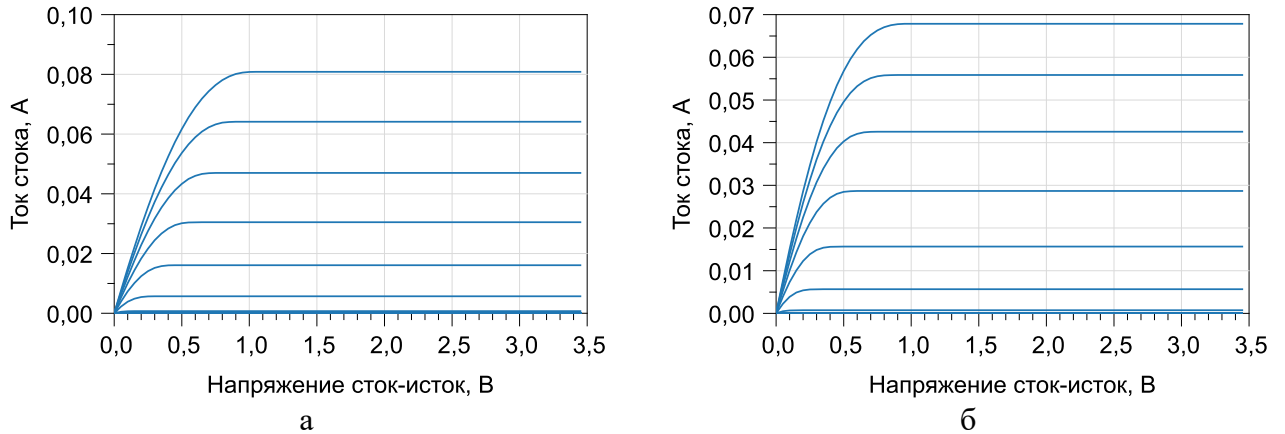


Рисунок 3.10 – Семейства выходных вольтамперных характеристик, рассчитанные при  $\theta_{sat} = 1 \text{ V}^{-2}$  (а) и при  $\theta_{sat} = 1,5 \text{ V}^{-2}$  (б)

Из рисунка 3.10 видно, что при больших значениях параметра  $\theta_{sat}$  снижается максимальное значение тока в области насыщения, что связано с деградацией подвижности носителей  $\mu_{eff}$ .

### 3.2.10 Учёт эффекта модуляции длины канала

Известно, что при заданном напряжении  $V_{gs}$  с ростом напряжения  $V_{ds}$  заряд в канале со стокового края затвора уменьшается и при достижении напряжения насыщения  $V_{sat}$  канал транзистора у стока смыкается. При дальнейшем увеличении напряжения  $V_{ds}$  отсечённая область канала распространяется по длине в сторону истока, и эффективная длина канала  $L_{eff}$  уменьшается. Введём переменную  $l_d$ , обозначающую длину отсечённого слоя в канале транзистора. Тогда эффективная длина канала будет равна  $L_{eff} = L - l_d$ . Подставим  $L_{eff}$  в основное выражение для тока стока (3.43):

$$\begin{aligned}
 I_d &= \mu C_g N F \frac{W}{L_{eff}} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds} = \\
 &= \mu C_g N F \frac{W}{(L - l_d)} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds} = \\
 &= \mu C_g N F \frac{W}{L \left(1 - \frac{l_d}{L}\right)} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds} = \\
 &= \mu C_g N F \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds} \left(1 - \frac{l_d}{L}\right)^{-1}.
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

В общем случае  $l_d \ll L$ , поэтому член  $\left(1 - \frac{l_d}{L}\right)^{-1}$  в выражении (3.48) можно разложить в ряд в окрестности нуля:

$$\left(1 - \frac{l_d}{L}\right)^{-1} \cong 1 + \frac{l_d}{L}. \quad (3.49)$$

Поскольку  $l_d$  увеличивается с ростом  $V_{ds}$  линейно, то можно записать, что

$$1 + \frac{l_d}{L} = (1 + \lambda V_{ds}). \quad (3.50)$$

Тогда выражение для тока стока с учётом эффекта модуляции длины канала может быть записано в виде

$$I_d = \mu C_g N F \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds} (1 + \lambda V_{ds}), \quad (3.51)$$

где  $\lambda$  – параметр модели, учитывающий влияние напряжения  $V_{ds}$  на длину отсечённого слоя в канале транзистора  $l_d$ .

На рисунке 3.11 представлен результат расчёта семейства выходных ВАХ с учётом эффекта модуляции длины канала.

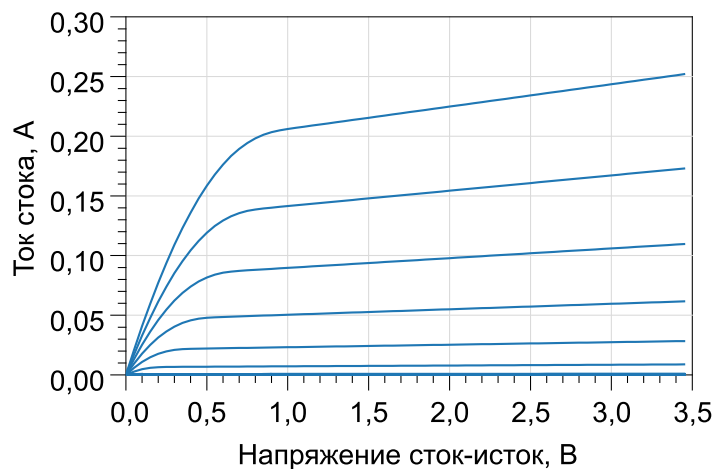


Рисунок 3.11 – Результат расчёта семейства выходных ВАХ с помощью уравнения (3.51) при  $\lambda = 0,1$

Из рисунка 3.11 видно, что с ростом напряжения  $V_{ds}$  на участке насыщения ток стока возрастает линейно, что соответствует уменьшению эффективной длины канала.

### 3.2.11 Учёт DIBL-эффекта

Известно, что при повышении напряжения  $V_{ds}$  область пространственного заряда стокового перехода расширяется в сторону истока. В результате при определённом напряжении  $V_{gs} > V_{off}$  потенциальный барьер для носителей заряда, инжектируемых в канал из истока, с ростом  $V_{ds}$  понижается и всё больше носителей поступает в канал. Данное явление называется

эффектом понижения барьера за счёт напряжения на стоке или DIBL-эффектом. Следствием данного эффекта является понижение напряжения отсечки  $V_{off}$  с ростом напряжения  $V_{ds}$ . В модели ASM-HEMT влияние DIBL-эффекта на напряжение отсечки  $V_{off}$  описывается с помощью следующего выражения:

$$V_{off}^{DIBL} = V_{off} - \eta_0 \cdot \left( \frac{V_{ds} V_{dscale}}{\sqrt{V_{ds}^2 + V_{dscale}^2}} \right), \quad (3.52)$$

где  $V_{dscale}$  – параметр, определяющий напряжение  $V_{ds}$ , при котором начинает проявляться DIBL-эффект;

$\eta_0$  – параметр, определяющий скорость деградации  $V_{off}$  с ростом  $V_{ds}$ .

На рисунке 3.12 представлены результаты расчёта подпороговых характеристик при различных значениях параметров  $\eta_0$  и  $V_{dscale}$ .

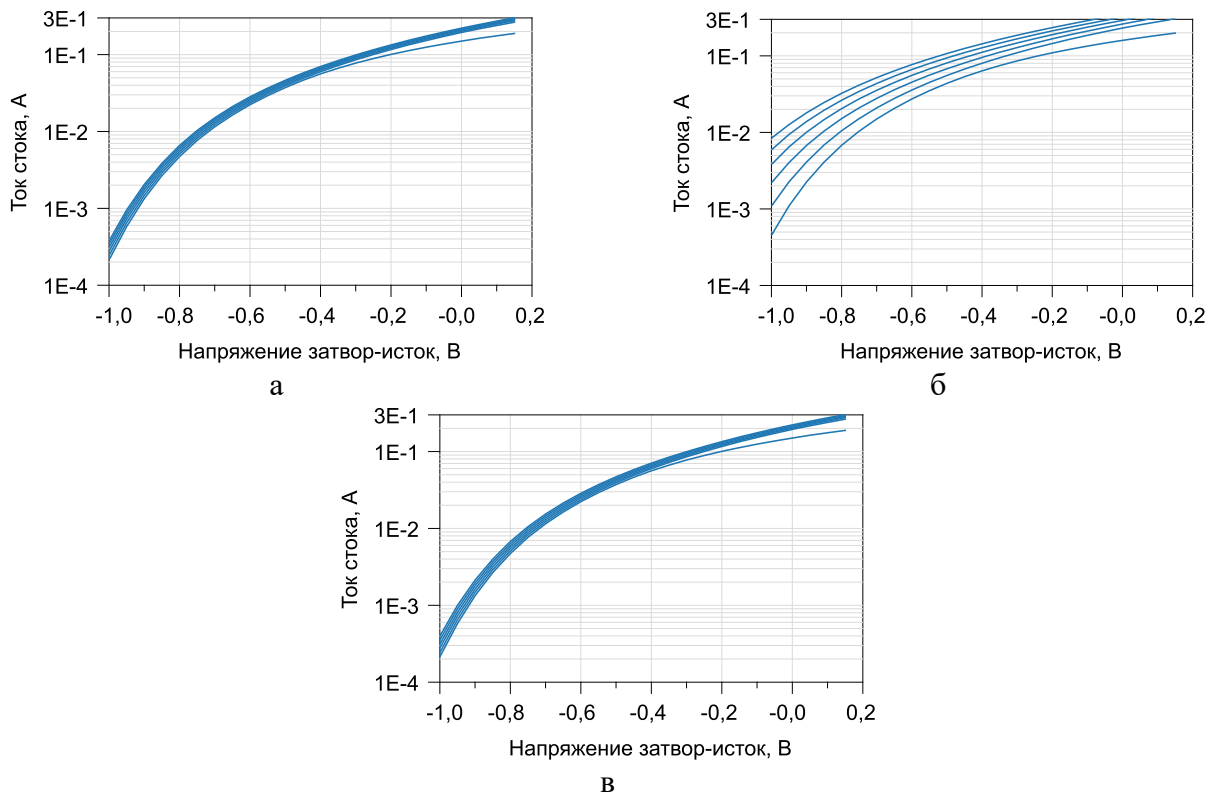


Рисунок 3.12 – Результат расчёта подпороговых характеристик при  $\eta_0 = 0,01$  и  $V_{dscale} = 5,0$  В (а);  $\eta_0 = 0,1$  и  $V_{dscale} = 5,0$  В (б);  $\eta_0 = 0,01$  и  $V_{dscale} = 10,0$  В (в)

Из рисунка 3.12 видно, что параметры  $\eta_0$  и  $V_{dscale}$  позволяют варьировать напряжение отсечки  $V_{off}$  в области высоких напряжений сток-исток.

### 3.2.12 Учёт наклона подпороговой характеристики

В реальных приборах ток стока при напряжении на затворе  $V_{gs} < V_{off}$  не равен нулю. Ток стока в данной области напряжений имеет диффузионную природу, в связи с чем в уравнении (3.37) присутствует в качестве второго слагаемого диффузионная составляющая, где коэффициент диффузии выражен через подвижность  $\mu$  и тепловой потенциал  $V_{th}$ , а плотность носителей заряда  $n_s$  выражена через заряд в канале  $Q = qn_s$ . Ввиду диффузионной природы подпорогового тока его величина сильно зависит от температуры прибора. Также на подпороговую характеристику влияет и DIBL-эффект. В модели ASM-HEMT данные эффекты учитываются с помощью нескольких уравнений:

$$V_{tv} = V_{th} \cdot cdsc, \quad (3.53)$$

$$cdsc = 1 + NFACTOR + CDSCD \cdot V_{ds}, \quad (3.54)$$

где  $NFACTOR$  – параметр, определяющий наклон подпороговой характеристики;

$CDSCD$  – параметр, определяющий степень влияния напряжения на стоке на подпороговую характеристику.

На рисунке 3.13 представлены результаты расчёта подпороговых характеристик при различных значениях параметров  $NFACTOR$  и  $CDSCD$ .

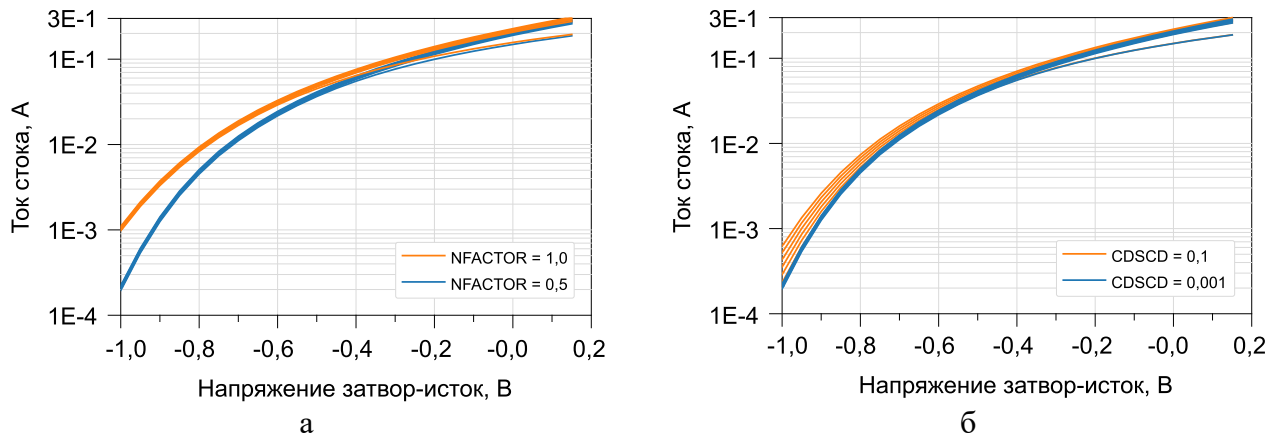


Рисунок 3.13 – Подпороговые характеристики, рассчитанные при различных значениях параметра  $NFACTOR$  (а) и  $CDSCS$  (б)

Стоит отметить, что выражение (3.53) используется в качестве теплового потенциала во всех уравнениях модели ASM-HEMT.

### 3.2.13 Учёт эффекта насыщения скорости носителей заряда

В модели ASM-HEMT напряжение на стоке, при котором носители достигают скорости насыщения, рассчитывается с помощью выражения

$$V_{dsat} = \frac{\frac{2v_{sat}}{\mu_{eff}} L \cdot V_{go}}{\frac{2v_{sat}}{\mu_{eff}} L + V_{go}}. \quad (3.55)$$

В выражении (3.55)  $\frac{v_{sat}}{\mu_{eff}} L$  представляет собой напряжение, при котором носители достигают скорости насыщения, поскольку скорость насыщения связана с электрическим полем через подвижность носителей:  $v = \mu \cdot E$ , а напряжённость продольного электрического поля  $E_x$  выражается как отношение напряжения между стоком и истоком к длине затвора  $E_x = \frac{V_{ds}}{L}$ . Следовательно, выражение (3.55) также учитывает, что на напряжение  $V_{ds}$ , при котором носители достигают скорости насыщения, влияет и напряжение на затворе  $V_{go}$ .

Параметр  $V_{dsat}$  используется для расчёта эффективного напряжения на стоке:

$$V_d^{eff} = V_{ds} \left( 1 + \left( \frac{V_{ds}}{V_{dsat}} \right)^{DELTA} \right)^{\frac{-1}{DELTA}}, \quad (3.56)$$

где  $DELTA$  – параметр, определяющий скорость уменьшения эффективного напряжения на стоке по мере приближения  $V_{ds}$  к  $V_{dsat}$ .

На рисунке 3.14 представлены результаты расчёта семейства выходных ВАХ при различных значениях параметра  $DELTA$ .

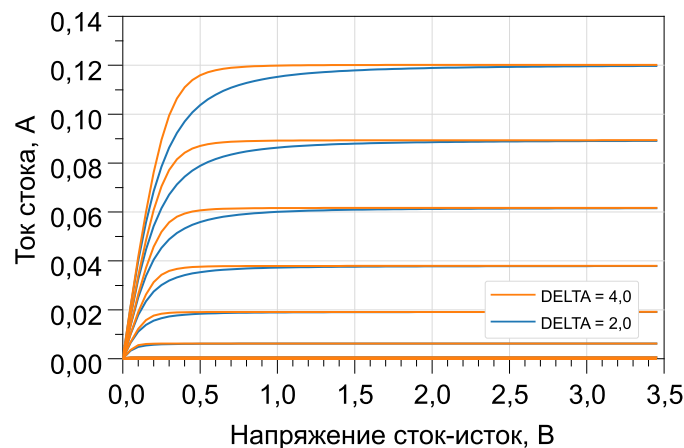


Рисунок 3.14 – Результат расчёта семейства выходных ВАХ при различных значениях параметра  $DELTA$

Из рисунка 3.14 видно, что параметр  $DELTA$  позволяет варьировать поведение выходных характеристик в области напряжения насыщения. Также стоит отметить, что использование в модели выражений (3.55–3.56) приводит к более плавному переходу выходных характеристик от линейного режима к режиму насыщения.

## 3.2.14 Модель для описания зарядов на электродах транзистора

Для моделирования зарядов на электродах транзистора необходимо использовать корректную схему разделения заряда в канале. Полный заряд в канале равен по модулю и противоположен по знаку заряду, обусловленному приложенным к затвору напряжением ( $Q_{ch} = -Q_g$ ). Таким образом, заряд на затворе можно определить, проинтегрировав плотность носителей заряда  $n_s$  по всей длине канала. Учитывая, что плотность носителей является функцией от напряжения  $V_{go}$  и поверхностного потенциала  $\psi$  (выражение (3.4), где  $\psi_x = E_f + V_x$ ), запишем выражение для полного заряда на затворе

$$Q_g = -Q_{ch} = - \int_0^L -qWn_s(V_g, V_x)dx = \int_0^L WC_g(V_{go} - \psi(x)) dx. \quad (3.57)$$

Для того, чтобы перейти от дифференциала  $dx$  к дифференциалу  $d\psi$ , воспользуемся свойством, согласно которому ток стока в любой точке канала  $x$  равен току стока со стоковой стороны затвора (т.е. в координате  $x = L$ ) при условии, что эффект насыщения тока стока не учитывается [184]. Согласно выражению (3.39), ток стока в любой точке канала  $x$  равен

$$I_d = \mu WC_g(V_{go} - \psi(x) + V_{th}) \frac{d\psi}{dx}. \quad (3.58)$$

Ток стока со стоковой стороны затвора также был определён ранее при выводе выражения (3.42):

$$I_d = \mu C_g \frac{W}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}. \quad (3.59)$$

Приравняв выражения (3.58) и (3.59), после преобразования получим

$$(V_{go} - \psi(x) + V_{th}) \frac{d\psi}{dx} = \frac{1}{L} (V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}. \quad (3.60)$$

Из формулы (3.60) выразим дифференциал  $dx$ :

$$dx = \frac{L (V_{go} - \psi(x) + V_{th})}{(V_{go} - \psi_m + V_{th}) \psi_{ds}} d\psi. \quad (3.61)$$

Данный дифференциал подставляется в интеграл (3.57), в результате чего происходит замена пределов интегрирования:  $\psi(0) = \psi_s$  и  $\psi(L) = \psi_d$ . Согласно официальной документации модели ASM-HEMT [125, 184], результат вычисления интеграла (3.57) имеет вид



$$\begin{aligned}
Q_g &= \int_{\psi_s}^{\psi_d} W C_g (V_{go} - \psi) \frac{L (V_{go} - \psi + V_{tv})}{(V_{go} - \psi_m + V_{tv}) \psi_{ds}} d\psi = \\
&= \frac{C_g L W}{(V_{go} - \psi_m + V_{tv})} \cdot \\
&\cdot \left( V_{go}^2 + \frac{1}{3} (\psi_d^2 + \psi_d \psi_s + \psi_s^2) - V_{go} (\psi_d + \psi_s - V_{tv}) - V_{tv} \psi_m \right). \tag{3.62}
\end{aligned}$$

В модели ASM-HEMT используется аналитическая схема разделения заряда в канале, предложенная в работе [66]. Согласно данной схеме, заряд на стоке может быть рассчитан как

$$Q_d = \int_0^L \frac{x}{L} Q_{ch}(V_g, V_x) dx, \tag{3.63}$$

где  $Q_{ch}$  – заряд в канале.

Поскольку суммарный заряд на истоке и стоке должен быть равен по модулю заряду на затворе ( $Q_g = -Q_s - Q_d$ ), заряд на истоке выражается как

$$Q_s = \int_0^L \left(1 - \frac{x}{L}\right) Q_{ch}(V_g, V_x) dx. \tag{3.64}$$

Таким образом, чтобы рассчитать заряды на стоке и истоке, достаточно вычислить аналитически заряд на затворе и на стоке. Чтобы использовать выражение (3.63) для расчёта заряда на стоке, необходимо выразить переменную  $x$  относительно  $\psi(x)$ . Для этого проинтегрируем выражение (3.61) от потенциала  $\psi_s$  до потенциала в любой точке канала  $\psi(x)$ . Далее представлен результат интегрирования без промежуточных выкладок:

$$\begin{aligned}
x &= \int_{\psi_s}^{\psi(x)} \frac{L (V_{go} - \psi(x) + V_{tv})}{(V_{go} - \psi_m + V_{tv}) \psi_{ds}} d\psi = \\
&= \frac{L}{(V_{go} - \psi_m + V_{tv}) \psi_{ds}} (\psi(x) - \psi_s) \left[ V_{go} - \frac{\psi(x) + \psi_s}{2} + V_{tv} \right]. \tag{3.65}
\end{aligned}$$

Выражение для заряда на стоке получается в результате подстановки в (3.63) выражения для  $x$  (3.65),  $dx$  (3.61) и  $Q_{ch}(V_g, V_x) = Q_g$  (3.57). Далее представлен результат интегрирования, приведённый в официальной документации ASM-HEMT [125, 184]:

$$\begin{aligned}
Q_d = & -\frac{C_g LW}{120(V_{go} - \psi_m + V_{tv})^2} \cdot \\
& \cdot [12\psi_d^3 + 8\psi_s^3 + \psi_s^2(16\psi_d - 5(V_{tv} + 8V_{go})) \\
& + 2\psi_s(12\psi_d^2 - 5\psi_d(5V_{tv} + 8V_{go}) + 10(V_{tv} + V_{go})(V_{tv} + 4V_{go})) + \\
& + 15\psi_d^2(3V_{tv} + 4V_{go}) - 60V_{go}(V_{tv} + V_{go})^2 + \\
& + 20\psi_d(V_{tv} + V_{go})(2V_{tv} + 5V_{go})]. \tag{3.66}
\end{aligned}$$

Заряд на истоке рассчитывается исходя из закона сохранения заряда

$$Q_s = -Q_g - Q_d. \tag{3.67}$$

После расчёта внутренних зарядов ёмкости между электродами могут быть вычислены как

$$C_{ij} = k_{ij} \frac{\partial Q_i}{\partial V_j}, \tag{3.68}$$

где  $i, j$  – соответствующие электроды транзистора (сток, исток, затвор);

$k_{ij} = 1$  при  $i = j$  и  $k_{ij} = -1$  при  $i \neq j$ .

Таким образом, нелинейные ёмкости  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$  рассчитываются путём дифференцирования выражения для заряда на затворе  $Q_g$  по напряжениям  $V_{gs}$  и  $V_{ds}$  соответственно. Ёмкость  $C_{ds}$  рассчитывается путём дифференцирования выражения для заряда  $Q_d$  по напряжению  $V_{ds}$ . Также стоит отметить, что в модели ASM-HEMT внутренние заряды масштабируются относительно числа затворов транзистора аналогично выражению для тока стока: при моделировании транзистора с несколькими затворами в выражениях для  $Q_g, Q_d$  и  $Q_s$  присутствует множитель  $NF$ .

Кроме внутренних ёмкостей, рассчитываемых посредством дифференцирования зарядов на электродах, модель ASM-HEMT также учитывает ряд внешних (паразитных) ёмкостей, обусловленных ёмкостной связью между металлизацией электродов транзистора. В отличие от внутренних ёмкостей, внешние ёмкости не зависят от приложенного напряжения и определяются в основном топологией прибора и свойствами диэлектриков, используемых для пассивации межсоединений. Для учёта внешних ёмкостей затвор-исток и затвор-сток в модели ASM-HEMT используются параметры  $CGSO, CGDO$ , характеризующие соответствующие ёмкости, когда канал транзистора полностью перекрыт. В уравнениях модели данные параметры используются следующим образом:

$$Q_g = Q_{gi} + CGSO \cdot V_{gs} + CGDO \cdot V_{ds}, \tag{3.69}$$

где  $Q_{gi}$  – заряд на затворе, определяемый с помощью выражения (3.62).

Для учёта влияния внешней ёмкости между электродами стока и истока используется аналогичный подход с использованием параметра  $CDSO$ :

$$Q_d = Q_{di} + CDSO \cdot V_{ds}. \quad (3.70)$$

Таким образом, в модели ASM-HEMT внутренние заряды и, соответственно, ёмкости рассчитываются на основе уравнений «ядра» модели, в то время как влияние внешних ёмкостей учитывается с помощью трёх параметров:  $CGSO$ ,  $CGDO$  и  $CDSO$ .

### 3.2.15 Модель нелинейных сопротивлений стока/истока

В модели ASM-HEMT в сопротивления стока и истока вносят вклад две составляющие: контактное сопротивление, не зависящее от напряжения, и сопротивление так называемой области доступа (от англ. access region), зависящее от тока, протекающего через данную область. Выражение для тока, протекающего через область доступа, может быть записано как [185]

$$I_{acc} = W \cdot NF \cdot q \cdot n_{s0} \cdot v_s = Q_{acc} \cdot v_s, \quad (3.71)$$

где  $q$  – заряд электрона;

$n_{s0}$  – плотность носителей заряда в области доступа стока/истока;

$v_s$  – скорость носителей заряда в области доступа стока/истока;

$Q_{acc}$  – величина заряда в области доступа стока/истока.

Выражение для тока, протекающего в области доступа, с учётом эффекта насыщения скорости носителей может быть записано как

$$I_{acc} = Q_{acc} \cdot v_s = Q_{acc} \cdot \frac{v_{sat}^{acc} \cdot V_R}{(V_{Rsat}^{MEXPACC} + V_R^{MEXPACC}) \frac{1}{MEXPACC}}, \quad (3.72)$$

где  $V_R = L_{acc} \cdot \frac{v_s}{\mu_{acc}}$  – падение напряжения на области доступа в линейном режиме;

$V_{Rsat} = L_{acc} \cdot \frac{v_{sat}^{acc}}{\mu_{acc}}$  – напряжение, при котором скорость носителей в области доступа выходит

в насыщение;

$L_{acc}$  – длина области доступа стока или истока;

$\mu_{acc}$  – подвижность носителей в области доступа;

$MEXPACC$  – параметр модели, определяющий плавность перехода от  $v_s$  к  $v_{sat}$ .

Поскольку в областях доступа плотность носителей заряда  $n_{s0}$  практически не изменяется с ростом напряжённости поля между стоком и истоком [185], для увеличения тока, протекающего в данной области, скорость носителей  $v_s$  должна увеличиваться. Изначально при увеличении потенциала на стоке  $V_d$  скорость носителей возрастает линейно, и на области доступа падает напряжение  $V_R$ , но при достижении определённого значения потенциала скорость достигает своего предельного значения  $v_{sat}^{acc}$ , и на области доступа падает напряжение  $V_{Rsat}$ . Из выражения

(3.72) видно, что при напряжениях  $V_R \ll V_{Rsat}$  ток в области доступа линейно зависит от скорости носителей  $v_s$ . Однако, при достижении напряжения, большего  $V_{Rsat}$ , скорость носителей обращается в постоянное значение  $v_{sat}$ .

Используя полученные выражения для тока  $I_{acc}$  и напряжения  $V_R$  в области доступа, запишем выражение для сопротивления области доступа с учётом эффекта насыщения скорости носителей

$$R_{acc} = \frac{V_R}{I_{acc}} = \frac{R_0}{\left[1 - \left(\frac{I_d}{I_{acc}^{sat}}\right)^{MEXPACC}\right]^{\frac{1}{MEXPACC}}}, \quad (3.73)$$

где  $R_0 = \frac{V_{R0}}{I_{acc0}} = \frac{\frac{L_{acc} \cdot v_s}{\mu_{acc}}}{Q_{acc} \cdot v_s} = \frac{L_{acc}}{Q_{acc} \cdot \mu_{acc}}$  – сопротивление области доступа, при протекании через неё малых токов;

$I_{acc}^{sat} = Q_{acc} \cdot v_{sat}^{acc} = W \cdot NF \cdot q \cdot n_{s0} \cdot v_{sat}^{acc}$  – максимальный ток, который может протекать в области доступа.

Из выражения (3.73) видно, что сопротивление области доступа резко возрастает, если ток, протекающий в данной области, становится соизмеримым с током  $I_{acc}^{sat}$ . В свою очередь рост сопротивления областей доступа ограничивает суммарный ток, протекающий в канале.

Таким образом, суммарное сопротивление стока или истока может быть записано как

$$\begin{aligned} R &= \frac{R_c}{W \cdot NF} + R_{acc} = \\ &= \frac{R_c}{W \cdot NF} + \frac{L_{acc}}{Q_{acc} \cdot \mu_{acc}} \cdot \left[1 - \left(\frac{I_d}{I_{acc}^{sat}}\right)^{MEXPACC}\right]^{\frac{1}{MEXPACC}} = \\ &= \frac{R_c}{W \cdot NF} + \frac{L_{acc}}{W \cdot NF \cdot q \cdot n_{s0} \cdot \mu_{acc}} \cdot \left[1 - \left(\frac{I_d}{I_{acc}^{sat}}\right)^{MEXPACC}\right]^{\frac{1}{MEXPACC}}, \end{aligned} \quad (3.74)$$

где  $R_c$  – контактное сопротивление стока/истока.

### 3.2.16 Модель тока затвора

В модели ASM-HEMT для расчёта тока затвора используются выражения для ВАХ диода с учётом температурной зависимости:

$$\begin{aligned} I_{gs} &= W \cdot L \cdot NF \cdot \\ &\cdot \left| I_{gsdio} + \left(\frac{T_{dev}}{TNOM} - 1\right) \cdot KTGS \right| \left( \exp\left(\frac{V_{gs}}{NJGS \cdot K_B \cdot T_{dev}}\right) - 1 \right), \end{aligned} \quad (3.75)$$

$$I_{gd} = W \cdot L \cdot NF \cdot \left[ I_{gddio} + \left( \frac{T_{dev}}{TNOM} - 1 \right) \cdot KTGD \left( \exp \left( \frac{V_{gd}}{NJGD \cdot K_B \cdot T_{dev}} \right) - 1 \right) \right], \quad (3.76)$$

где  $I_{gsdio}$  и  $I_{gddio}$  – обратные токи насыщения диодов затвор-исток и затвор-сток соответственно;

$NJGS, NJGD$  – коэффициенты неидеальности диодов затвор-исток и затвор-сток соответственно;

$KTGS, KTGD$  – температурные коэффициенты для диодов затвор-исток и затвор-сток соответственно;

$T_{dev}$  – температура прибора;

$TNOM$  – температура окружающей среды.

### 3.2.17 Учёт эффекта саморазогрева транзистора

В модели ASM-HEMT эффект саморазогрева транзистора под воздействием рассеиваемой мощности учитывается с помощью метода электротепловых аналогий. Для определения температуры прибора используется дополнительная схема, изображённая на рисунке 3.15.

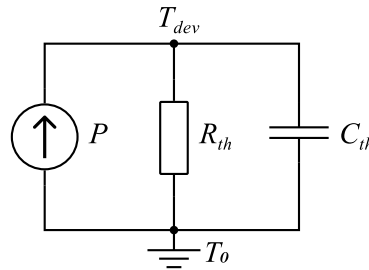


Рисунок 3.15 – Дополнительная схема для учёта эффекта саморазогрева

В схеме, изображённой на рисунке 3.15, присутствует источник тепла, имитирующий рассеиваемую мощность  $P = I_{ds} \cdot V_{ds} + I_{gs} \cdot V_{gs}$ . В качестве опорного потенциала выступает потенциал  $T_0$ , численно равный температуре окружающей среды. Потенциал  $T_{dev}$  численно равен внутренней температуре прибора. Элемент  $R_{th}$  имитирует тепловое сопротивление транзистора, а элемент  $C_{th}$  – его теплоёмкость. Для данной схемы справедливо следующее уравнение:

$$P = \frac{T_{dev} - T_0}{R_{th}} + C_{th} \frac{d}{dt} (T_{dev} - T_0) = \frac{T_{dev} - T_0}{R_{th}} + C_{th} \frac{dT_{dev}}{dt}. \quad (3.77)$$

Тепловое сопротивление  $R_{th}$  определяет изменение температуры прибора в условиях рассеяния мощности  $P$  на постоянном токе. Теплоёмкость позволяет учитывать, как будет меняться температура прибора при динамическом воздействии. Например, если в определённый момент времени выделение мощности на приборе прекратится, то время, за которое температура прибора  $T_{dev}$  станет равной температуре окружающей среды  $T_0$ , будет равно  $\tau = R_{th} C_{th}$ . При этом, если время, за которое мощность рассеивалась на приборе, будет меньше постоянной

времени  $\tau$ , то изменения температуры прибора относительно температуры окружающей среды не произойдёт ( $T_{dev} - T_0 = 0$ ).

Температура прибора  $T_{dev}$ , рассчитанная на основе рассеиваемой мощности  $P$ , далее используется для пересчёта параметров модели с учётом их температурных зависимостей, после чего снова проводится расчёт характеристик. Далее в качестве примера представлено выражение для температурной зависимости напряжения отсечки в модели ASM-HEMT:

$$V_{off}(T) = V_{off} - KT1 \cdot \left( \frac{T_{dev}}{TNOM} - 1 \right), \quad (3.78)$$

где  $KT1$  – температурный коэффициент изменения напряжения отсечки.

Полный список параметров модели ASM-HEMT, зависящих от температуры, может быть найден в официальной документации [125, 184].

Таким образом, в данном подразделе были рассмотрены основные уравнения модели ASM-HEMT и принципы их получения. Также были предложены способы модификации «ядра» модели ASM-HEMT, благодаря которым данная модель может быть использована для расчёта характеристик СВЧ-транзисторов на основе GaAs. Стоит отметить, что в ходе анализа не были рассмотрены уравнения ASM-HEMT, которые в большей степени необходимы для моделирования транзисторов на основе GaN (например, уравнения для учёта эффектов полевых обкладок и эффектов захвата носителей на ловушках). Однако информация касательно этих уравнений также может быть найдена в официальной документации ASM-HEMT [125, 184].

### **3.3 Разработка методики построения модифицированной модели ASM-HEMT для СВЧ-транзисторов на основе GaAs**

#### **3.3.1 Особенности построения нелинейных моделей**

Разработка методики построения нелинейной модели сводится к определению последовательности действий, выполнение которых позволяет определить значения параметров модели. При корректном определении параметров модели результаты моделирования характеристик транзистора имеют минимальное отклонение от результатов измерений.

В процессе построения модели часто применяют численные методы оптимизации, где в качестве целевой функции выступает разница между результатами измерений и моделирования определённой характеристики транзистора, а оптимизируемыми параметрами являются параметры модели. В случае применения численных методов оптимизации часто устанавливают граничные значения для параметров модели. Граничные значения определяются путём анализа результатов измерений и также могут уточняться в процессе оптимизации.

Для повышения эффективности оптимизации нередко прибегают к некоторой трансформации результатов измерений и моделирования, в результате чего изменяется целевая функция. Например, для определения параметров, влияющих на ток затвора, часто применяют линеаризацию зависимости тока затвора от напряжения затвор-исток путём использования логарифмической функции.

Для уменьшения количества точек данных, участвующих в оптимизации, определяют те области характеристик, в которых оптимизируемые параметры наиболее сильно влияют на результаты моделирования [167, 186–188]. Уменьшение количества точек существенно ускоряет процесс моделирования характеристик и повышает чувствительность целевой функции к изменению оптимизируемых параметров. Например, при определении параметра модели, отвечающего за наклон подпороговой характеристики, целесообразно применить логарифмическое преобразование передаточной характеристики и выбрать одну-две кривых, соответствующих малому напряжению сток-исток.

### 3.3.2 Методика построения модифицированной модели ASM-HEMT для СВЧ-транзисторов на основе GaAs

С учётом рассмотренных особенностей была разработана методика построения модифицированной модели ASM HEMT. Стоит отметить, что данная методика разрабатывалась на основе рекомендаций, предложенных в официальной документации оригинальной модели ASM-HEMT [125, 184]. Последовательность шагов для определения параметров модели схематично представлена на рисунке 3.16.

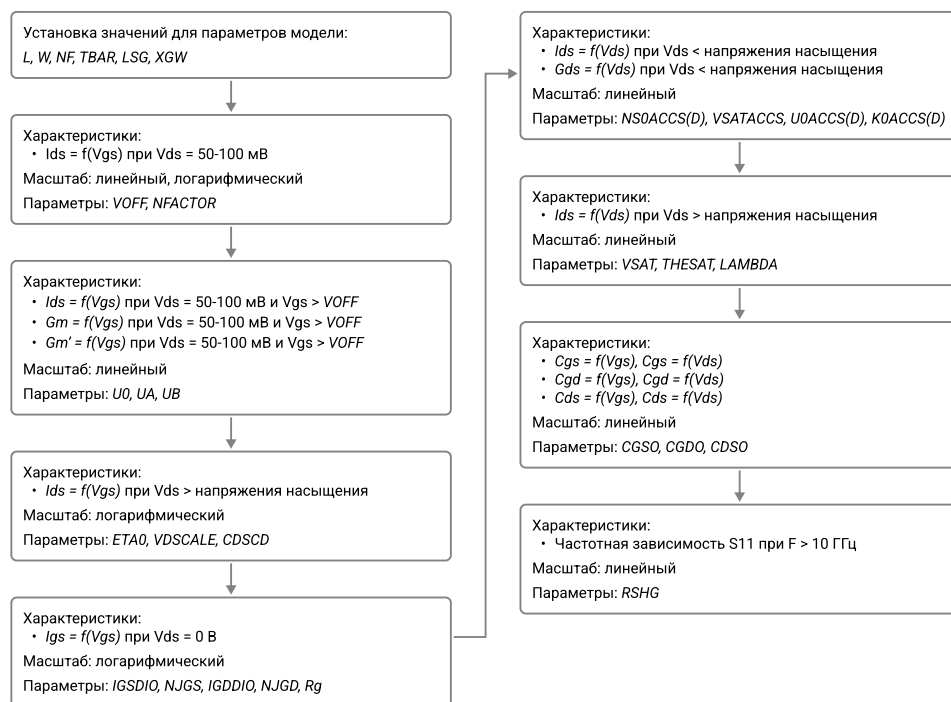


Рисунок 3.16 – Последовательность шагов для построения модифицированной модели ASM-HEMT

Перед началом построения модели необходимо указать все известные параметры транзистора, среди которых:

- $L$  – длина затвора;
- $W$  – ширина канала;
- $NF$  – количество затворов;
- $TBAR$  – толщина барьерного слоя;
- $LSG$  – расстояние затвор-исток;
- $LDG$  – расстояние затвор-сток;
- $XGW$  – расстояние от центра контакта затвора до края транзистора.

Как правило, все перечисленные параметры, за исключением  $TBAR$ , могут быть определены из топологии транзистора. В случае, если толщина барьерного слоя неизвестна, то для параметра  $TBAR$  устанавливается значение по умолчанию ( $TBAR = 20$  нм), которое оптимизируется в процессе построения модели. Если все перечисленные параметры известны заранее, то их значения фиксируются и не участвуют в процессе оптимизации.

На первом этапе построения модели осуществляется экстракция параметров, влияющих на подпороговую характеристику в линейном режиме (при значениях напряжения  $V_{ds}$ , равных 50–100 мВ):

- $VOFF$  – пороговое напряжение;
- $NFACTOR$  – параметр наклона подпороговой характеристики.

Начальное значение для параметра  $VOFF$  может быть определено визуально, и в первом приближении оно равно значению напряжения  $V_{gs}$ , при котором ток на передаточной ВАХ в линейном масштабе начинает возрастать. В качестве исходного значения для параметра  $NFACTOR$  используется значение по умолчанию ( $NFACTOR = 0,5$ ). При оптимизации параметров  $VOFF$  и  $NFACTOR$  целевая функция формируется с использованием передаточных ВАХ как в линейном, так и в логарифмическом масштабе.

На следующем этапе проводится оптимизация параметров подвижности носителей в канале транзистора:

- $U0$  – подвижность носителей при малых значениях вертикального электрического поля;
- $UA$  – параметр деградации подвижности при средних значениях вертикального электрического поля;
- $UB$  – параметр деградации подвижности при высоких значениях вертикального электрического поля.

Параметр  $U0$  влияет на наклон передаточной характеристики и крутизны транзистора при малых значениях напряжений  $V_{ds}$  (50–100 мВ) в окрестности порогового напряжения. Поэтому



при оптимизации параметра  $U0$  целевая функция формируется с использованием данного участка передаточной ВАХ. Параметры  $UA$  и  $UB$  позволяют учесть эффект деградации подвижность носителей с ростом вертикального электрического поля и существенно влияют на крутизну  $G_m$  и её производную  $G'_m$ . Оптимизация данных параметров проводится с использованием передаточной ВАХ в области выше порогового напряжения.

Далее определяются параметры модели, влияющие на подпороговую характеристику в режиме насыщения (при напряжениях  $V_{ds}$  выше напряжения насыщения). Из-за DIBL-эффекта (эффекта понижения барьера, обусловленного высокой напряжённостью электрического поля со стороны стока), пороговое напряжение с ростом напряжения  $V_{ds}$  уменьшается. Данный эффект учитывается с помощью параметров  $ETA0$  и  $VDSCALE$ . Деграция наклона подпороговой характеристики с ростом  $V_{ds}$  учитывается с помощью параметра  $CDSCD$ . На данном этапе оптимизация указанных параметров проводится с использованием передаточной ВАХ в логарифмическом масштабе при напряжениях  $V_{ds}$  выше напряжения насыщения.

Следующий этап построения модели предполагает определение значений параметров, влияющих на ток затвора транзистора. Как было рассмотрено ранее, ток затвора в модели ASM-HEMT описывается с помощью двух классических уравнений для диодов затвор-исток и затвор-сток. Для каждого из диодов в процессе оптимизации определяются значения тока насыщения (параметры  $IGSDIO, IGDDIO$ ) и коэффициента неидеальности (параметры  $NJGD, NJGS$ ). При этом в качестве целевой функции оптимизации используются рассчитанные и измеренные значения входной ВАХ в логарифмическом масштабе при нулевом напряжении  $V_{ds}$ . Также в области высоких значений напряжения  $V_{gs}$  определяется сопротивление затвора  $R_g$  как отношение напряжения  $V_{gs}$  к току затвора  $I_{gs}$ .

Далее проводится оптимизация параметров, влияющих на выходную ВАХ. При напряжениях  $V_{ds}$  выше напряжения насыщения ключевыми являются параметры скорости насыщения  $VSAT, THESAT$  и параметр модуляции длины канала  $LAMBDA$ . В линейном режиме наибольшее влияние на наклон ВАХ имеют параметры нелинейных сопротивлений истока и стока:

- $NS0ACCS$  – плотность носителей заряда в области между затвором и истоком;
- $NS0ACCD$  – плотность носителей заряда в области между затвором и стоком;
- $VSATACCS$  – скорость насыщения носителей в области между затвором и истоком;
- $U0ACCS$  – подвижность носителей в области между затвором и истоком;
- $U0ACCD$  – подвижность носителей в области между затвором и стоком;
- $K0ACCS$  – параметр, характеризующий влияние потенциала затвора на заряд в области между затвором и истоком;

–  $KOACCD$  – параметр, характеризующий влияние потенциала затвора на заряд в области между затвором и стоком.

При оптимизации параметров  $UOACCS$  и  $UOACCD$  дополнительно используются рассчитанные из результатов измерений и моделирования значения выходной проводимости.

На следующем этапе проводится экстракция параметров, влияющих на динамические характеристики модели. Для этого в схему модели необходимо добавить внешние индуктивности. Значения этих элементов могут быть определены на основе рассмотренных ранее методик экстракции малосигнальных моделей СВЧ-транзисторов, включенных по схеме с ОИ. После добавления данных элементов необходимо обеспечить приемлемую точность расчёта ёмкостей транзистора.

В модели ASM-HEMT для моделирования источника тока  $I_{ds}$  и зарядов на электродах транзистора  $Q_g, Q_d, Q_s$  используются одни и те же параметры. Следовательно, при корректной экстракции параметров на постоянном токе модель будет также воспроизводить и зависимости нелинейных ёмкостей от напряжений. Однако кроме внутренних нелинейных ёмкостей в транзисторе также присутствуют внешние ёмкости, которые эквивалентны параллельному включению идеального конденсатора к каждой нелинейной ёмкости (выражения (3.71–3.72)). В таком случае итоговая ёмкость между двумя электродами транзистора будет определяться как сумма нелинейной ёмкости и ёмкости идеального конденсатора. Значения ёмкостей параллельных идеальных конденсаторов в модели ASM-HEMT определяются с помощью параметров  $CGSO, CGDO$  и  $CDSO$ . При оптимизации данных параметров используются вольтфарадные характеристики. Для определения вольтфарадных характеристик рассчитанные и измеренные S-параметры на одной частоте пересчитываются в Y-параметры, после чего проводится расчёт ёмкостей согласно компонентным уравнениям малосигнальной эквивалентной схемы транзистора.

После оптимизации параметров ёмкостей проводится заключительная оптимизация параметра  $RSHG$ , который позволяет корректировать поверхностное сопротивление металлизации затвора. При этом целевая функция оптимизации формируется с использованием результатов моделирования и измерений параметра  $S_{11}$  в области высоких частот.

### 3.3.3 Автоматизация методики построения нелинейной модели

Поскольку разработанная методика построения нелинейной модели является некоторой последовательностью действий, она может быть автоматизирована путём реализации соответствующего алгоритма в любой среде схемотехнического моделирования, где имеется функция оптимизации параметров и доступ к интерфейсу прикладного программирования [189]. С помощью данного интерфейса реализуется функция выбора необходимых характеристик и

оптимизируемых параметров, а также целевая функция оптимизации. Далее в программе схемотехнического моделирования настраиваются так называемые тестовые стенды: схемы, в которых производится моделирование определённых характеристик модели и чтение файлов с результатами измерений. На каждом этапе построения модели алгоритм активирует соответствующий тестовый стенд и выполняет реализованные функции выбора необходимых характеристик и оптимизируемых параметров модели. Далее осуществляется запуск процедуры оптимизации, где на каждой итерации рассчитывается значение целевой функции и изменяются значения оптимизируемых параметров. Критерием останова процедуры оптимизации может выступать предварительно заданное количество итераций или требуемое значение целевой функции, при котором наблюдается минимальное отклонение рассчитанных характеристик от результатов измерений. Если после первого запуска алгоритма точность построенной модели не удовлетворяет заданным требованиям, то алгоритм может быть запущен повторно с целью уточнения параметров.

### 3.4 Выводы по разделу

1. Проведён детальный анализ аппроксимирующих выражений численной зависимости квазиуровня Ферми от потенциала затвора в физической компактной модели ASM-HEMT. По результатам анализа предложены способы модификации аппроксимирующих выражений модели ASM-HEMT, благодаря которым данная модель может быть использована для расчёта характеристик СВЧ-транзисторов на основе GaAs.

2. Применение предложенных поправок в уравнениях модели ASM-HEMT позволяет уменьшить среднюю ошибку аппроксимации численных зависимостей квазиуровня Ферми и поверхностной концентрации носителей заряда в канале от потенциала затвора с 20% до 8% и с 3% до 1% соответственно.

3. Рассмотрены основные уравнения модели ASM-HEMT, принципы их получения, а также способы учёта эффектов, характерных для реальных приборов.

4. Предложена методика построения модели ASM-HEMT, рассмотрены варианты автоматизации данной методики.

## 4 ПОСТРОЕНИЕ, ВЕРИФИКАЦИЯ И ВАЛИДАЦИЯ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящем разделе приведены результаты построения, верификации и валидации малосигнальных и нелинейных моделей, построенных с помощью методик, предложенных в настоящем диссертационном исследовании. В качестве экспериментальных данных выступали результаты характеристики СВЧ-транзисторов, изготовленных по трём технологиям GaAs рНЕМТ с различной проектной нормой, а также результаты измерений СВЧ-устройств, разработанных с использованием построенных моделей. Роль автора при выполнении данных исследований заключалась в следующем:

- обработка экспериментальных данных;
- построение, верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов.

### 4.1 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии АО «НИИПП» 0,15 мкм GaAs рНЕМТ

#### 4.1.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора

В качестве исследуемого прибора выступал СВЧ-транзистор в копланарном исполнении с общей шириной затвора 4 x 40 мкм, изготовленный в АО «НИИПП» (г. Томск) по технологии 0,15 мкм GaAs рНЕМТ. Фотография изготовленной тестовой структуры транзистора представлена на рисунке 4.1.

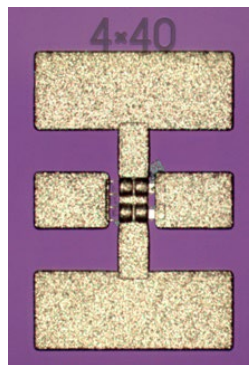


Рисунок 4.1 – Фотография тестовой структуры исследуемого 0,15 мкм GaAs рНЕМТ-транзистора с общей шириной затвора 4 x 40 мкм

Для проведения процедуры деэмбеддинга использовался комплект пассивных тестовых структур «PAD-OPEN-SHORT» (рисунок 4.2).

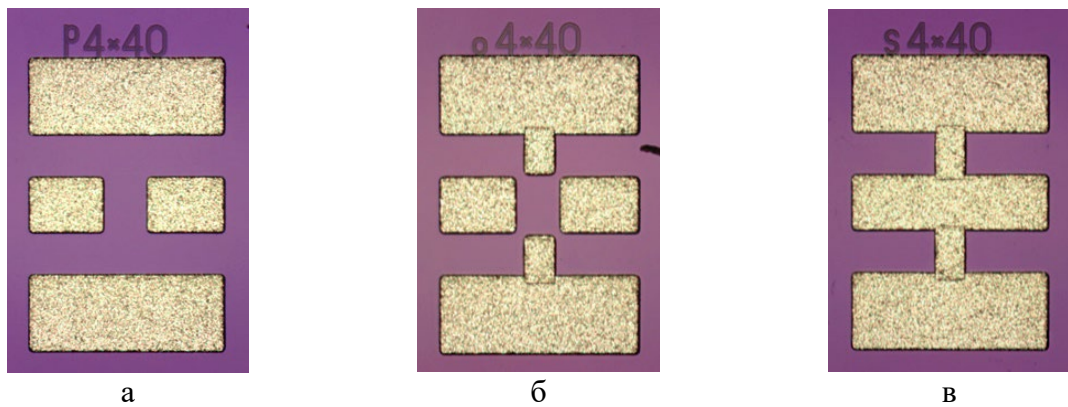


Рисунок 4.2 – Фотографии пассивных тестовых структур для деэмбеддинга:  
а) «PAD»; б) «OPEN»; в) «SHORT»

С помощью методик, предложенных в настоящей работе, были построены малосигнальные шумовые и нелинейные модели данного СВЧ-транзистора. Результаты верификации и валидации построенных моделей будут представлены в последующих пунктах.

#### 4.1.2 Результаты построения малосигнальной шумовой модели с помощью комбинированной методики

Для экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-транзистора по методике, представленной в подразделе 2.2, были проведены зондовые измерения S-параметров пассивных тестовых структур и самого транзистора в диапазоне частот 0,1– 50 ГГц.

В соответствии с предложенной методикой на первом этапе проводилась экстракция параметров ЭС для пассивных тестовых структур «PAD», «OPEN» и «SHORT». В таблице 4.1 представлены экстрагированные значения параметров ЭС для данных структур.

Таблица 4.1 – Значения параметров ЭС для пассивных тестовых структур

Параметр ЭС	Значение
$C_{11P}, \text{фФ}$	11,2
$C_{12P}, \text{фФ}$	3,5
$C_{22P}, \text{фФ}$	12,3
$L_{11S}, \text{пГн}$	23,5
$L_{12S}, \text{пГн}$	9,7
$L_{22S}, \text{пГн}$	21,2
$R_{11S}, \text{МОм}$	9,0
$R_{12S}, \text{МОм}$	13,3
$R_{22S}, \text{МОм}$	0,4
$C_{110}, \text{фФ}$	0,6
$C_{120}, \text{фФ}$	0,1
$C_{220}, \text{фФ}$	1,2

На рисунках 4.3–4.5 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров для всех пассивных тестовых структур.

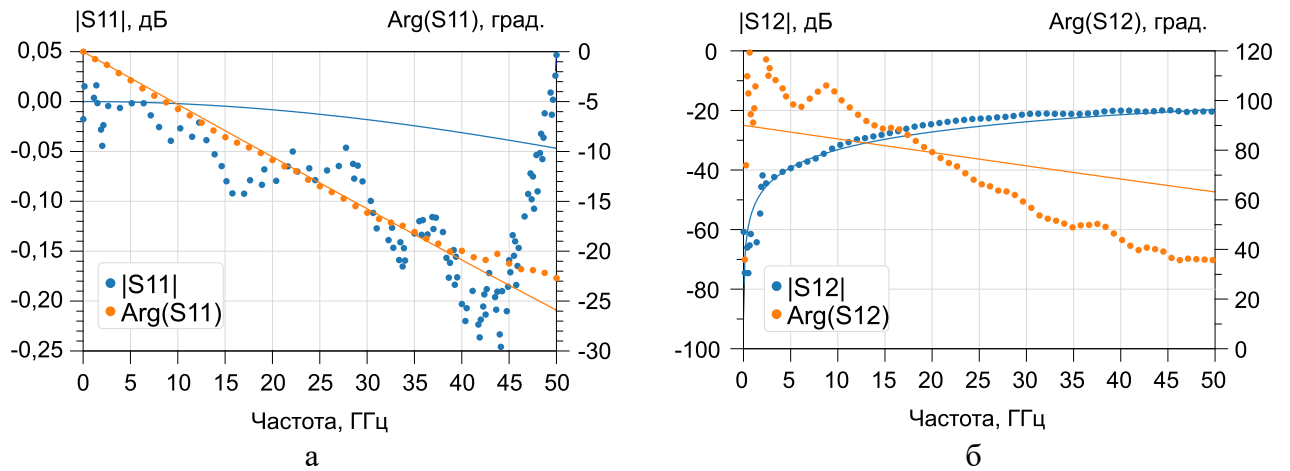


Рисунок 4.3 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) параметров  $S_{11}$  (а) и  $S_{12}$  (б) для тестовой структуры «PAD»

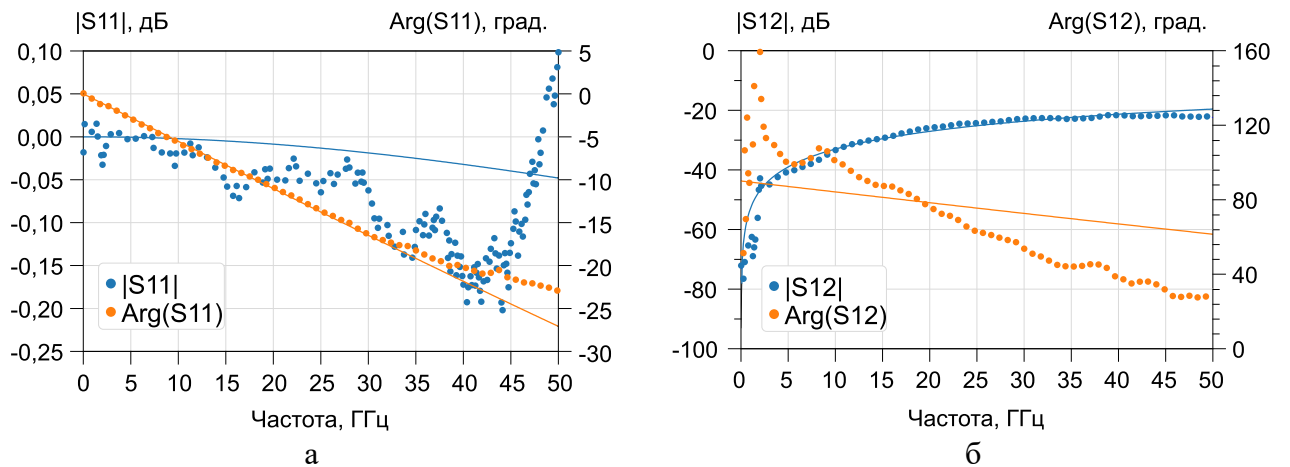


Рисунок 4.4 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) параметров  $S_{11}$  (а) и  $S_{12}$  (б) для тестовой структуры «OPEN»

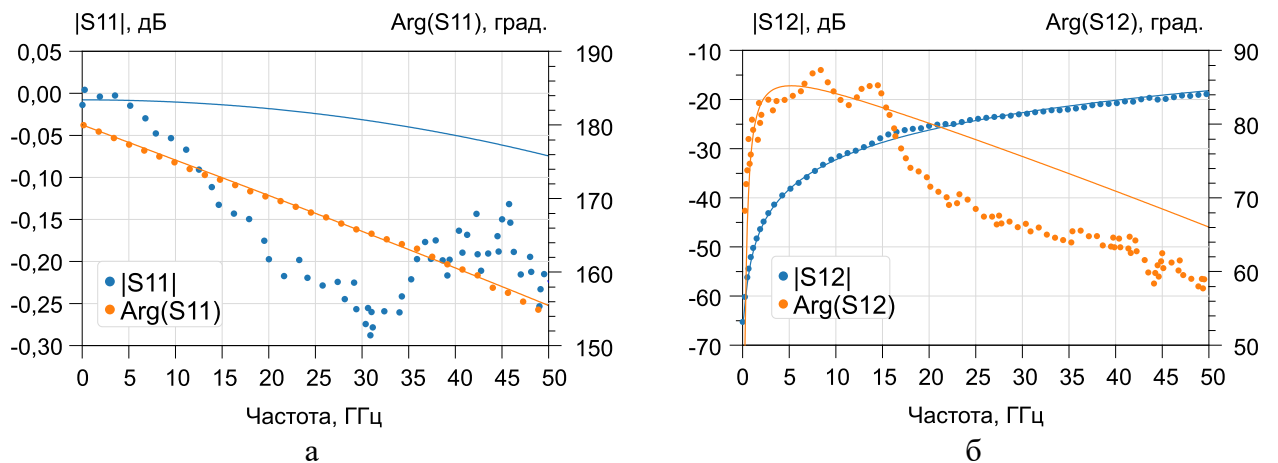


Рисунок 4.5 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) параметров  $S_{11}$  (а) и  $S_{12}$  (б) для тестовой структуры «SHORT»

Для смещения плоскостей отсчёта в плоскости прибора на следующем этапе проводилась процедура деэмбеддинга результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора на основе измеренных S-параметров пассивных тестовых структур. Далее осуществлялась экстракция параметров малосигнальной ЭС. Внешние параметры определялись на основе результатов

измерений S-параметров СВЧ-транзистора в двух «холодных» режимах при напряжении  $V_{ds} = 0$  В. В таблице 4.2 представлены экстрагированные значения внешних параметров малосигнальной ЭС.

Таблица 4.2 – Значения внешних параметров ЭС

Параметр ЭС	Значение
$C_{gp}$ , фФ	1,3
$C_{dp}$ , фФ	1,3
$L_g$ , пГн	4,2
$L_s$ , пГн	1,0
$L_d$ , пГн	3,8
$R_g$ , Ом	1,04
$R_s$ , Ом	1,9
$R_d$ , Ом	2,8

Параметры внутренней ЭС экстрагировались на основе результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора в трёх рабочих точках:  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 15, 20, 25$  мА. В таблице 4.3 представлены экстрагированные значения параметров внутренней ЭС для данных рабочих точек.

Таблица 4.3 – Значения внутренних параметров ЭС в трёх рабочих точках

Параметр ЭС	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 15$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 25$ мА
$C_{gs}$ , фФ	147,7	158,7	162,4
$C_{gd}$ , фФ	37,7	37,0	36,9
$C_{ds}$ , фФ	43,7	46,0	46,8
$R_{gs}$ , Ом	0,2	0,06	0,01
$R_{gd}$ , Ом	8,5	9,5	9,8
$R_{ds}$ , Ом	164,8	151,9	149,1
$R_{gsf}$ , кОм	74,5	79,5	76,8
$R_{gdf}$ , кОм	392,1	456,5	527,5
$G_m$ , мСм	74,9	86,8	90,8
$\tau$ , пс	0,8	0,8	0,8

На рисунке 4.6 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров, максимального коэффициента усиления и инвариантного коэффициента устойчивости в выбранных рабочих точках.

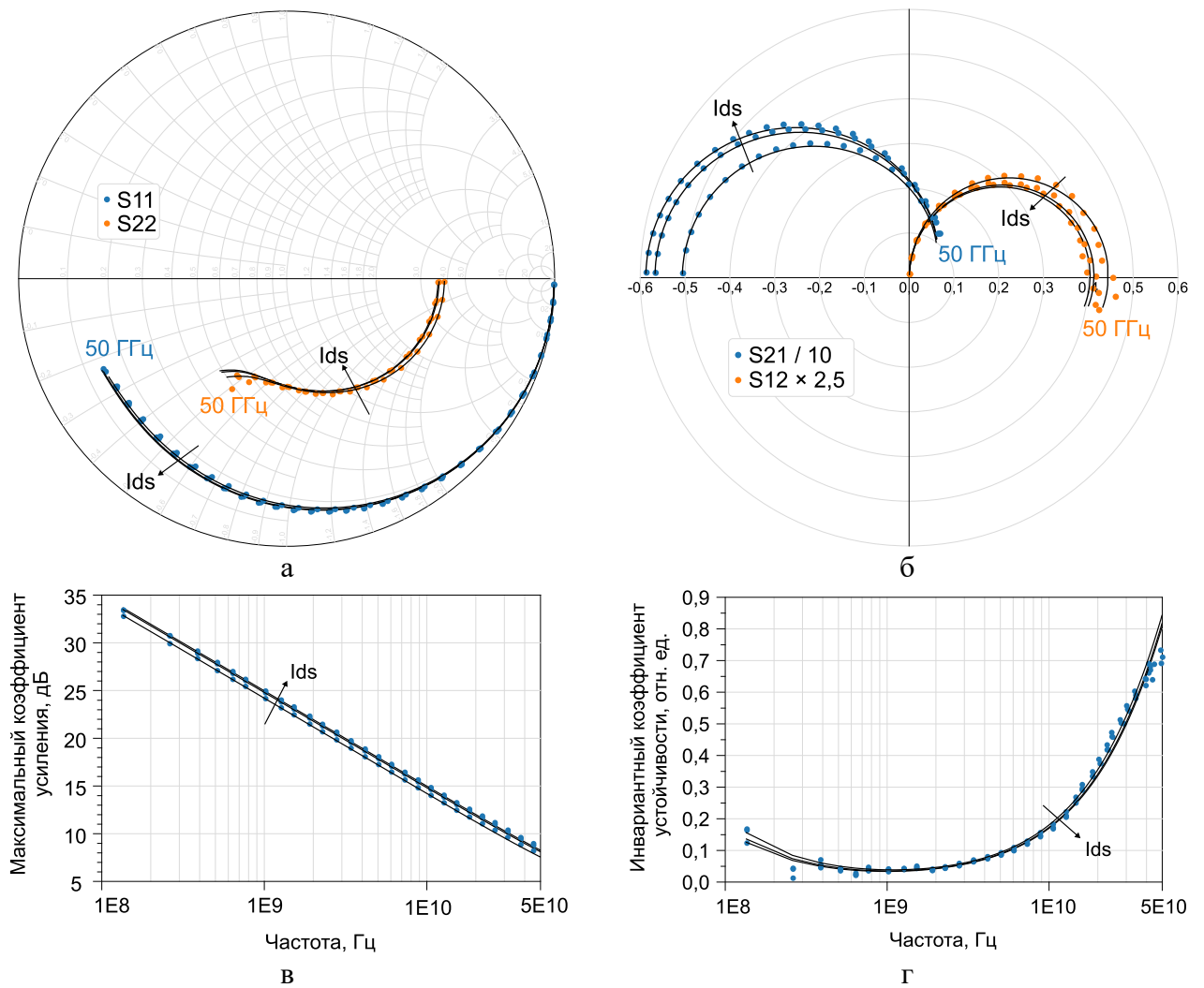


Рисунок 4.6 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров (а, б), максимального коэффициента усиления (в) и инвариантного коэффициента устойчивости (г) в рабочих точках  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 15, 20, 25$  мА

Оценка точности малосигнальных моделей проводилась с помощью метрики  $M1_{SP_{xy}}$  представленной в выражении (2.11). Данная метрика рассчитывалась для каждого элемента матрицы S-параметров. Для удобства сравнения рассчитанные значения метрик необходимо выразить в процентах. Для этого значение каждой метрики было увеличено в 100 раз. Далее проводилось усреднение полученных значений для определения интегральной оценки  $M1_{SP}$ . В таблице 4.4 представлены результаты оценки точности малосигнальных моделей в трёх рабочих точках.

Таблица 4.4 – Оценка точности малосигнальных моделей, определённых в плоскостях отсчёта СВЧ-транзистора

Метрика	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 15$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 25$ мА
$M1_{SP_{11}}$ , %	1,16	1,32	1,49



## Окончание таблицы 4.4

Метрика	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 15 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 20 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 25 \text{ мА}$
$M1\_SP_{12}, \%$	3,63	3,69	3,69
$M1\_SP_{21}, \%$	1,91	2,11	2,29
$M1\_SP_{22}, \%$	5,15	5,03	4,99
$M1\_SP, \%$	2,97	3,04	3,12

Для верификации малосигнальных моделей, определённых в плоскостях отсчёта контактных площадок, к внутренним выводам ЭС, экстрагированной из S-параметров тестовых структур «PAD-OPEN-SHORT», были подключены выводы самих малосигнальных моделей. На рисунке 4.7 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров, максимального коэффициента усиления и инвариантного коэффициента устойчивости в плоскостях отсчёта контактных площадок для рабочих точек  $V_{ds} = 3 \text{ В}, I_{ds} = 15, 20, 25 \text{ мА}$ .

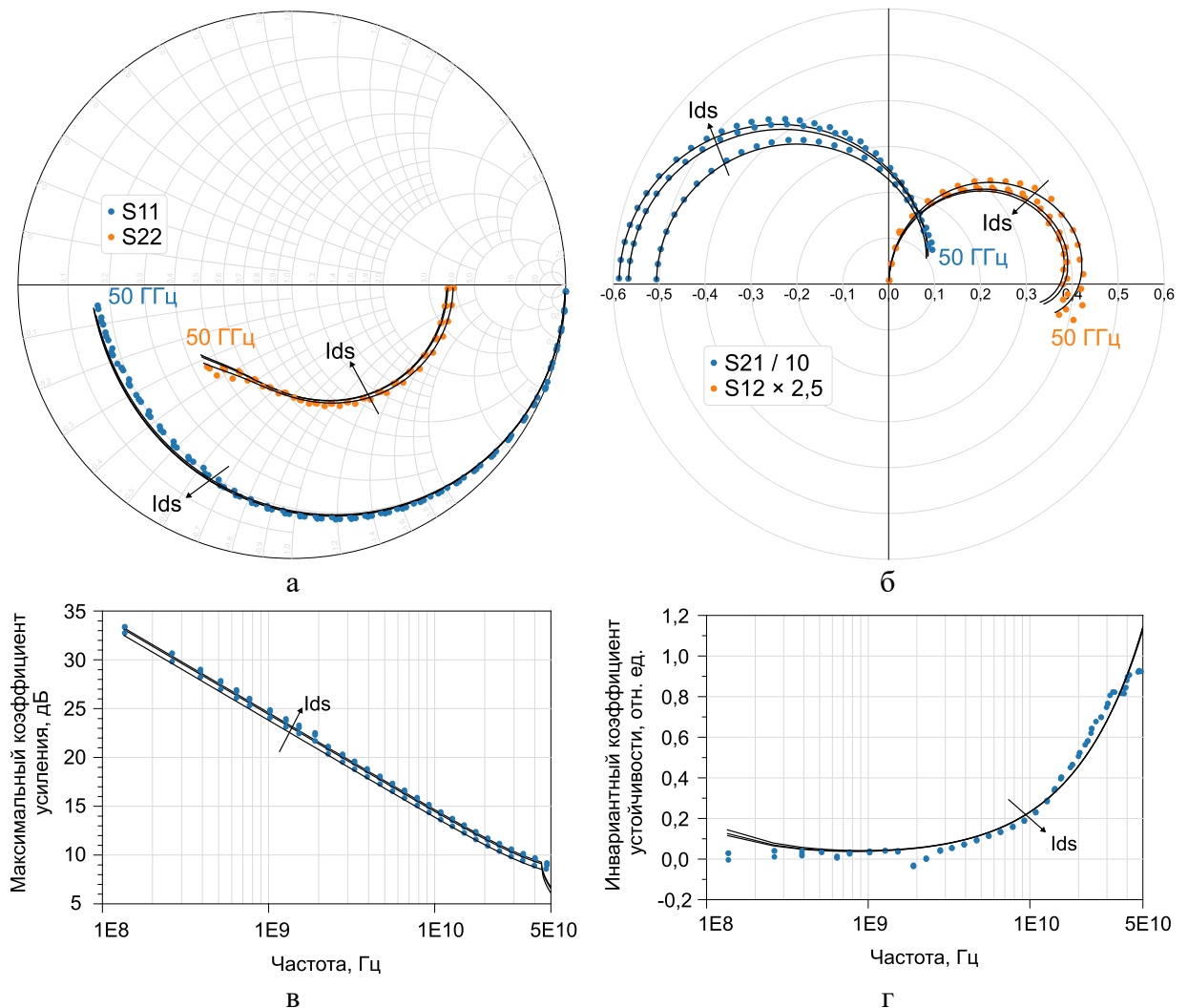


Рисунок 4.7 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров (а, б), максимального коэффициента усиления (в) и инвариантного коэффициента устойчивости (г) в плоскостях контактных площадок для рабочих точек  $V_{ds} = 3 \text{ В}, I_{ds} = 15, 20, 25 \text{ мА}$

По аналогии с малосигнальными моделями, определёнными в плоскостях отсчёта СВЧ-транзистора, для моделей в плоскостях отсчёта контактных площадок была проведена оценка точности моделирования S-параметров (таблица 4.5).

Таблица 4.5 – Оценка точности малосигнальных моделей, определённых в плоскостях отсчёта контактных площадок

Метрика	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 15 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 20 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 25 \text{ мА}$
$M1_{SP_{11}}, \%$	2,55	2,67	2,78
$M1_{SP_{12}}, \%$	4,87	5,06	5,14
$M1_{SP_{21}}, \%$	2,30	2,44	2,56
$M1_{SP_{22}}, \%$	5,83	5,86	5,85
$M1_{SP}, \%$	3,89	4,01	4,08

В соответствии с предложенной методикой после экстракции параметров малосигнальной ЭС следует этап построения шумовой модели. Для построения шумовой модели были проведены зондовые измерения коэффициента шума в тракте 50 Ом в диапазоне частот 1–40 ГГц.

Согласно предложенной методике, для возможности воспроизведения шумовых характеристик транзистора в малосигнальной модели, определённой в плоскостях отсчёта контактных площадок, необходимо установить значения эквивалентных шумовых температур сопротивлений  $R_{gs}$  и  $R_{ds}$ , а также учесть тепловые шумы, генерируемые остальными сопротивлениями.

В настоящей работе эквивалентные шумовые температуры  $T_g$  и  $T_d$  определялись путём подстройки их значений в симуляторе электронных схем. При этом в качестве критерия точности шумовой модели выступало соответствие измерений и моделирования коэффициента шума в тракте 50 Ом. Стоит отметить, что исходные результаты измерений коэффициента шума в тракте 50 Ом, как правило, сильно зашумлены из-за рассогласования источника шума с входным импедансом транзистора. Поэтому перед началом процедуры подстройки эквивалентных шумовых температур результаты измерений подвергались сглаживанию. Описание методики, которая использовалась для сглаживания измерений, может быть найдено в [190, 191]. Однако при верификации шумовой модели далее будут использоваться исходные результаты измерений, не подвергавшиеся предварительной обработке.

В таблице 4.6 представлены значения эквивалентных шумовых температур, определённые для рабочих точек  $V_{ds} = 3 \text{ В}, I_{ds} = 15, 20, 25 \text{ мА}$ .

Таблица 4.6 – Значения эквивалентных шумовых температур

Эквивалентная шумовая температура	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В}$ , $I_{ds} = 15 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В}$ , $I_{ds} = 20 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В}$ , $I_{ds} = 25 \text{ мА}$
$T_g, \text{ К}$	1773	2432	3073
$T_d, \text{ К}$	2003	2263	2633

На рисунке 4.8 представлено сравнение результатов измерений и моделирования коэффициента шума в тракте 50 Ом в выбранных рабочих точках.

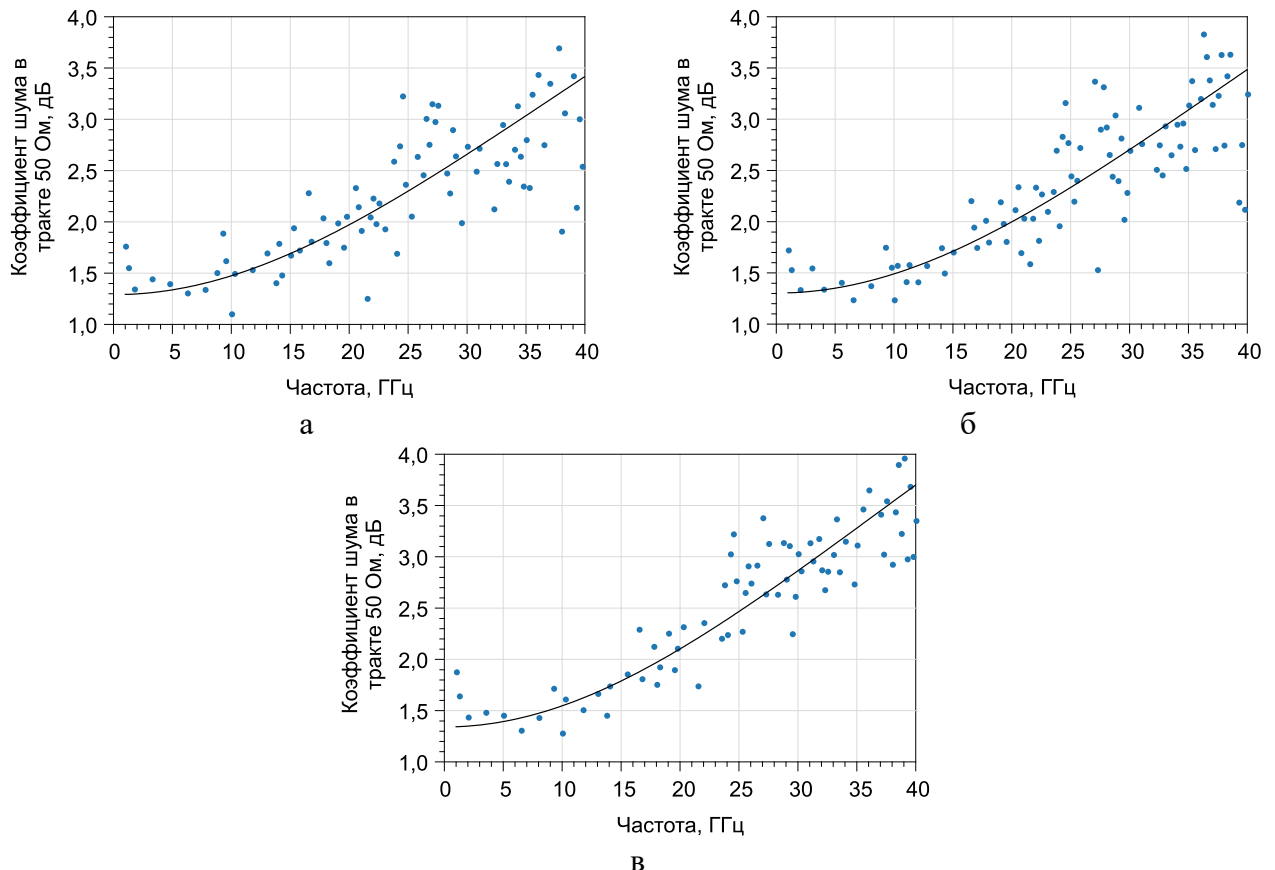


Рисунок 4.8 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) коэффициента шума в тракте 50 Ом в рабочих точках  $V_{ds} = 3 \text{ В}$ ,  $I_{ds} = 15 \text{ мА}$  (а);  $V_{ds} = 3 \text{ В}$ ,  $I_{ds} = 20 \text{ мА}$  (б);  $V_{ds} = 3 \text{ В}$ ,  $I_{ds} = 25 \text{ мА}$  (в)

На основе сравнения результатов измерений и моделирования S-параметров СВЧ-транзистора и коэффициента шума в тракте 50 Ом можно заключить, что предложенная комбинированная методика позволяет построить малосигнальную шумовую модель как в плоскостях отсчёта контактных площадок, так и в плоскостях отсчёта самого транзистора. При этом максимальная ошибка моделирования каждого элемента матрицы S-параметров в обоих случаях не превышает 6%, а усреднённая интегральная ошибка моделирования S-параметров в каждой рабочей точке не превышает 5%.

#### 4.1.3 Результаты построения малосигнальной модели с помощью методики на основе ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора

При построении малосигнальных моделей с помощью методики на основе ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора (подраздел 2.3) использовались результаты измерений S-параметров после деэмбеддинга (в плоскостях отсчёта прибора), представленные в предыдущем пункте.

В соответствии с предложенной методикой на первом этапе проводилась экстракция распределённых внешних ёмкостей малосигнальной ЭС СВЧ-транзистора. Для этого в программе ЭМ-моделирования были рассчитаны частотные зависимости Y-параметров соответствующих ЭМ-структур, после чего была проведена экстракция значений внешних ёмкостей на основе выражений (2.66–2.75). Экстракция внешних индуктивностей и сопротивлений проводилась с помощью комбинированной методики на основе результатов измерений S-параметров транзистора в «холодных» режимах. Однако из-за учёта распределённого характера внешних ёмкостей процедура исключения их влияния отличается от процедуры, применяемой в комбинированной методике. Вследствие этого экстрагированные значения внешних сопротивлений и индуктивностей отличаются от значений, полученных при экстракции с помощью комбинированной методики. В таблице 4.7 представлены экстрагированные значения внешних параметров малосигнальной ЭС с учётом распределённого характера внешних ёмкостей.

Таблица 4.7 – Значения внешних параметров эквивалентной схемы, учитывающей распределённый характер внешних ёмкостей

Параметр ЭС	Значение
$C_{gp}, \text{фФ}$	3,4
$C_{dp}, \text{фФ}$	5,1
$C_{gdp}, \text{фФ}$	1,3
$C_{gsi}, \text{фФ}$	17,8
$C_{dsi}, \text{фФ}$	22,1
$C_{gdi}, \text{фФ}$	15,7
$C_{sp}, \text{фФ}$	10,6
$L_g, \text{пГн}$	7,0
$L_s, \text{пГн}$	0,1
$L_d, \text{пГн}$	3,9
$R_g, \text{Ом}$	1,2
$R_s, \text{Ом}$	2,7
$R_d, \text{Ом}$	3,6

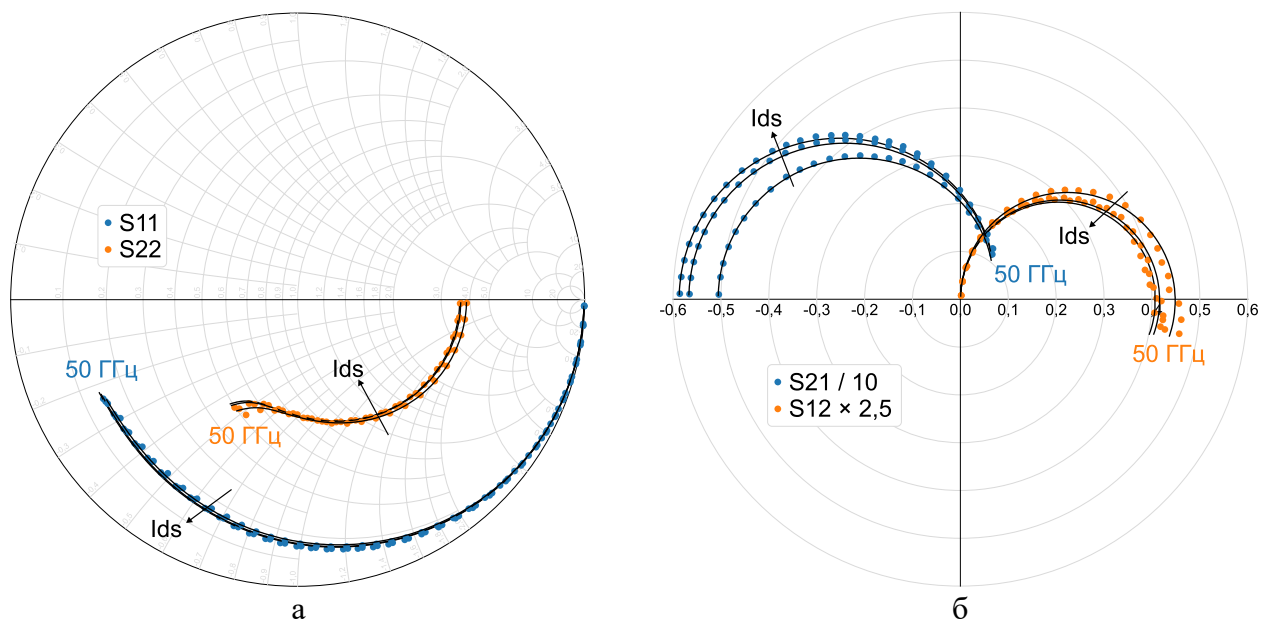
Параметры внутренней ЭС экстрагировались методом наименьших квадратов на основе результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора. В таблице 4.8 представлены

экстрагированные значения параметров внутренней ЭС в трёх рабочих точках, рассмотренных ранее.

Таблица 4.8 – Значения внутренних параметров эквивалентной схемы, учитывающей распределённый характер внешних ёмкостей

Параметр ЭС	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 15 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 20 \text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3 \text{ В},$ $I_{ds} = 25 \text{ мА}$
$C_{gs}, \text{ фФ}$	132,8	145,5	149,8
$C_{gd}, \text{ фФ}$	19,9	19,1	18,9
$C_{ds}, \text{ фФ}$	15,0	17,0	17,8
$R_{gs}, \text{ Ом}$	1,2	0,9	0,7
$R_{gd}, \text{ Ом}$	38,4	43,7	45,0
$R_{ds}, \text{ Ом}$	154,2	140,7	137,6
$R_{gsf}, \text{ кОм}$	71,0	75,0	72,0
$R_{gdf}, \text{ кОм}$	414,7	488,4	568,8
$G_m, \text{ мСм}$	80,0	93,7	98,2
$\tau, \text{ пс}$	0,9	0,9	0,9

На рисунке 4.9 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров, максимального коэффициента усиления и инвариантного коэффициента устойчивости в выбранных рабочих точках в случае эквивалентной схемы, учитывающей распределённый характер внешних ёмкостей.



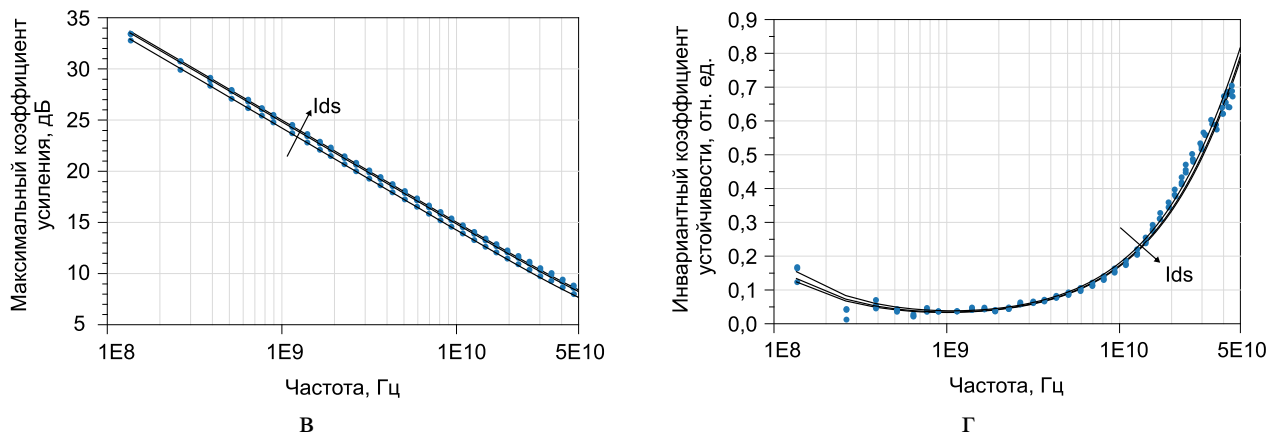


Рисунок 4.9 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров (а, б), максимального коэффициента усиления (в) и инвариантного коэффициента устойчивости (г) в рабочих точках  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 15, 20, 25$  мА в случае эквивалентной схемы, учитывающей распределённый характер внешних ёмкостей

При визуальном сравнении измеренных и рассчитанных характеристик, представленных на рисунках 4.6 и 4.9, было установлено, что ЭС, учитывающая распределённый характер внешних ёмкостей, лучше согласуется с результатами измерений в области высоких частот, в то время как в нижнем частотном диапазоне отличия от упрощённой ЭС незначительны. Для количественной оценки точности полученных малосигнальных моделей был проведён расчёт метрик  $M1\_SP_{xy}$  и  $M1\_SP$  (таблица 4.9).

Таблица 4.9 – Оценка точности малосигнальных моделей, учитывающих распределённый характер внешних ёмкостей

Метрика	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 15$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 25$ мА
$M1\_SP_{11}, \%$	1,00	0,97	0,94
$M1\_SP_{12}, \%$	3,47	3,55	3,54
$M1\_SP_{21}, \%$	1,27	1,33	1,42
$M1\_SP_{22}, \%$	2,75	2,63	2,57
$M1\_SP, \%$	2,12	2,12	2,12

Сравнение значений из таблиц 4.4 и 4.9 свидетельствует о том, что учёт распределённого характера внешних ёмкостей позволяет снизить интегральную ошибку моделирования S-параметров. При этом наибольший вклад в уменьшение ошибки моделирования наблюдается для коэффициента отражения по выходу ( $S_{22}$ ), где различие в значениях метрики  $M1\_SP_{22}$  составляет более 2%.

#### 4.1.4 Результаты построения модифицированной нелинейной модели ASM-HEMT

Для построения модифицированной нелинейной модели ASM-HEMT по методике, представленной в подразделе 3.3, были проведены зондовые измерения вольтамперных

характеристик и S-параметров исследуемого СВЧ-транзистора в диапазоне частот 0,1–50 ГГц при различных напряжениях смещения. Режимы, при которых проводились измерения характеристик, представлены в таблице 4.10

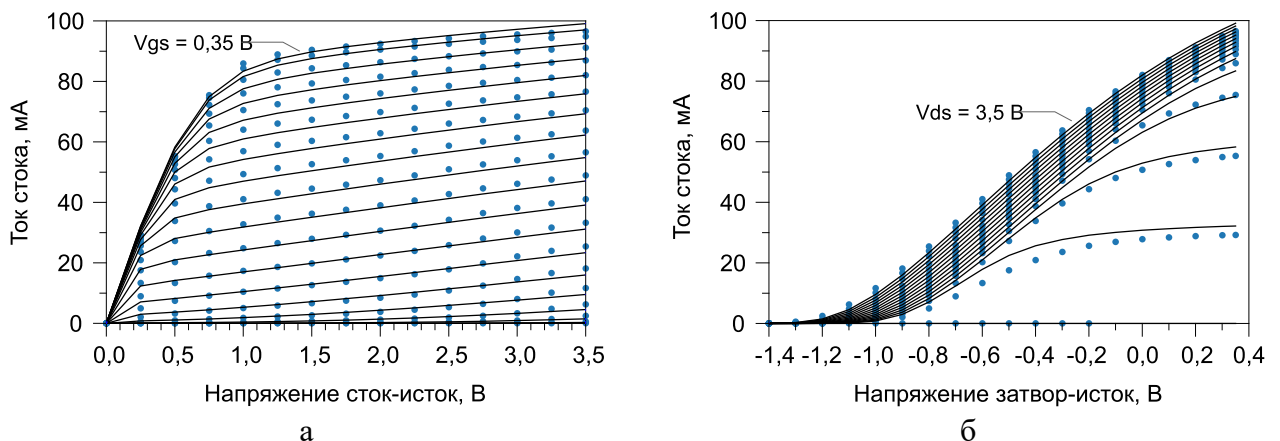
Таблица 4.10 – Режимы по напряжениям смещения при измерениях ВАХ и S-параметров СВЧ-транзистора

Напряжение	Значение		
	Начальное, В	Конечное, В	Шаг, В
Сток-исток ( $V_{ds}$ )	-2,4	0,35	0,05
Затвор-исток ( $V_{gs}$ )	0	3,5	0,25

В соответствии с предложенной методикой на первом этапе проводилась экстракция параметров модифицированной модели ASM-HEMT, определяющих характер рассчитываемых характеристик на постоянном токе. Для этого в модели были установлены значения следующих параметров СВЧ-транзистора, предоставленные предприятием-изготовителем:

- длина затвора  $L$ ;
- толщина барьерного слоя  $T_{BAR}$ ;
- единичная ширина затвора  $W$ ;
- расстояния затвор-сток  $LDG$  и затвор-исток  $LSG$ ;
- расстояние от контакта затвора до края канала транзистора.

Далее осуществлялась экстракция параметров модели согласно этапам, определённым в методике. Сравнение результатов измерений и моделирования характеристик на постоянном токе представлено на рисунке 4.10. Для удобства визуального сравнения все характеристики приведены в диапазонах напряжений  $V_{gs}$  от -1,4 В до 0,35 В с шагом 0,1 В и  $V_{ds}$  от 0 В до 3,5 В с шагом 0,25 В.



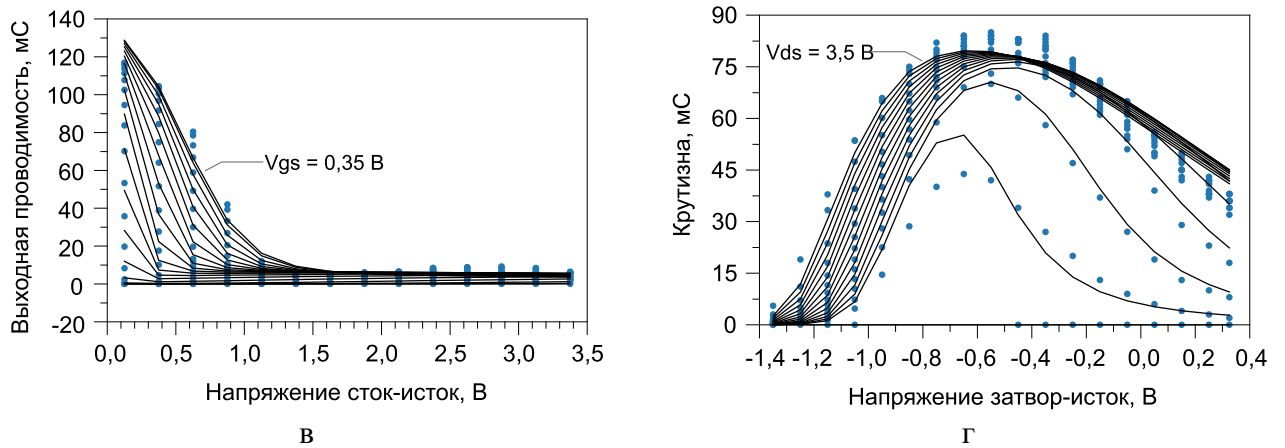


Рисунок 4.10 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) ВАХ (а, б), выходной проводимости (в) и крутизны (г)

Перед определением параметров, определяющих динамические характеристики, в схему модели были добавлены внешние ёмкости  $C_{gp}$ ,  $C_{dp}$ , индуктивности  $L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$  и сопротивление затвора  $R_g$  из малосигнальной модели, построенной с помощью комбинированной методики экстракции (таблица 4.2). Внешние сопротивления истока  $R_s$  и стока  $R_d$  не были добавлены в схему, поскольку в модели ASM-HEMT имеются выражения (3.73–3.74), позволяющие учесть нелинейный характер данных сопротивлений. Параметры в этих выражениях были определены на предыдущем этапе, где рассчитывались характеристики модели на постоянном токе.

Далее, согласно методике, проводилась экстракция параметров внутренних ёмкостей с использованием вольтфарадных характеристик, рассчитанных из результатов измерений Y-параметров СВЧ-транзистора в одной частотной точке.

Верификация полученной нелинейной модели по S-параметрам проводилась в рабочих точках, наиболее часто используемых при разработке маломощных усилителей: при  $V_{gs}$  от  $-0,9$  В до  $-0,7$  В с шагом  $0,1$  В и  $V_{ds}$  от  $2$  В до  $3$  В с шагом  $0,5$  В. Для возможности оценки тока стока в данных точках на рисунке 4.11 показано их местоположение на выходной вольтамперной характеристике.

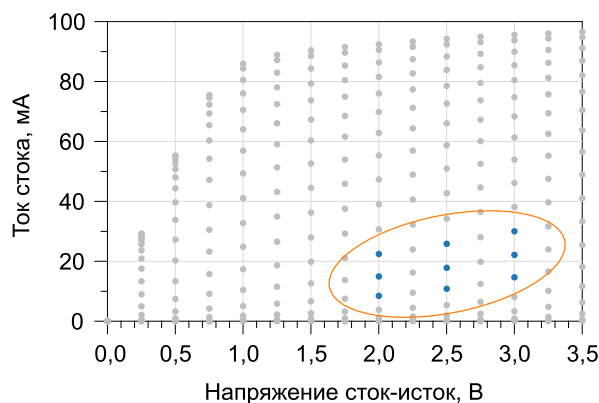


Рисунок 4.11 – Рабочие точки на выходной ВАХ СВЧ-транзистора, выбранные для верификации модели по S-параметрам



На рисунке 4.12 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров в выбранных рабочих точках.

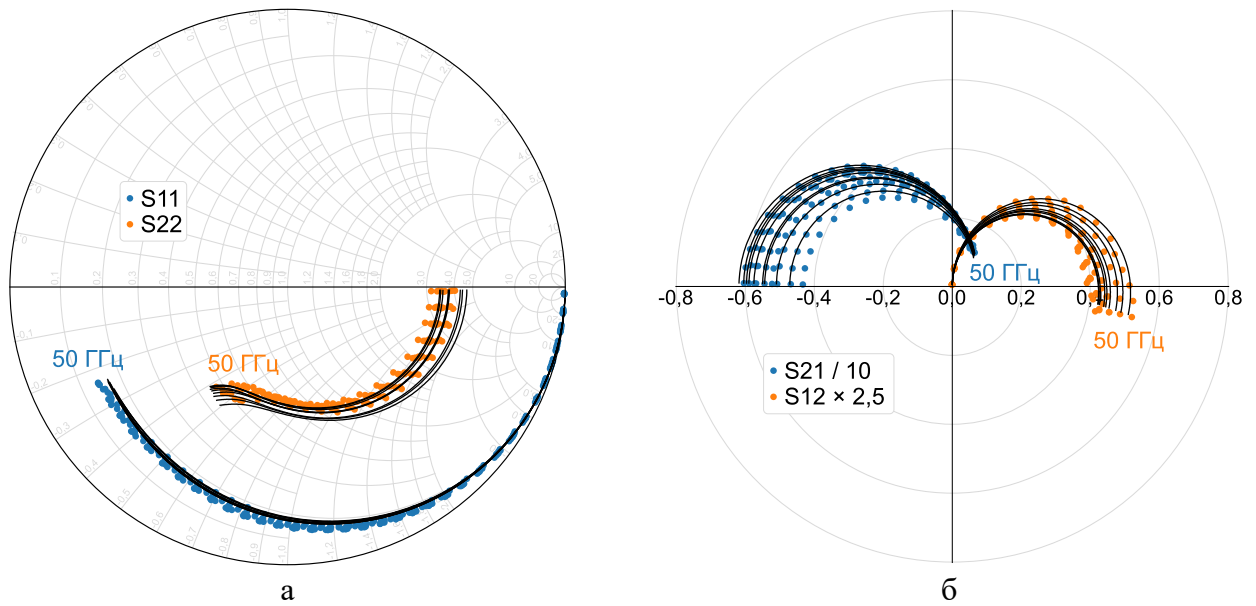


Рисунок 4.12 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) параметров рассеяния  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  (а) и  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  (б)

Из рисунка 4.12 видно, что построенная нелинейная модель воспроизводит характер измеренных S-параметров СВЧ-транзистора в выбранных рабочих точках. Учитывая согласование измеренных и рассчитанных характеристик на постоянном токе, можно сделать вывод, что модифицированная физическая компактная модель ASM-HEMT позволяет рассчитывать статические и динамические характеристики арсенид-галлиевого СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов.

#### 4.1.5 Валидация моделей СВЧ-транзисторов на примере СВЧ МИС

С целью валидации малосигнальной шумовой модели, представленной в п. 4.1.2, были разработаны тестовые МИС усилителей диапазона частот 7–17 ГГц и 17–24 ГГц. Требования к основным характеристикам усилителей приведены в таблицах 4.11 и 4.12 соответственно. Оба тестовых усилителя являются двухкаскадными и содержат цепи автосмещения для обеспечения их работы от одного источника питания положительной полярности. Фотографии изготовленных кристаллов с усилителями представлены на рисунке 4.13.



Рисунок 4.13 – Фотографии изготовленных кристаллов буферного усилителя диапазона частот 7–17 ГГц (а) и малошумящего усилителя диапазона частот 17–24 ГГц (б)

Таблица 4.11 – Параметры тестового буферного усилителя: требования, моделирование, измерения

Параметр усилителя	Требования	Моделирование	Измерения
$\Delta f$ , ГГц	7–17	7–17	7–17
$ S_{21} $ , дБ	15	$15 \pm 0,2$	$15 \pm 0,5$
$ S_{11} $ , дБ	$\leq -10$	-15	-7,8
$ S_{22} $ , дБ	$\leq -10$	-19	-20
$NF$ , дБ	$\leq 4$	3,9	4,1

На рисунке 4.14 приведены структурная и эквивалентная схемы по СВЧ-сигналу для буферного усилителя (БУ) 7–17 ГГц. В качестве активного элемента в первом каскаде БУ используется транзистор с общей шириной затвора  $4 \times 40$  мкм, во втором каскаде БУ – транзистор  $4 \times 75$  мкм. Малосигнальные шумовые модели данных транзисторов были построены с помощью предложенной комбинированной методики экстракции (подраздел 2.2). Результаты верификация модели транзистора  $4 \times 40$  мкм были представлены в п. 4.1.2. Для обеспечения равномерного усиления и приемлемого уровня согласования на входе в широком диапазоне частот первый каскад БУ включает параллельную обратную связь.

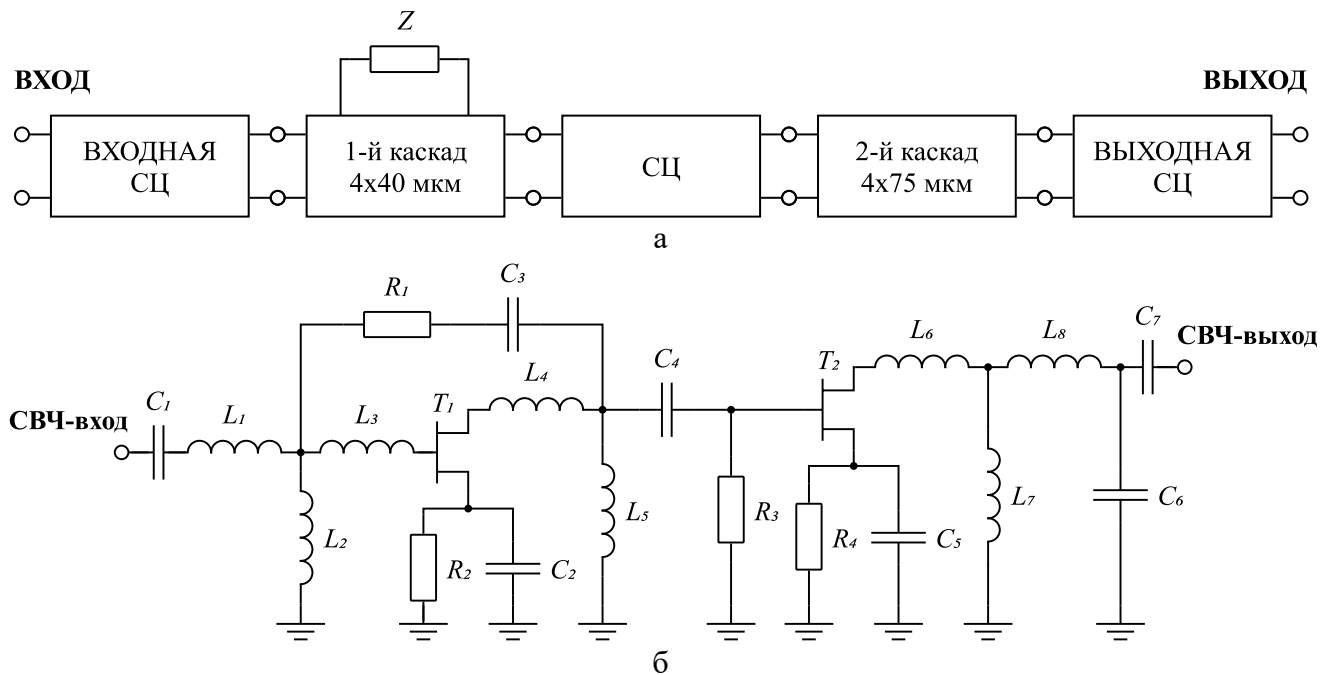


Рисунок 4.14 – Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы БУ диапазона частот 7–17 ГГц по СВЧ-сигналу

Расчетные и экспериментальные характеристики МИС БУ, соответствующие режиму работы по постоянному току 5 В и 45 мА, приведены на рисунке 4.15 и в таблице 4.11.

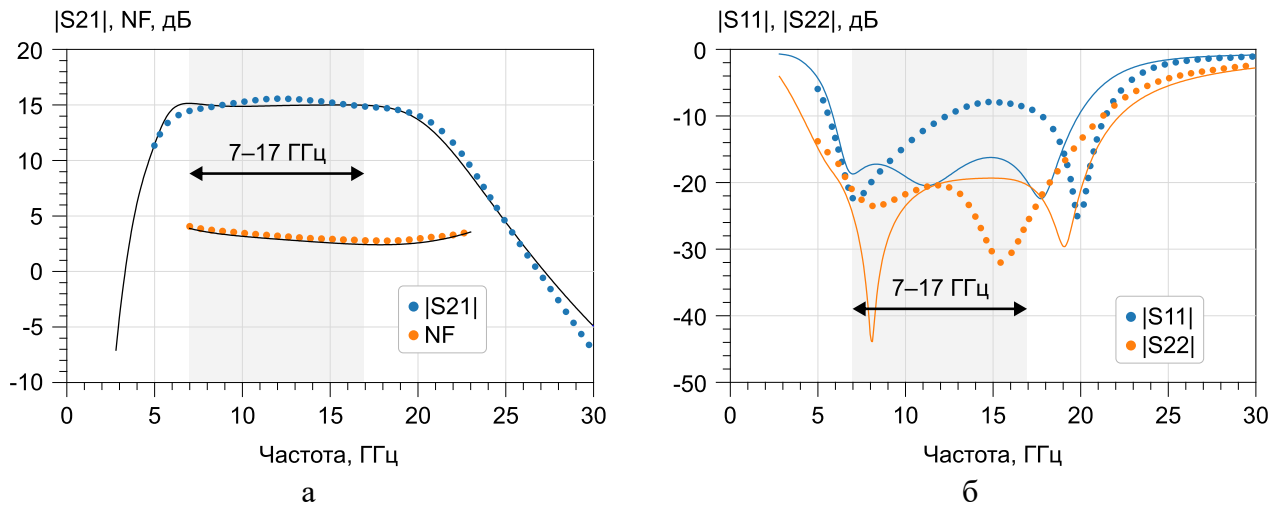


Рисунок 4.15 – Измеренные (символы) и рассчитанные (сплошная линия) характеристики МИС БУ:  $|S_{21}|$ ,  $NF$  (а) и  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  (б)

Таблица 4.12 – Параметры тестового малошумящего усилителя: требования, моделирование, измерения

Параметр усилителя	Требования	Моделирование	Измерения
$\Delta f$ , ГГц	17–24	17–24	17–24
$ S_{21} $ , дБ	13	$13,2 \pm 0,2$	$12,9 \pm 0,8$
$ S_{11} $ , дБ	$\leq -10$	-15	-10
$ S_{22} $ , дБ	$\leq -10$	-15	-9
$NF$ , дБ	$\leq 3$	2,9	3,3

На рисунке 4.16 приведены структурная и эквивалентная схемы по СВЧ-сигналу для МШУ диапазона частот 17–24 ГГц. В качестве активного элемента в обоих каскадах МШУ используется транзистор с общей шириной затвора  $4 \times 40$  мкм.

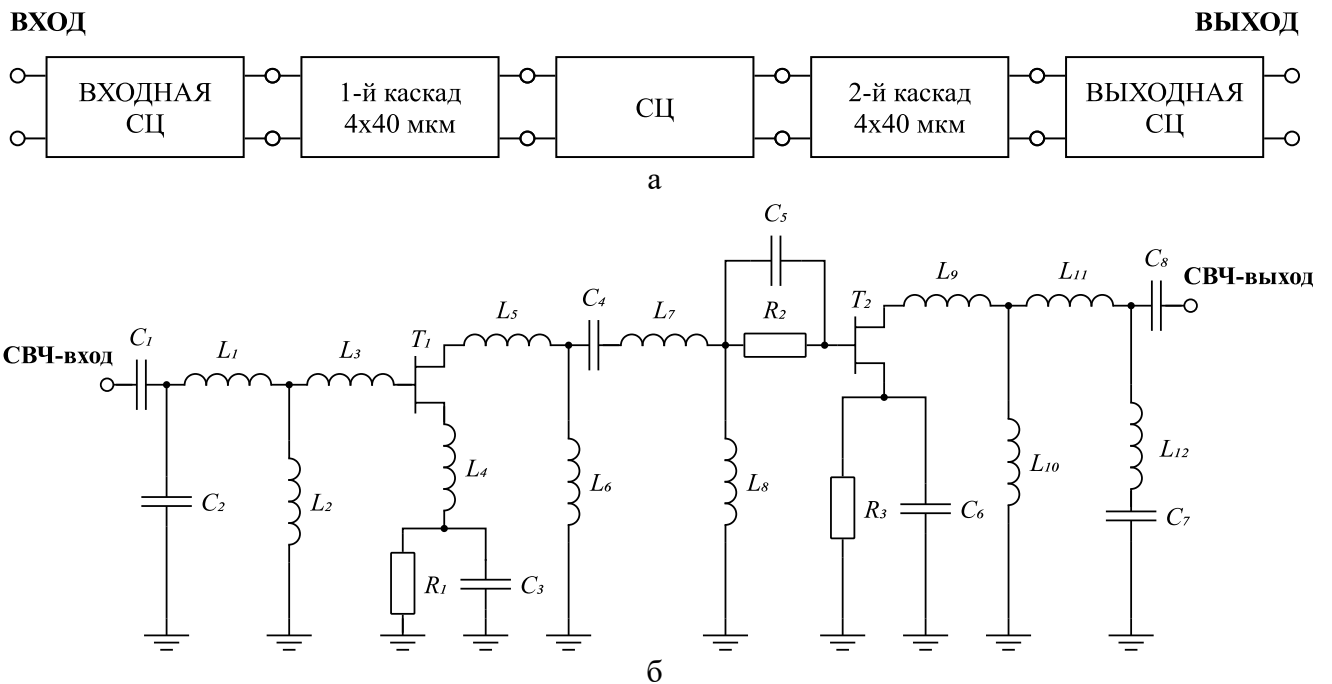


Рисунок 4.16 – Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы МШУ диапазона частот 17–24 ГГц по СВЧ-сигналу

Расчетные и экспериментальные характеристики МИС МШУ, соответствующие режиму работы по постоянному току 5 В и 30 мА, приведены на рисунке 4.17 и в таблице 4.12.

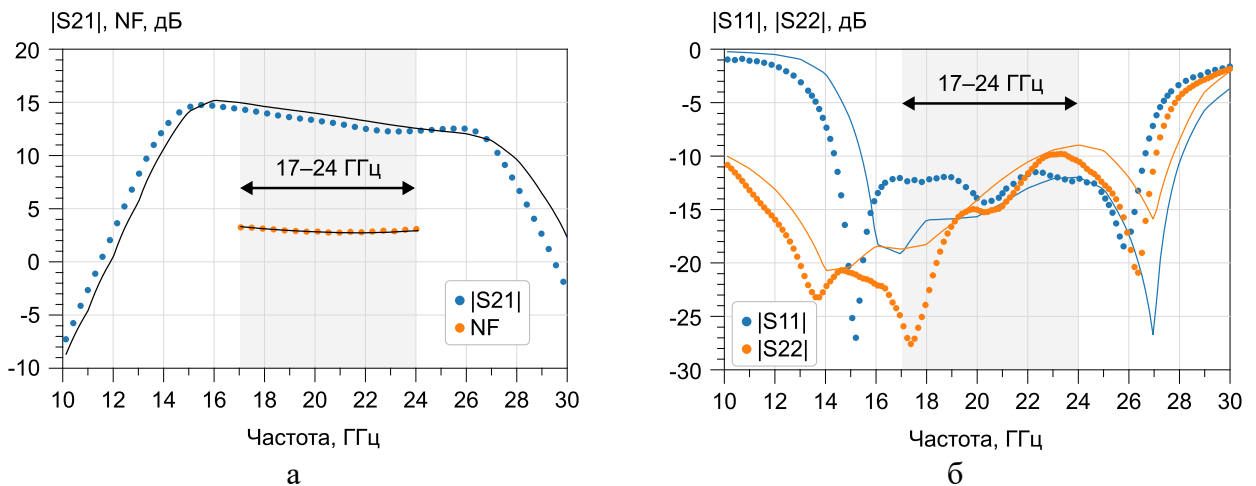


Рисунок 4.17 – Измеренные (символы) и рассчитанные (сплошная линия) характеристики МИС МШУ:  $|S_{21}|$ ,  $NF$  (а) и  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  (б)

Полученные данные изготовления МИС усилителей свидетельствуют о том, что коэффициенты усиления и шума достаточно точно совпадают в рассматриваемых диапазонах частот, что свидетельствует об адекватности используемых малосигнальных шумовых моделей транзисторов.

На рисунке 4.18 представлено сравнение результатов измерений и расчёта выходной мощности МШУ  $P_{1dB}$  по уровню компрессии коэффициента усиления на 1 дБ. Результаты расчёта были получены с использованием нелинейной модели СВЧ-транзистора, представленной в п. 4.1.4.

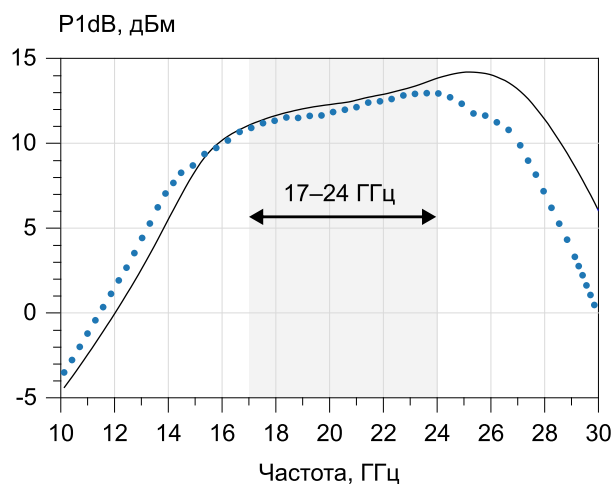


Рисунок 4.18 – Измеренная (символы) и рассчитанная (сплошная линия) выходная мощность МШУ по уровню компрессии коэффициента усиления на 1 дБ

Из рисунка 4.18 видно, что выходная мощность МШУ достаточно точно совпадает в диапазоне частот 17–24 ГГц, что свидетельствует об адекватности построенной модифицированной нелинейной модели ASM-HEMT.

## 4.2 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии ЦКП НИЯУ МИФИ «Гетероструктурная СВЧ-электроника и физика широкозонных полупроводников» 0,15 мкм GaAs pHEMT

### 4.2.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора

В качестве исследуемого прибора выступал СВЧ-транзистор в микрополосковом исполнении с общей шириной затвора  $4 \times 50$  мкм, изготовленный в ЦКП НИЯУ МИФИ «Гетероструктурная СВЧ-электроника и физика широкозонных полупроводников» (г. Москва) по технологии 0,15 мкм GaAs pHEMT. Фотография тестовой структуры изготовленного транзистора представлена на рисунке 4.19.

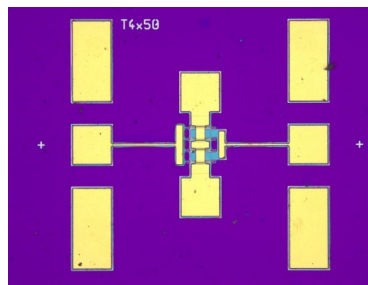


Рисунок 4.19 – Фотография тестовой структуры исследуемого 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзистора с общей шириной затвора  $4 \times 50$  мкм

Для проведения процедуры деэмбеддинга использовался комплект пассивных тестовых структур, представленный на рисунке 4.20. В основе используемой методики деэмбеддинга использовался метод L2L, описание которого может быть найдено в работе [172]. Данный метод позволяет исключить влияние контактных площадок и подводящих линий из тестовой структуры исследуемого устройства в микрополосковом исполнении. Для исключения влияния сквозных заземляющих отверстий после проведения деэмбеддинга методом L2L проводилось вычитание Z-параметров тестовой структуры «SHORT» (рисунок 4.20) из Z-параметров СВЧ-транзистора. При этом для короткозамкнутой тестовой структуры также предварительно проводилась процедура деэмбеддинга методом L2L. Рассмотренная вариация метода деэмбеддинга L2L с исключением влияния сквозных заземляющих отверстий получила название «L2L-2VIA» [192].

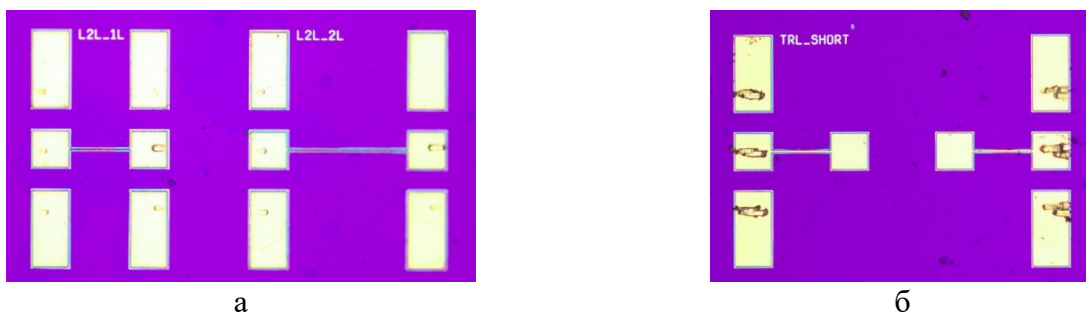


Рисунок 4.20 – Фотографии пассивных тестовых структур для деэмбеддинга методом L2L: а) микрополосковые линии; б) короткозамкнутая структура «SHORT»

С помощью методик, предложенных в настоящей работе, была построена малосигнальная шумовая модель исследуемого транзистора. В п. 4.1.3 было показано, что методика на основе ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора позволяет получить малосигнальную модель с наименьшей ошибкой моделирования S-параметров. В связи с этим экстракция внешних ёмкостей в малосигнальной модели рассматриваемого СВЧ-транзистора проводилась именно с помощью данной методики. Все остальные параметры ЭС, в том числе и эквивалентные шумовые температуры сопротивлений  $R_{gs}$  и  $R_{ds}$  определялись в соответствии с комбинированной методикой (подраздел 2.2). Результаты верификации и валидации построенной модели будут представлены в последующих пунктах.

#### 4.2.2 Результаты построения малосигнальной шумовой модели с помощью методики на основе ЭМ-анализа топологии СВЧ-транзистора

Для экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-транзистора по методике, представленной в подразделе 2.3, были проведены зондовые измерения S-параметров СВЧ-транзистора в диапазоне частот 0,1– 50 ГГц.

Для смещения плоскостей отсчёта проводилась процедура деэмбеддинга результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора с помощью подхода, описанного в п. 4.2.1. Экстракция внешних ёмкостей малосигнальной ЭС осуществлялась по аналогии с процедурой, описанной в п. 4.1.3. Экстракция остальных внешних и внутренних параметров ЭС осуществлялась по аналогии с п. 4.1.2. В таблице 4.13 представлены экстрагированные значения внешних параметров малосигнальной ЭС с учётом распределённого характера внешних ёмкостей.

Таблица 4.13 – Значения внешних параметров эквивалентной схемы, учитывающей распределённый характер внешних ёмкостей

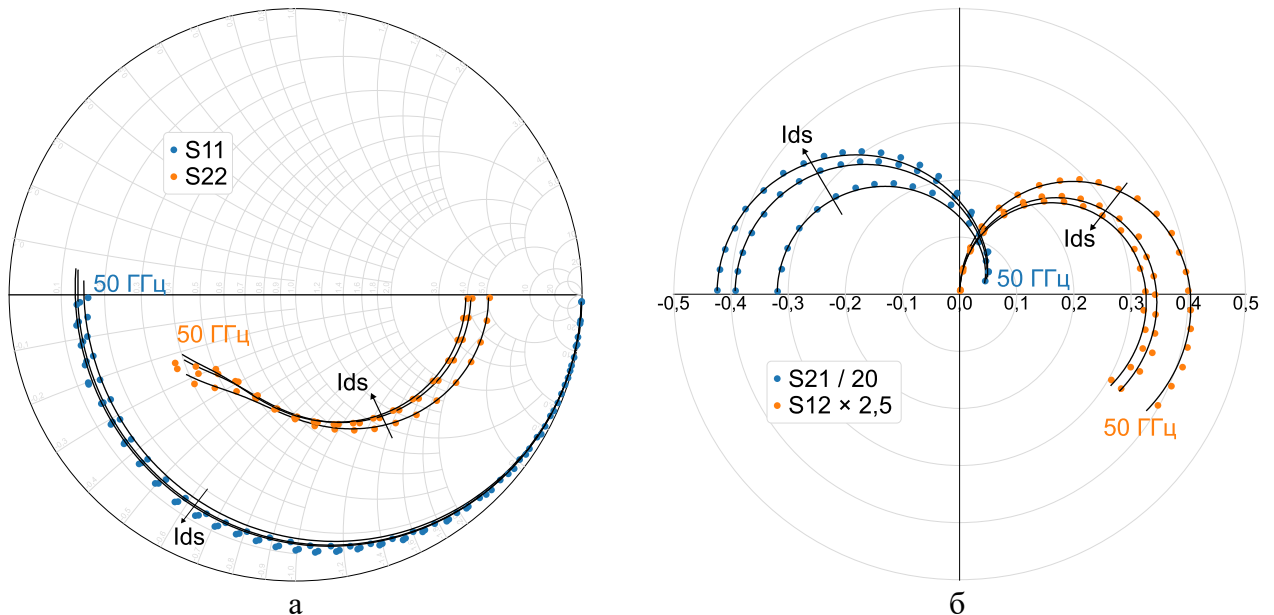
Параметр ЭС	Значение
$C_{gp}, \text{ фФ}$	7,3
$C_{dp}, \text{ фФ}$	8,5
$C_{gdp}, \text{ фФ}$	2,0
$C_{gsi}, \text{ фФ}$	20,2
$C_{dsi}, \text{ фФ}$	18,5
$C_{gdi}, \text{ фФ}$	14,0
$C_{sp}, \text{ фФ}$	14,9
$L_g, \text{ пГн}$	39,0
$L_s, \text{ пГн}$	0,5
$L_d, \text{ пГн}$	35,9
$R_g, \text{ Ом}$	1,0
$R_s, \text{ Ом}$	1,5
$R_d, \text{ Ом}$	2,3

Параметры внутренней ЭС экстрагировались методом наименьших квадратов на основе результатов измерений S-параметров СВЧ-транзистора. В таблице 4.14 представлены экстрагированные значения параметров внутренней ЭС в трёх рабочих точках:  $V_{ds} = 3\text{ В}$ ,  $I_{ds} = 10, 20, 30\text{ мА}$ .

Таблица 4.14 – Значения внутренних параметров ЭС

Параметр ЭС	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3\text{ В}$ , $I_{ds} = 10\text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3\text{ В}$ , $I_{ds} = 20\text{ мА}$	Рабочая точка $V_{ds} = 3\text{ В}$ , $I_{ds} = 30\text{ мА}$
$C_{gs}$ , фФ	177,2	200,8	202,9
$C_{gd}$ , фФ	27,3	24,7	23,0
$C_{ds}$ , фФ	32,5	34,6	35,8
$R_{gs}$ , Ом	4,0	3,1	2,7
$R_{gd}$ , Ом	24,1	29,1	33,3
$R_{ds}$ , Ом	224,0	174,1	161,8
$R_{gsf}$ , кОм	57,7	64,0	36,7
$R_{gdf}$ , кОм	1000,0	1000,0	1000,0
$G_m$ , мСм	87,4	116,3	129,3
$\tau$ , пс	0,7	0,6	0,5

На рисунке 4.21 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров, максимального коэффициента усиления и инвариантного коэффициента устойчивости в выбранных рабочих точках.



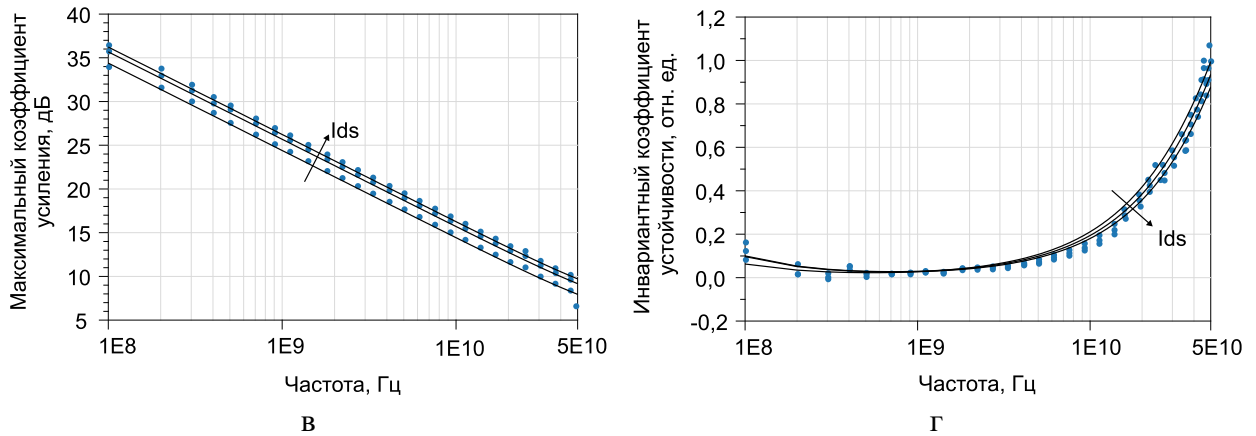


Рисунок 4.21 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров (а, б), максимального коэффициента усиления (в) и инвариантного коэффициента устойчивости (г) в рабочих точках  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 10, 20, 30$  мА

Для количественной оценки точности полученных малосигнальных моделей был проведён расчёт метрик  $M1\_SP_{xy}$  и  $M1\_SP$  (таблица 4.15).

Таблица 4.15 – Оценка точности построенных малосигнальных моделей

Метрика	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 10$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 30$ мА
$M1\_SP_{11}, \%$	3,11	3,13	3,14
$M1\_SP_{12}, \%$	1,73	1,92	1,99
$M1\_SP_{21}, \%$	2,92	3,03	2,99
$M1\_SP_{22}, \%$	3,08	3,32	3,37
$M1\_SP, \%$	2,71	2,85	2,87

Из таблицы 4.15 видно, что значение интегральной ошибки моделирования S-параметров в выбранных рабочих точках не превышает 3%.

Полученные малосигнальные ЭС использовались для построения шумовых моделей. При построении шумовых моделей применялась процедура, аналогичная представленной в п. 4.1.2. В таблице 4.16 приведены значения эквивалентных шумовых температур, определённые для рабочих точек  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 10, 20, 30$  мА.

Таблица 4.16 – Значения эквивалентных шумовых температур

Эквивалентная шумовая температура	Значение		
	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 15$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА	Рабочая точка $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 25$ мА
$T_g, \text{К}$	720	960	1260
$T_d, \text{К}$	3570	3870	4470

На рисунке 4.22 представлено сравнение результатов измерений и моделирования коэффициента шума в тракте 50 Ом в выбранных рабочих точках.



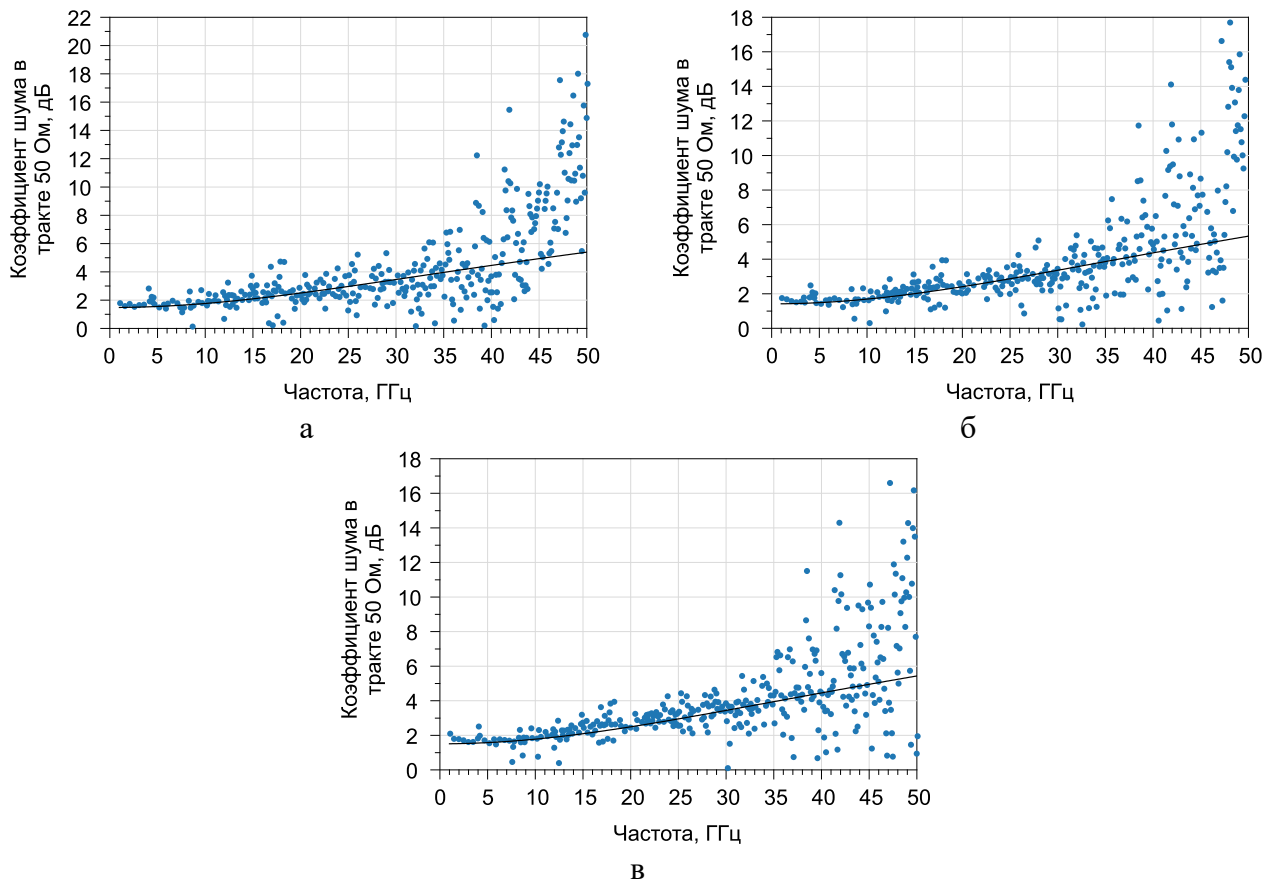


Рисунок 4.22 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) коэффициента шума в тракте 50 Ом в рабочих точках  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 10$  мА (а);  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 20$  мА (б);  $V_{ds} = 3$  В,  $I_{ds} = 30$  мА (в)

Из рисунка 4.22 видно, что результаты моделирования коэффициента шума в тракте 50 Ом хорошо согласуются с экспериментальными данными для всех рабочих точек. Стоит отметить, что в процессе построения малосигнальных моделей не применялись численные методы оптимизации. Поэтому, основываясь на результатах, полученных в настоящем пункте и в п. 4.1.3, можно считать, что применение методики экстракции внешних (паразитных) ёмкостей на основе результатов электромагнитного анализа топологии НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, позволяет построить малосигнальную модель в диапазоне частот до 50 ГГц с интегральной ошибкой моделирования S-параметров менее 3% без применения численных методов оптимизации.

#### 4.2.3 Валидация малосигнальной модели СВЧ-транзистора на примере СВЧ МИС

С целью валидации малосигнальной шумовой модели, представленной п. 4.2.2, была разработана тестовая МИС двухкаскадного МШУ диапазона частот 8–12 ГГц. Требования к основным параметрам усилителя приведены в таблице 4.17. Топология разработанной МИС представлена на рисунке 4.23.

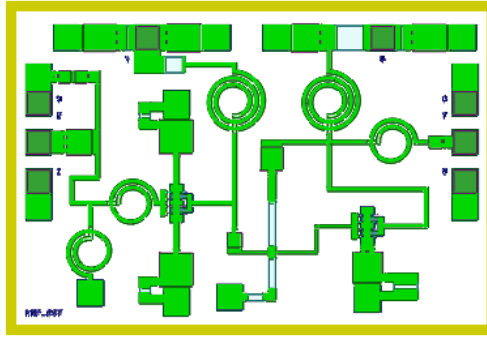


Рисунок 4.23 – Эскиз топологии разработанной МИС двухкаскадного МШУ диапазона частот 8–12 ГГц

Таблица 4.17 – Требования к основным параметрам тестового двухкаскадного МШУ

Параметр усилителя	Значение
$\Delta f$ , ГГц	8–12
$ S_{21} $ , дБ	$\geq 23$
$\Delta S_{21} $ , дБ	$\leq \pm 1$
$ S_{11} $ , дБ	$\leq -10$
$ S_{22} $ , дБ	$\leq -10$
$NF$ , дБ	$\leq 2,5$

На рисунке 4.24 приведены структурная и эквивалентная схемы по СВЧ-сигналу для двухкаскадного МШУ. Схема МШУ включает в себя цепи согласования, коррекции и автосмещения. Для обеспечения равномерного усиления и приемлемого уровня согласования на выходе МШУ второй каскад содержит параллельную обратную связь. Каждый каскад усилителя оснащен отдельной контактной площадкой для подачи напряжения питания +5 В. При номинальном режиме работы усилителя ток потребления составляет 60 мА.

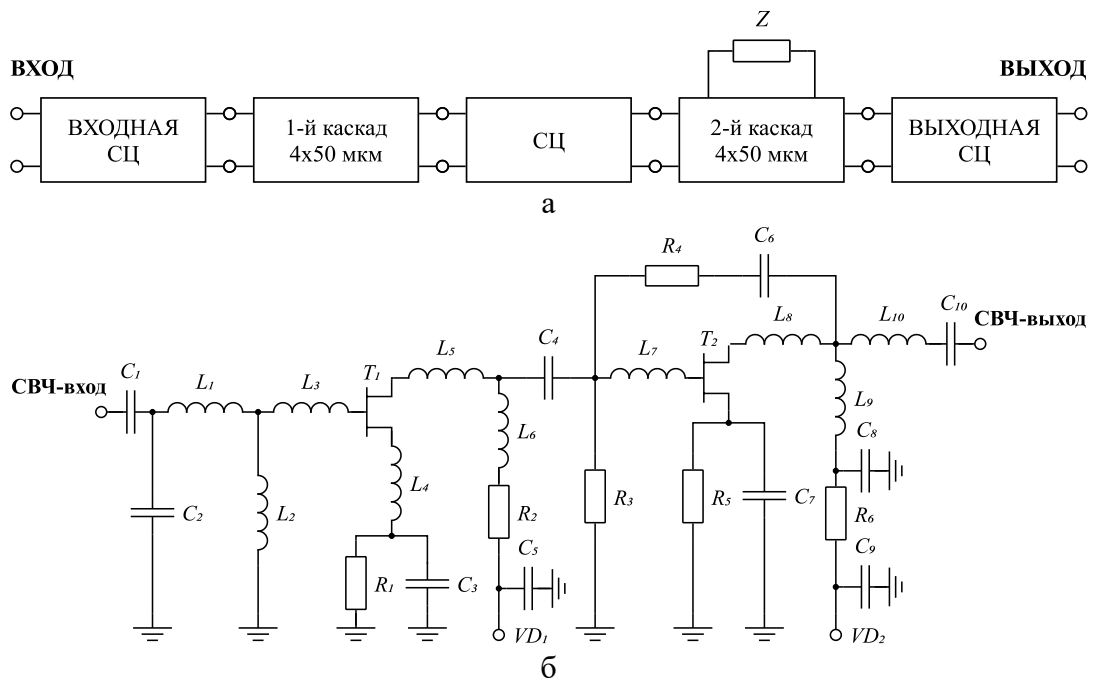


Рисунок 4.24 – Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы МШУ диапазона частот 8–12 ГГц по СВЧ-сигналу

Расчетные характеристики МИС МШУ, соответствующие режиму работы по постоянному току +5 В и 60 мА, приведены на рисунке 4.25 и в таблице 4.17.

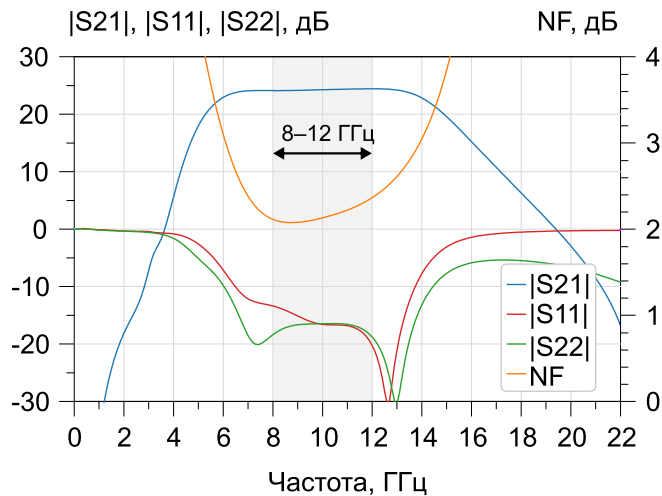


Рисунок 4.25 – Рассчитанные характеристики МИС двухкаскадного МШУ

На момент подготовки данной работы разработанная схема двухкаскадного МШУ находилась на этапе изготовления, вследствие чего в тексте работы приводятся только результаты расчёта характеристик МШУ. Тем не менее, учитывая результаты верификации малосигнальных шумовых моделей, использовавшихся при разработке данной МИС (п. 4.2.2), можно считать, что построенные модели обладают достаточной точностью и могут применяться в практических целях.

На основе рассматриваемого техпроцесса также была разработана схема трёхкаскадного МШУ диапазона частот 8–12 ГГц [193]. Для этого дополнительно была проведена экстракция малосигнальных шумовых моделей СВЧ-транзистора с общей шириной затвора  $4 \times 75$  мкм. Топология разработанной МИС представлена на рисунке 4.26

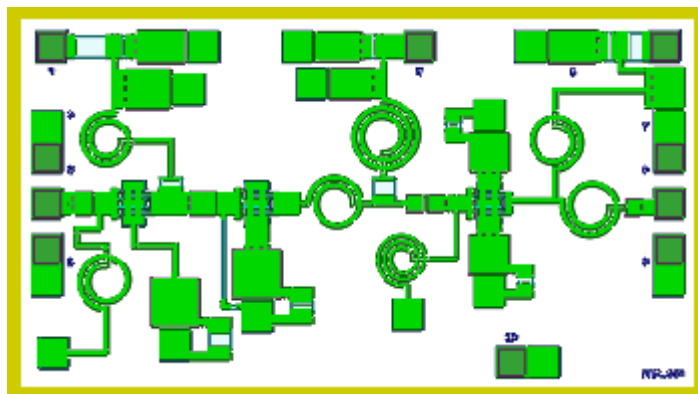


Рисунок 4.26 – Эскиз топологии разработанной МИС трёхкаскадного МШУ диапазона частот 8–12 ГГц (а)

Требования к основным параметрам трёхкаскадного усилителя приведены в таблице 4.18.

Таблица 4.18 – Требования к основным параметрам тестового трёхкаскадного МШУ

Параметр усилителя	Значение
$\Delta f$ , ГГц	8–12
$ S_{21} $ , дБ	$\geq 26$
$ S_{11} $ , дБ	$\leq -20$
$ S_{22} $ , дБ	$\leq -20$
$NF$ , дБ	$\leq 1,7$

На рисунке 4.27 приведены структурная и принципиальная схемы по СВЧ-сигналу для трёхкаскадного МШУ. Схема МШУ включает в себя цепи согласования, коррекции, разделения и блокировки постоянной составляющей, а также автосмещения. В качестве активного элемента во всех каскадах усилителя используется рНЕМТ транзистор с общей шириной затвора  $4 \times 75$  мкм. Каждый каскад усилителя оснащен отдельной контактной площадкой для подачи напряжения питания +5 В. При номинальном режиме работы усилителя ток потребления первого каскада составляет 15 мА, второго каскада – 30 мА и третьего каскада – 40 мА. Площадь кристалла составляет  $1,2 \times 2,2$  мм<sup>2</sup>.

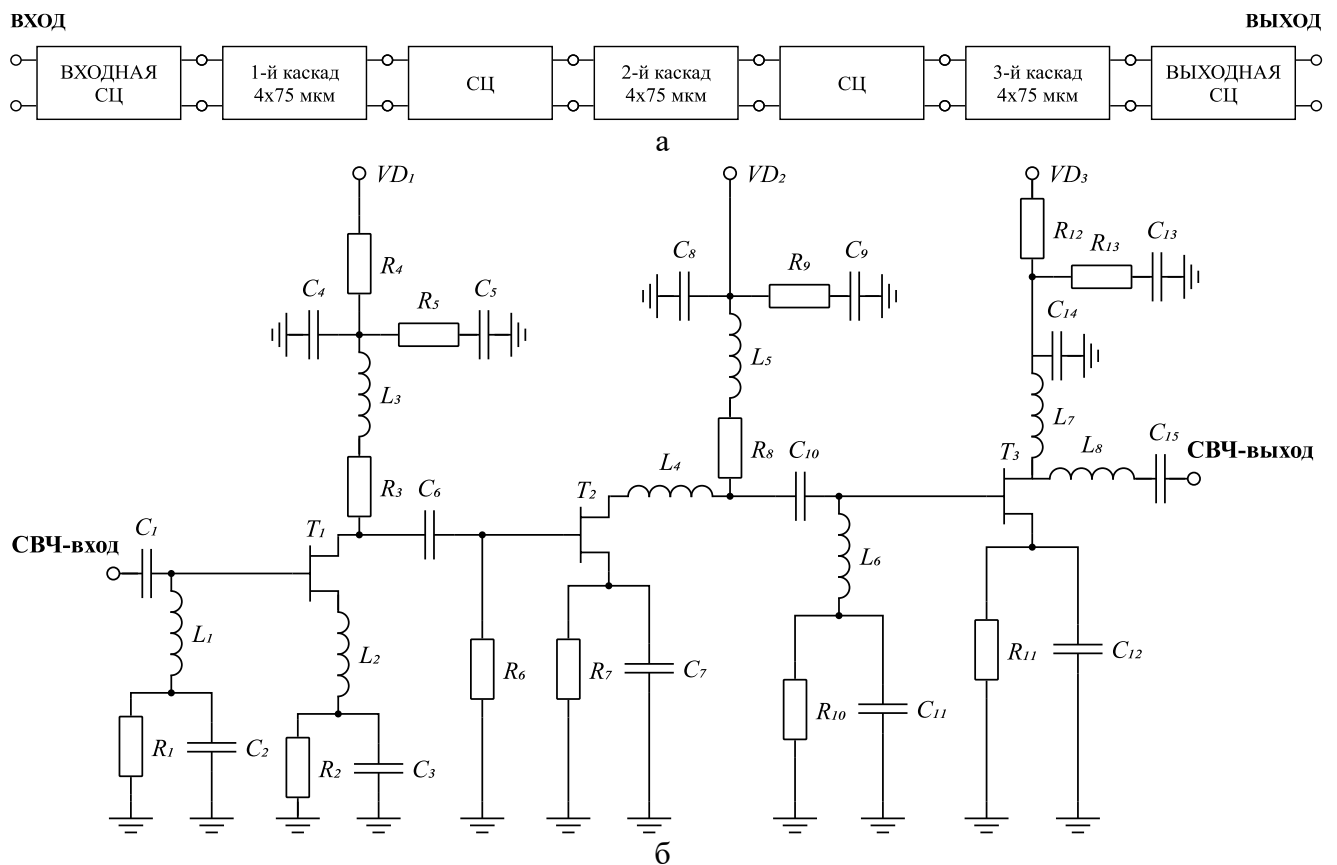


Рисунок 4.27 – Структурная (а) и эквивалентная схемы трёхкаскадного МШУ диапазона частот 8–12 ГГц по СВЧ-сигналу

Расчетные характеристики МИС трёхкаскадного МШУ, соответствующие режиму работы по постоянному току 5 В и 85 мА, приведены на рисунке 4.28 и в таблице 4.18.

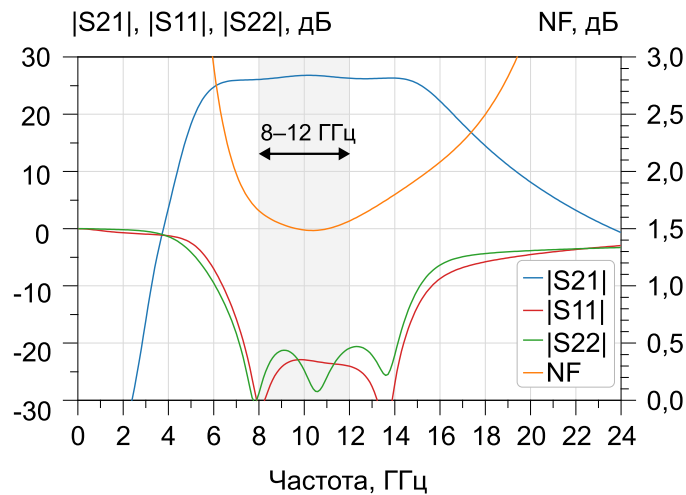


Рисунок 4.28 – Рассчитанные характеристики МИС трёхкаскадного МШУ

На момент подготовки данной работы разработанная схема трёхкаскадного МШУ также находилась на этапе изготовления, вследствие чего в тексте приводятся только результаты расчёта характеристик МШУ. Тем не менее, учитывая результаты верификации и валидации малосигнальных шумовых моделей (пункты 4.1.2, 4.1.3, 4.1.5, 4.2.2, 4.2.3) можно сделать вывод, что предложенные методики экстракции позволяют выполнять построение моделей GaAs pHEMT-транзисторов, включенных по схеме с общим истоком, изготовленных на различных предприятиях.

### 4.3 Верификация и валидация моделей СВЧ-транзисторов на технологии АО «Светлана-Рост» 0,25 мкм GaAs pHEMT

#### 4.3.1 Описание исследуемого СВЧ-транзистора

В качестве исследуемого прибора выступал коммутационный СВЧ-транзистор в микрополосковом исполнении с общей шириной затвора  $4 \times 75$  мкм, изготовленный в АО «Светлана-Рост» (г. Санкт-Петербург) по технологии 0,25 мкм GaAs pHEMT. Для экстракции и верификации малосигнальной модели данного транзистора были изготовлены тестовые структуры, фотографии которых представлены на рисунке 4.29.

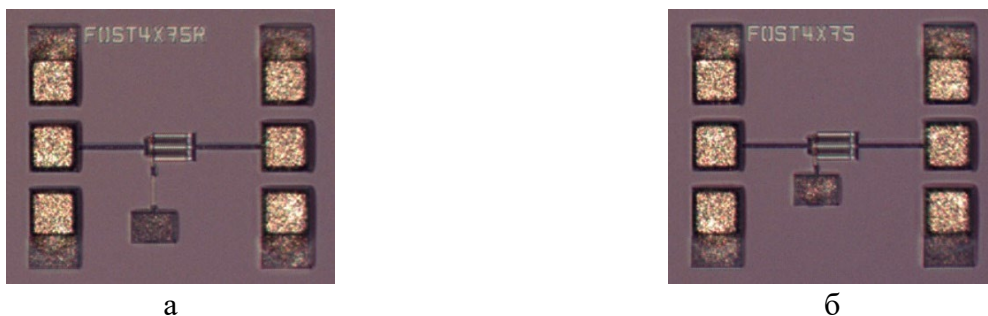


Рисунок 4.29 – Фотографии тестовых структур исследуемого 0,25 мкм GaAs pHEMT-транзистора с общей шириной затвора  $4 \times 75$  мкм: а) структура с высокоомным резистором в цепи затвора; б) структура с заземлённым затвором

Сдвиг опорных плоскостей отсчёта в плоскости СВЧ-транзистора осуществлялся с помощью метода деэмбеддинга L2L [172]. Для построения малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора использовалась предложенная методика экстракции на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений (подраздел 2.1). Результаты верификации и валидации построенной модели будут представлены в последующих пунктах.

#### 4.3.2 Результаты построения малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора

Для экстракции параметров малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора по методике, представленной в подразделе 2.1, были проведены измерения S-параметров тестовых структур, представленных на рисунке 4.29, в диапазоне частот 0,1–40 ГГц. Измерения S-параметров в двух состояниях транзистора проводилось при напряжении смещения  $V_{ds} = 0$  В. Управление состоянием осуществлялось путём изменения потенциала на затворе ( $V_g = 0$  В – включенное,  $V_g = -3$  В – выключенное).

В соответствии с предложенной методикой на первом этапе проводилась экстракция внешних ёмкостей на основе ЭМ-анализа топологии коммутационного СВЧ-транзистора. Далее для всех результатов измерений S-параметров была проведена процедура деэмбеддинга методом L2L с целью исключения влияния контактных площадок и подводящих линий. Для экстракции оставшихся внешних и внутренних параметров малосигнальной ЭС использовались результаты измерений S-параметров тестовой структуры с заземлённым затвором. Предварительно из этих результатов было исключено влияние цепи затвора, состоящей из последовательного соединения отрезка МПЛ и сквозного заземляющего отверстия. Экстракция внешних индуктивностей и первоначальных значений внешних сопротивлений проводилась на основе результатов измерений S-параметров во включенном состоянии. Нижний теоретический предел для внешних сопротивлений истока и стока оценивался с помощью измерений методом длинной линии. Далее использовался алгоритм сканирования внешних сопротивлений, по результатам которого определялись значения параметров  $R_s$  и  $R_d$ , при которых параметры внутренней ЭС  $R_{ds\ on}$  и  $G_{ds\ off}$  имели положительное значение, а рассчитанная метрика  $M1_{SP}$  находилась в окрестности минимума. В таблице 4.19 представлены экстрагированные значения внешних и внутренних параметров малосигнальной ЭС для двух состояний коммутационного СВЧ-транзистора.

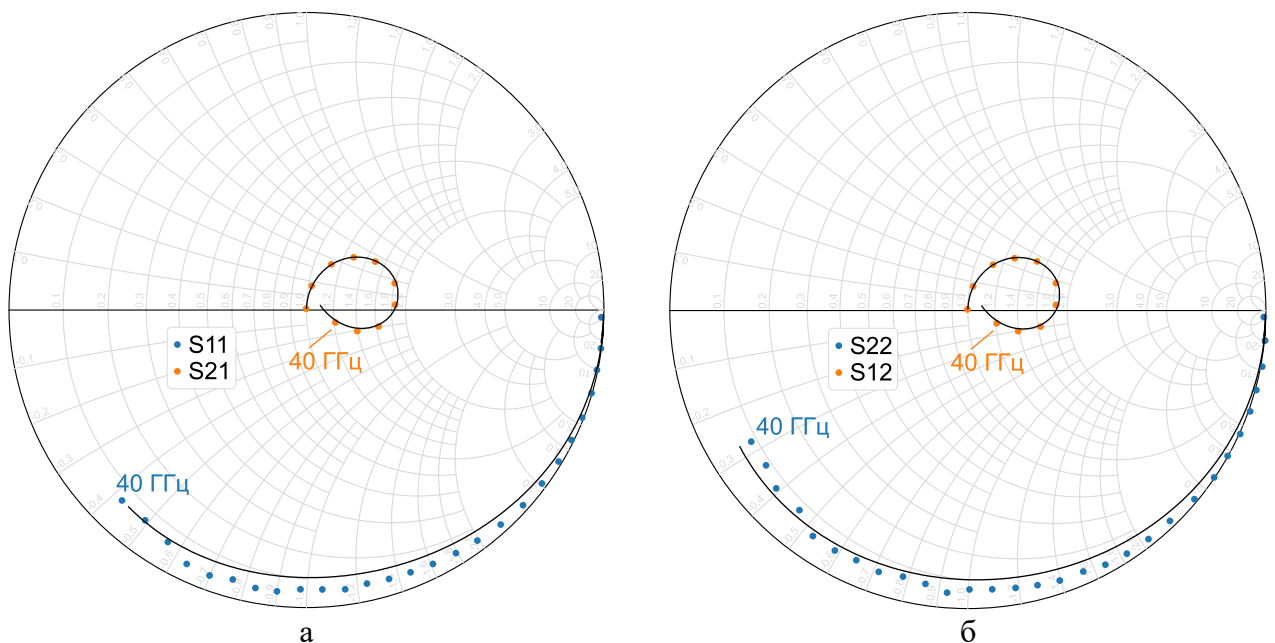
Таблица 4.19 – Значения параметров ЭС для двух состояний коммутационного СВЧ-транзистора

Группа параметров	Параметр	Значение
Внешние параметры ЭС	$C_{dp}$ , фФ	4,8
	$C_{gp}$ , фФ	2,2
	$C_{sp}$ , фФ	12,3
	$C_{gdp}$ , фФ	22,8

Окончание таблицы 4.19

Группа параметров	Параметр	Значение
Внешние параметры ЭС	$C_{dsp}, \text{фФ}$	20,4
	$C_{gsp}, \text{фФ}$	20,4
	$L_d, \text{пГн}$	8,2
	$L_g, \text{пГн}$	17,8
	$L_s, \text{пГн}$	39,2
	$R_d, \text{Ом}$	2,1
	$R_g, \text{Ом}$	1,5
	$R_s, \text{Ом}$	1,8
Внутренние параметры ЭС для выключенного состояния	$C_{gs\ off}, \text{фФ}$	51,2
	$C_{gd\ off}, \text{фФ}$	47,1
	$C_{ds\ off}, \text{фФ}$	27,2
	$R_{ds\ off}, \text{кОм}$	805,0
Внутренние параметры ЭС для включенного состояния	$C_{gs\ on}, \text{фФ}$	137,4
	$C_{gd\ on}, \text{фФ}$	192,1
	$R_{ds\ on}, \text{кОм}$	0,9

На рисунке 4.30 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с заземлённым затвором для двух состояний. Стоит отметить, что малосигнальная модель изначально определена в плоскостях отсчёта СВЧ-транзистора, а в цепи затвора данной модели отсутствуют дополнительные элементы. В то же время в цепи затвора тестовой структуры с заземлённым затвором имеются последовательно подключенные МПЛ и сквозное заземляющее отверстие. Поэтому для корректного сравнения результатов использовались измеренные S-параметры после процедуры деэмбединга методом L2L. При этом перед расчётом S-параметров модели к выводу затвора последовательно подключались модели МПЛ и сквозного заземляющего отверстия из библиотеки стандартных элементов предприятия-изготовителя.



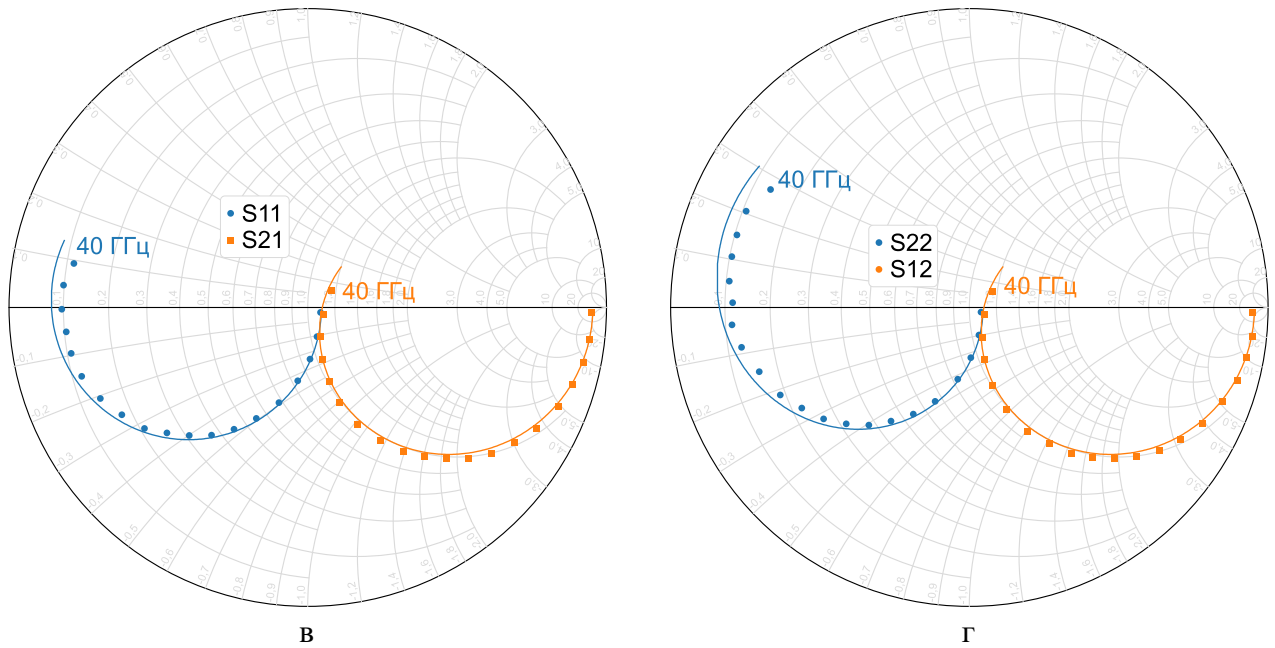
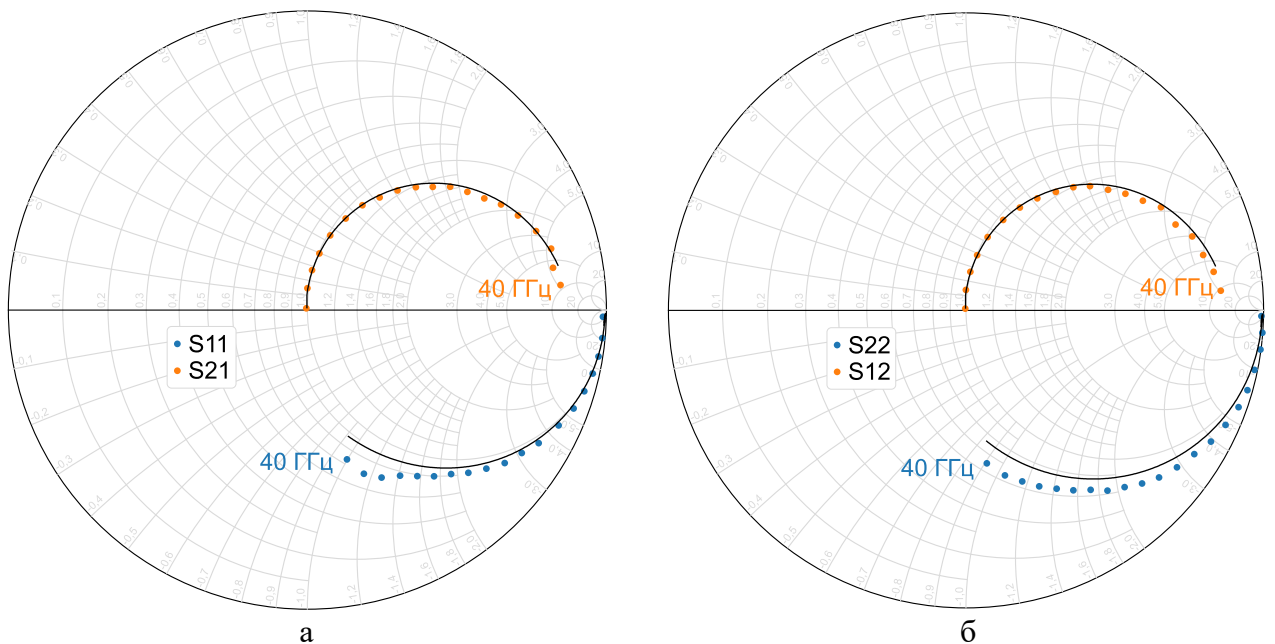


Рисунок 4.30 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров структуры с заземлённым затвором в выключенном (а, б) и включенном (в, г) состояниях

На рисунке 4.31 представлено сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров тестовой структуры коммутационного СВЧ-транзистора с высокоомным резистором в цепи затвора для двух состояний. По аналогии с предыдущим этапом верификации для корректного сравнения результатов использовались измеренные S-параметры после процедуры деэмбеддинга методом L2L. При этом перед расчётом S-параметров модели к выводу затвора последовательно подключались модели МПЛ, высокоомного резистора и сквозного заземляющего отверстия из библиотеки стандартных элементов предприятия-изготовителя.





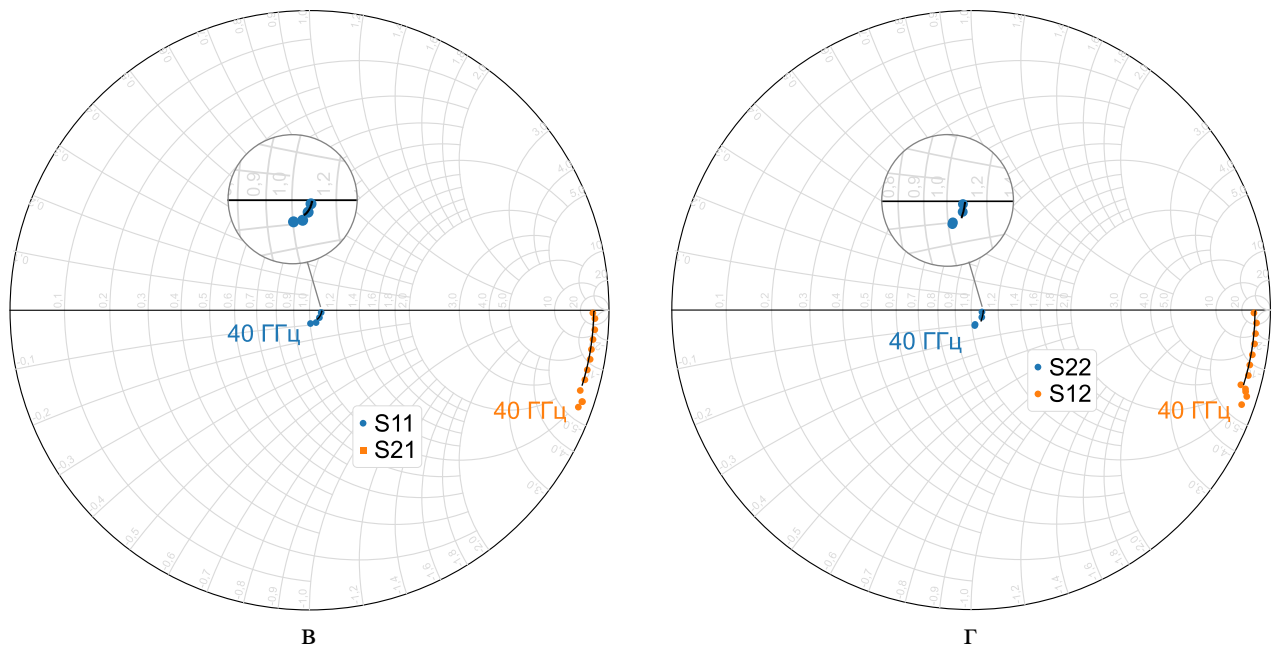


Рисунок 4.31 – Сравнение результатов измерений (символы) и моделирования (сплошная линия) S-параметров структуры с высокоомным резистором в цепи затвора в выключенном (а, б) и включенном (в, г) состояниях

Из рисунков 4.30–4.31 видно, что результаты моделирования S-параметров тестовых структур с заземлённым затвором и с высокоомным резистором в цепи затвора хорошо согласуются экспериментальными данными, но с ростом частоты точность моделей ухудшается. Для уточнения полученной малосигнальной модели в высокочастотной области могут использоваться численные методы оптимизации. Однако в настоящей работе проводилась валидация модели, при построении которой численные методы оптимизации не применялись.

#### 4.3.3 Валидация малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора на примере секции цифрового ступенчатого аттенюатора

С целью валидации малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора, представленной в п. 4.3.2, была разработана и изготовлена широкополосная 2 дБ секция ступенчатого аттенюатора с компенсацией фазовой ошибки между опорным состоянием и состоянием вносимого ослабления. На рисунке 4.32 приведены её принципиальная схема и фотография.

В качестве коммутационного элемента  $T_1$  используется транзистор с общей шириной затвора  $4 \times 75$  мкм, для элемента  $T_2$  – транзистор  $4 \times 40$  мкм. Малосигнальные модели данных транзисторов были построены с помощью предложенной методики экстракции на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений (подраздел 2.1). Результаты верификации модели транзистора  $4 \times 75$  мкм были представлены в п. 4.3.2.

Расчётные и экспериментальные характеристики 2 дБ секции ступенчатого аттенюатора приведены на рисунке 4.33 и в таблице 4.20.

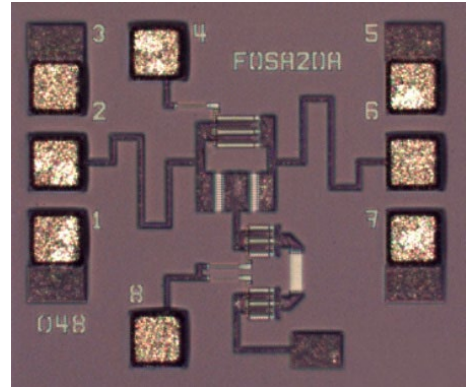
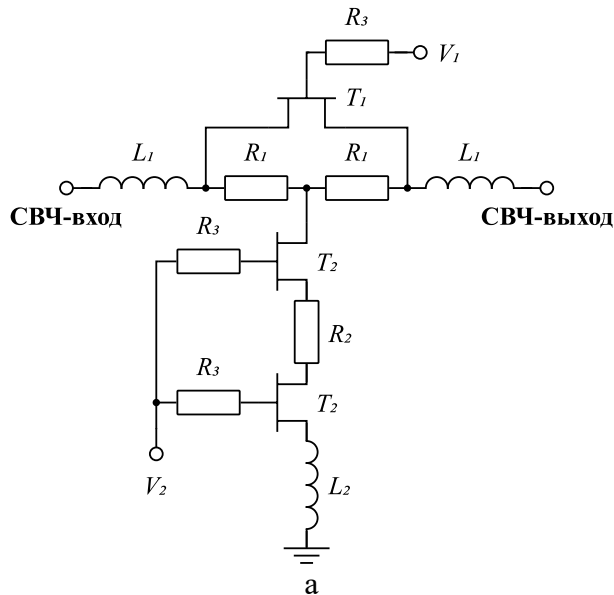
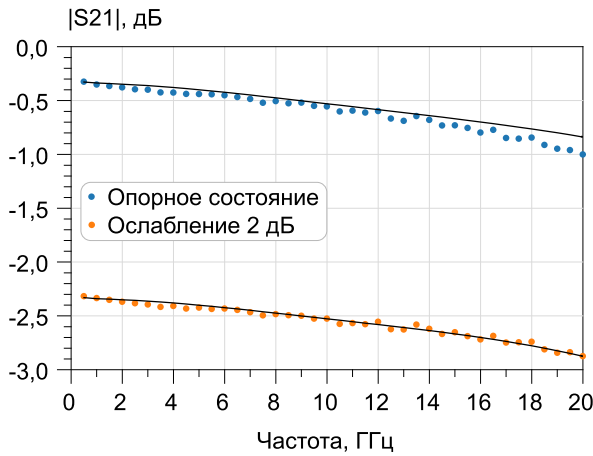
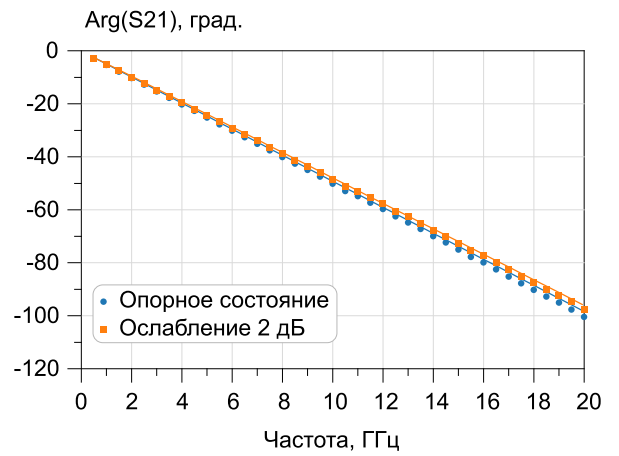


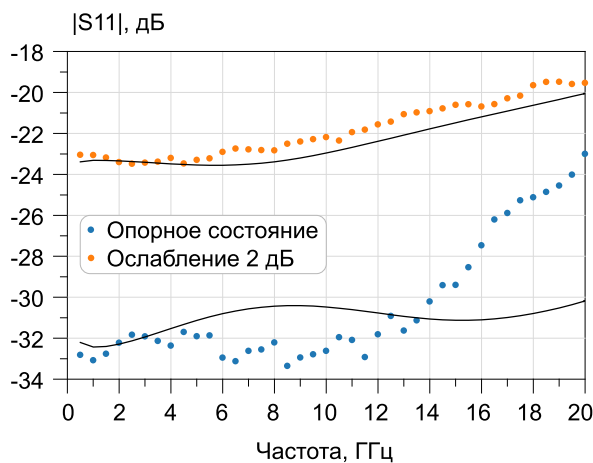
Рисунок 4.32 – Принципиальная схема (а) и фотография кристалла (б)  
2 дБ секции ступенчатого аттенюатора



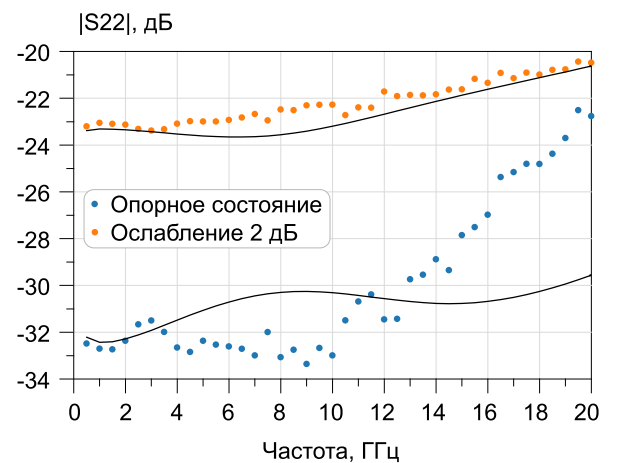
а



б



в



г

Рисунок 4.33 – Измеренные (символы) и рассчитанные (сплошная линия) характеристики 2 дБ секции ступенчатого аттенюатора в опорном состоянии и состоянии вносимого ослабления:  $S_{21}$  (а, б),  $|S_{11}|$  (в) и  $|S_{22}|$  (г)

Таблица 4.20 – Основные характеристики 2 дБ секции ступенчатого аттенюатора: требования, моделирование, измерения

Характеристика	Требования	Моделирование	Измерения
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,5 – 20	0,5–20	0,5–20
Вносимое ослабление, дБ	2	2	2
Напряжение управления, В	0 / -3	0 / -3	0 / -3
Уровень потерь в опорном состоянии, дБ	$\leq 1$	$\leq 0,9$	$\leq 1$
Ошибка по модулю, дБ	$\leq 0,25$	$\leq 0,04$	$\leq 0,14$
Ошибка по фазе, град	$\leq 5$	$\leq 2,3$	$\leq 3$
$ S_{11} $ , дБ	$\leq -20$	$\leq -20$	$\leq -19$
$ S_{22} $ , дБ	$\leq -20$	$\leq -30$	$\leq -22$

Полученные экспериментальные S-параметры 2 дБ секции ступенчатого аттенюатора хорошо согласуются с результатами моделирования как по модулям коэффициентов передачи и отражения, так и по фазовому сдвигу в опорном состоянии и состоянии ослабления. Это свидетельствует об адекватности используемых малосигнальных моделей коммутационных транзисторов в широком диапазоне частот.

#### 4.3.4 Валидация малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов на примере секции цифрового ступенчатого фазовращателя

Малосигнальные модели коммутационных СВЧ-транзисторов, построенные по предложенной методике экстракции на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений, также использовались при разработке секции цифрового ступенчатого фазовращателя с вносимым фазовым сдвигом 90 град. На рисунке 4.34 приведены принципиальная схема фазовращателя и фотография изготовленного кристалла. Требования к параметрам секции фазовращателя представлены в таблице 4.21.

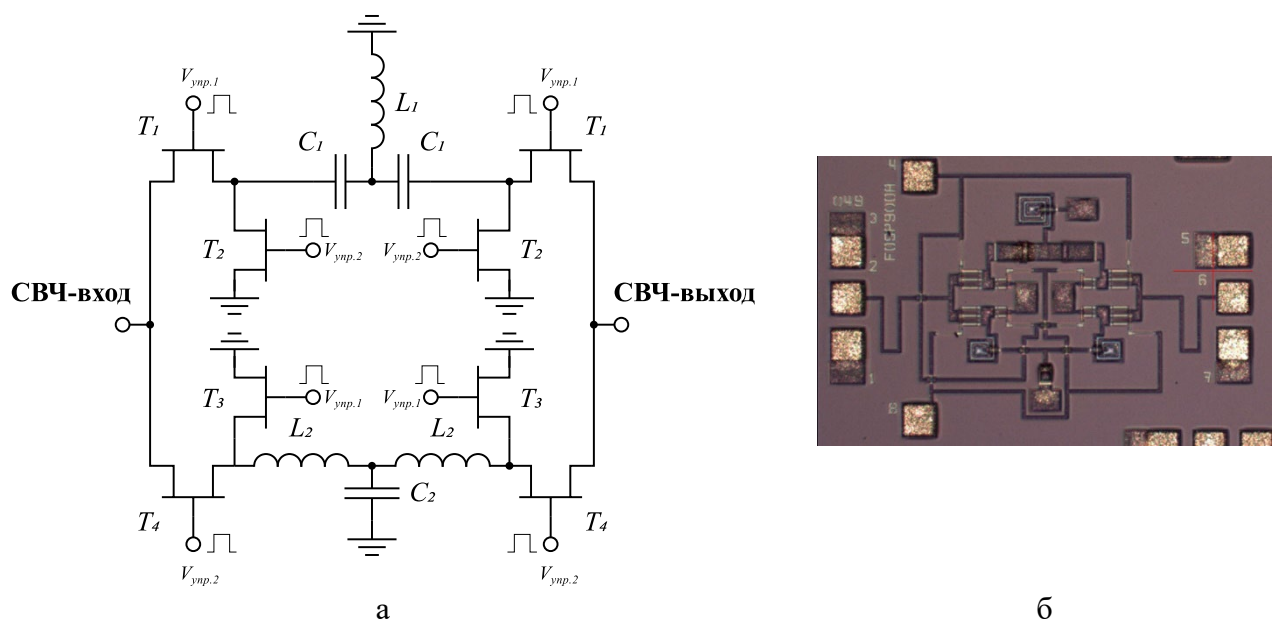


Рисунок 4.34 – Принципиальная схема (а) и фотография кристалла (б) 90 град. секции ступенчатого фазовращателя

Таблица 4.21 – Основные характеристики 90 град. секции ступенчатого фазовращателя: требования, моделирование, измерения

Характеристика	Требования	Моделирование	Измерения
Диапазон рабочих частот, ГГц	9–11	9–11	9–11
Вносимый фазовый сдвиг, град.	90	90±4,2	90±4,4
Коэффициент передачи, дБ	≥ -2	≥ -1,9	≥ -2
Напряжение управления, В	0 / -3	0 / -3	0 / -3
$ S_{11} $ , дБ	≤ -15	≤ -15	≤ -15
$ S_{22} $ , дБ	≤ -15	≤ -16	≤ -16

В качестве коммутационных элементов  $T_1$  использовались транзисторы с общей шириной затвора  $4 \times 55$  мкм,  $T_2, T_3$  – транзисторы  $2 \times 30$  мкм,  $T_4$  – транзисторы  $4 \times 50$  мкм.

Расчётные и экспериментальные характеристики 90 град. Секции ступенчатого фазовращателя приведены на рисунке 4.35 и в таблице 4.21.

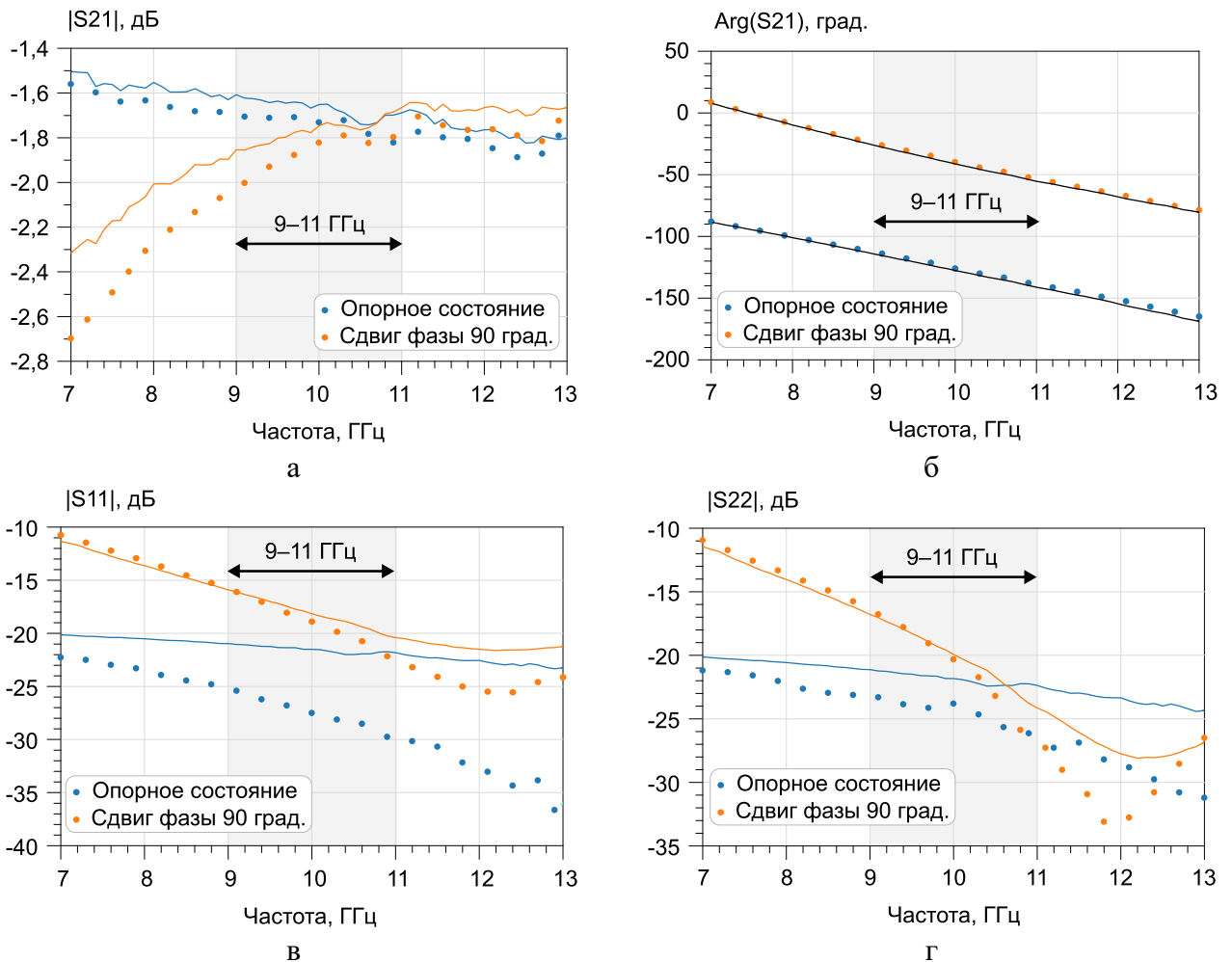


Рисунок 4.35 – Измеренные (символы) и рассчитанные (сплошная линия) характеристики 90 град. секции ступенчатого фазовращателя в опорном состоянии и состоянии вносимого фазового сдвига:  $S_{21}$  (а, б),  $|S_{11}|$  (в) и  $|S_{22}|$  (г)

Полученные экспериментальные характеристики 90 град. секции ступенчатого фазовращателя удовлетворяют заданным требованиям и хорошо согласуются с результатами

моделирования в требуемом диапазоне частот как по модулю коэффициента передачи, так и по уровню фазового сдвига.

Для модулей коэффициентов отражения в опорном состоянии наблюдается расхождение, однако как измеренные, так и рассчитанные характеристики в рассматриваемом частотном диапазоне имеют значение менее  $-20$  дБ, что с практической точки зрения является показателем хорошего уровня согласования как по входу, так и по выходу.

Таким образом, полученные результаты сравнения измеренных и рассчитанных характеристик 90 град. секции фазовращателя свидетельствует об адекватности малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов, построенных с помощью предложенной методики экстракции на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений.

#### 4.4 Выводы по разделу

1. Предложенная комбинированная методика экстракции позволяет построить малосигнальную шумовую модель СВЧ-транзистора с интегральной ошибкой моделирования S-параметров менее 5% как в плоскостях отсчёта контактных площадок, так и в плоскостях транзистора.

2. Учёт распределённого характера внешних ёмкостей в малосигнальной модели СВЧ-транзистора позволяет уменьшить ошибку моделирования коэффициента отражения по выходу более чем на 2%, а интегральную ошибку моделирования S-параметров – более чем на 1%.

3. Модифицированная физическая компактная модель ASM-HEMT позволяет рассчитывать статические и динамические характеристики GaAs pHEMT-транзистора и может использоваться для оценки выходной мощности МШУ по уровню компрессии коэффициента усиления на 1 дБ.

4. Предложенная методика экстракции малосигнальной модели коммутационного СВЧ-транзистора на основе алгоритма сканирования внешних сопротивлений позволяет выполнять построение моделей, пригодных для разработки управляемых СВЧ-устройств, таких как ступенчатый аттенюатор и фазовращатель.

5. Адекватность моделей, построенных с помощью предложенных методик экстракции, подтверждается хорошим совпадением измеренных и рассчитанных характеристик для ряда разработанных и изготовленных СВЧ МИС.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложен алгоритм экстракции, применение которого позволяет получить физически обоснованные значения внешних сопротивлений в малосигнальной модели коммутационного НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим затвором.

2. Предложена аналитическая методика экстракции внешних ёмкостей НЕМТ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком, на основе результатов электромагнитного моделирования топологии прибора, учитывающая распределённый характер внешних элементов.

3. Предложен вариант модификации уравнений физической нелинейной модели ASM-НЕМТ для моделирования арсенид-галлиевых НЕМТ-транзисторов.

4. Построены малосигнальные и нелинейные модели НЕМТ-транзисторов для разработки усилительных и управляющих функциональных блоков СВЧ МИС.

5. На основе построенных малосигнальных и нелинейных моделей НЕМТ-транзисторов разработаны и изготовлены тестовые СВЧ МИС малошумящих усилителей, ступенчатых аттенюаторов и фазовращателей.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ**

- ASM-HEMT – advanced SPICE model for GaN HEMT
- CMC – compact model coalition
- GCA – gradual channel approximation
- HEMT – high electron mobility transistor
- MAPE – mean absolute percentage error
- MESFET – metal-semiconductor field effect transistor
- MVSG – MIT virtual source GaN HEMT
- pHEMT – pseudomorphic HEMT
- SDD – symbolically-defined device
- SPDT – single pole double throw
- SPST – single pole single throw
- АЭ – активный элемент
- БУ – буферный усилитель
- ВАХ – вольтамперная характеристика
- КШ – коэффициент шума
- МИС – монолитная интегральная схема
- МПЛ – микрополосковая линия
- МШУ – малошумящий усилитель
- ОЗ – общий затвор
- ОИ – общий исток
- ПО – программное обеспечение
- РТС – радиоэлектронные и телекоммуникационные системы
- РЭА – радиоэлектронная аппаратура
- САПР – система автоматизированного проектирования
- УГО – условное графическое отображение
- ЭКБ – электронная компонентная база
- ЭМ – электромагнитный
- ЭС – эквивалентная схема

**СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ**

1. Chen, S. System integration of terrestrial mobile communication and satellite communication—the trends, challenges and key technologies in B5G and 6G / S. Chen, S. Sun, S. Kang // *China Communications*. – 2020. – Vol. 17, No 12. – P. 156–171. – DOI: 10.23919/JCC.2020.12.011.
2. Judice, A. Research trends, challenges, future prospects of Satellite Communications / A. Judice, J. Livin, K. Venusamy // *2022 2nd International Conference on Advance Computing and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE)*. – IEEE, 2022. – P. 1140–1143. – DOI: 10.1109/ICACITE53722.2022.9823531.
3. Butt, F.A. On the Integration of Enabling Wireless Technologies and Sensor Fusion for Next-Generation Connected and Autonomous Vehicles / F.A. Butt, J.N. Chattha, J. Ahmad, M.U. Zia, M. Rizwan, I.H. Naqvi // *IEEE Access*. – 2022. – Vol. 10. – P. 14643–14668. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3145972.
4. Alwis, C. De Survey on 6G Frontiers: Trends, Applications, Requirements, Technologies and Future Research / C. De Alwis, A. Kalla, Q.-V. Pham, P. Kumar, K. Dev, W.-J. Hwang, M. Liyanage // *IEEE Open Journal of the Communications Society*. – 2021. – Vol. 2. – P. 836–886. – DOI: 10.1109/OJCOMS.2021.3071496.
5. Hong, E.-K. 6G R&D vision: Requirements and candidate technologies / E.-K. Hong, I. Lee, B. Shim, Y.-C. Ko, S.-H. Kim, S. Pack, K. Lee, S. Kim, J.-H. Kim, Y. Shin, Y. Kim, H. Jung // *Journal of Communications and Networks*. – 2022. – Vol. 24, No 2. – P. 232–245. – DOI: 10.23919/JCN.2022.000015.
6. Li, Y. A Vision of Intelligent IoT — Trends, Characteristics and Functional Architecture / Y. Li, W. Chen, Y. Ding, Y. Qie, C. Zhang // *2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*. – IEEE, 2022. – P. 184–189. – DOI: 10.1109/IWCMC55113.2022.9824304.
7. Zhang, Q. Sensing and Communication Integrated System for Autonomous Driving Vehicles / Q. Zhang, H. Sun, Z. Wei, Z. Feng // *IEEE INFOCOM 2020 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*. – IEEE, 2020. – P. 1278–1279. – DOI: 10.1109/INFOCOMWKSHPS50562.2020.9162963.
8. Zhang, X. Multiple-Access Based UAV Communications and Trajectory Tracking Over 6G Mobile Wireless Networks / X. Zhang, Q. Zhu, H.V. Poor // *2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. – IEEE, 2022. – P. 2429–2434. – DOI: 10.1109/WCNC51071.2022.9771943.
9. Сальников, А.С. Автоматизация проектирования блоков для построения СВЧ многофункциональных интегральных схем на основе отечественной 0,25-мкм GaAs pHEMT-технологии / А.С. Сальников, А.Е. Горянинов, Д.В. Билевич, А.А. Метель, Т.Н. Файль,



Ю.А. Новичкова, **А.А. Попов**, А.А. Калентьев, И.М. Добуш // *Наноиндустрия*. – 2021. – Т. 14, № 7s(107). – С. 413–414. – DOI: 10.22184/1993-8578.2021.14.7s.413.414.

10. Dambrine, G. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1988. – Vol. 36, No 7. – P. 1151–1159. – DOI: 10.1109/22.3650.

11. Dambrine, G. A new extrinsic equivalent circuit of HEMT's including noise for millimeter-wave circuit design / G. Dambrine, J.-M. Belquin, F. Danneville, A. Cappy // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1998. – Vol. 46, No 9. – P. 1231–1236. – DOI: 10.1109/22.709461.

12. Berroth, M. Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit / M. Berroth, R. Bosch // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – IEEE, 1990. – Vol. 38, No 7. – P. 891–895. – DOI: 10.1109/22.55781.

13. Berroth, M. High-frequency equivalent circuit of GaAs FETs for large-signal applications / M. Berroth, R. Bosch // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1991. – Vol. 39, No 2. – P. 224–229. – DOI: 10.1109/22.102964.

14. Fujiang Lin FET model parameter extraction based on optimization with multiplane data-fitting and bidirectional search-a new concept / Fujiang Lin, G. Kompa // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1994. – Vol. 42, No 7. – P. 1114–1121. – DOI: 10.1109/22.299745.

15. Kompa, G. Modeling of dispersive microwave FET devices using a quasi-static approach / G. Kompa // *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*. – 1995. – Vol. 5, No 3. – P. 173–194. – DOI: 10.1002/mmce.4570050306.

16. Rorsman, N. Accurate small-signal modeling of HFET's for millimeter-wave applications / N. Rorsman, M. Garcia, C. Karlsson, H. Zirath // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1996. – Vol. 44, No 3. – P. 432–437. – DOI: 10.1109/22.486152.

17. Crupi, G. Accurate Multibias Equivalent-Circuit Extraction for GaN HEMTs / G. Crupi, D. Xiao, D.M.M.-P. Schreurs, E. Limiti, A. Caddemi, W. De Raedt, M. Germain // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2006. – Vol. 54, No 10. – P. 3616–3622. – DOI: 10.1109/TMTT.2006.882403.

18. Resca, D. A distributed approach for millimetre-wave electron device modelling / D. Resca, A. Santarelli, A. Raffo, R. Cignani, G. Vannini, F. Filicori, A. Cidronali // *2006 European Microwave Integrated Circuits Conference*. – IEEE, 2006. – Vol. 7, No 9. – P. 257–260. – DOI: 10.1109/EMICC.2006.282801.

19. Alt, A. Transistor Modeling: Robust Small-Signal Equivalent Circuit Extraction in Various HEMT Technologies / A. Alt, D. Marti, C.R. Bolognesi // *IEEE Microwave Magazine*. – 2013.

– Vol. 14, No 4. – P. 83–101. – DOI: 10.1109/MMM.2013.2248593.

20. Jarndal, A. An accurate small-signal model for AlGa<sub>N</sub>-Ga<sub>N</sub>HEMT suitable for scalable large-signal model construction / A. Jarndal, G. Kompa // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2006. – Vol. 16, No 6. – P. 333–335. – DOI: 10.1109/LMWC.2006.875626.

21. Бобрешов, А.М. Определение параметров структурных моделей транзистора по экспериментальным данным / А.М. Бобрешов, Л.И. Аверина, Г.К. Усков, И.С. Коровченко // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – 2006. – № 2. – С. 19–23.

22. Krutov, A.V. An experimental extraction of low noise field effect transistor's linear equivalent circuit and noise model / A.V. Krutov, A.S. Rebrov // 2004 14th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology” (IEEE Cat. No.04EX843). – IEEE, 2004. – P. 164–165. – DOI: 10.1109/CRMICO.2004.183146.

23. Коколов, А.А. Исследование нелинейной зависимости сопротивления стока в GaAs и Ga<sub>N</sub> HEMT-транзисторах / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 4(34). – С. 46–51.

24. Wen, Z. An efficient parameter extraction method for Ga<sub>N</sub> HEMT small-signal equivalent circuit model / Z. Wen, Y. Xu, C. Wang, X. Zhao, R. Xu // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2017. – Vol. 30, No 1. – P. e2127. – DOI: 10.1002/jnm.2127.

25. Jarndal, A. A new small-signal modeling approach applied to Ga<sub>N</sub> devices / A. Jarndal, G. Kompa // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No 11. – P. 3440–3448. – DOI: 10.1109/TMTT.2005.857332.

26. Chen, Y. A scalable and multibias parameter extraction method for a small-signal Ga<sub>N</sub> HEMT model / Y. Chen, Y. Xu, F. Wang, C. Wang, Q. Wu, S. Qiao, B. Yan, R. Xu // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2018. – Vol. 31, No 5. – P. e2347. – DOI: 10.1002/jnm.2347.

27. Resca, D. Scalable Equivalent Circuit FET Model for MMIC Design Identified Through FW-EM Analyses / D. Resca, A. Raffo, A. Santarelli, G. Vannini, F. Filicori // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No 2. – P. 245–253. – DOI: 10.1109/TMTT.2008.2011208.

28. Nalli, A. Ga<sub>N</sub> HEMT Noise Model Based on Electromagnetic Simulations / A. Nalli, A. Raffo, G. Crupi, S. D'Angelo, D. Resca, F. Scappaviva, G. Salvo, A. Caddemi, G. Vannini // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63, No 8. – P. 2498–2508. – DOI: 10.1109/TMTT.2015.2447542.

29. Jia, Y. An accurate parasitic parameters extraction method based on FW-EM for

AlGaIn/GaN HEMT up to 110 GHz / Y. Jia, Y. Xu, R. Xu, Y. Li // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – John Wiley & Sons, 2018. – Vol. 31, No 1. – P. e2270. – DOI: 10.1002/jnm.2270.

30. Tao, Y. Direct extraction method of HEMT switch small-signal model with multiparasitic capacitive current path / Y. Tao, Z.F. Hu, Y. Fan, Y.N. Liu, M.L. He, Y.J. Cheng, B. Zhang // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2019. – Vol. 29, No 6. – P. e21690. – DOI: 10.1002/mmce.21690.

31. Geng, M. Small-signal modeling of GaN HEMT switch with a new intrinsic elements extraction method / M. Geng, P.-X. Li, W.-J. Luo, P.-P. Sun, R. Zhang, X.-H. Ma // Chinese Physics B. – 2016. – Vol. 25, No 11. – P. 117301. – DOI: 10.1088/1674-1056/25/11/117301.

32. Luo, L. Small-signal modeling and parameter extraction method for a multigate GaAs pHEMT switch / L. Luo, J. Liu, G. Wang, Y. Wu // Journal of Semiconductors. – 2020. – Vol. 41, No 3. – P. 032102. – DOI: 10.1088/1674-4926/41/3/032102.

33. Tao, Y. HEMT Small-Signal Modelling for Voltage-Controlled Attenuator Applications / Y. Tao, Z.F. Hu, Y. Fan, Y.N. Liu, M.L. He, Y.J. Cheng, B. Zhang // 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – Paris, France: IEEE, 2019. – P. 128–131. – DOI: 10.23919/EuMIC.2019.8909420.

34. Tao, Y. Complete parasitic-capacitance-shell extraction of high-frequency switch-HEMT equivalent-circuit model / Y. Tao, Z.F. Hu, Y. Fan // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2020. – No 2. – P. 1–10. – DOI: 10.1002/mmce.22212.

35. Angelov, I. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices / I. Angelov, H. Zirath, N. Rosman // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – IEEE, 1992. – Vol. 40, No 12. – P. 2258–2266. – DOI: 10.1109/22.179888.

36. Angelov, I. Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model / I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, No 10. – P. 1664–1674. – DOI: 10.1109/22.538957.

37. Angelov, I. Large-signal modelling and comparison of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs / I. Angelov, K. Andersson, D. Schreurs, D. Xiao, N. Rorsman, V. Desmaris, M. Sudow, H. Zirath // 2006 Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2006. – Vol. 1. – P. 279–282. – DOI: 10.1109/APMC.2006.4429422.

38. Curtice, W.R. A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits / W.R. Curtice // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1980. – Vol. 28, No 5. – P. 448–456. – DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130099.

39. Curtice, W.R. A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers / W.R. Curtice, M. Ettenberg // IEEE Transactions on Microwave Theory and

Techniques. – 1985. – Vol. 33, No 12. – P. 1383–1394. – DOI: 10.1109/TMTT.1985.1133229.

40. Dunleavy, L. Modeling GaN: Powerful but Challenging / L. Dunleavy, C. Baylis, W. Curtice, R. Connick // IEEE Microwave Magazine. – 2010. – Vol. 11, No 6. – P. 82–96. – DOI: 10.1109/MMM.2010.937735.

41. Gao, J. An approach to linear scalable DH-PHEMT model for millimeterwave application / J. Gao, C.L. Law, H. Wang, S. Aditya // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 2002. – Vol. 23, No 12. – P. 1787–1801. – DOI: 10.1023/A:1021466721452.

42. Wood, J. Bias-dependent linear scalable millimeter-wave FET model / J. Wood, D.E. Root // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, No 12. – P. 2352–2360. – DOI: 10.1109/22.898984.

43. Nguyen, T.T.-L. A Gate-Width Scalable Method of Parasitic Parameter Determination for Distributed HEMT Small-Signal Equivalent Circuit / T.T.-L. Nguyen, S.-D. Kim // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61, No 10. – P. 3632–3638. – DOI: 10.1109/TMTT.2013.2279360.

44. Anghel, C. New method for temperature-dependent thermal resistance and capacitance accurate extraction in high-voltage DMOS transistors / C. Anghel, N. Hefyene, R. Gillon, M. Tack, M.J. Declercq, A.M. Ionescu // IEEE International Electron Devices Meeting 2003. – Washington, DC, USA: IEEE, 2004. – P. 5.6.1-5.6.4. – DOI: 10.1109/IEDM.2003.1269183.

45. Alim, M.A. Experimental insight into the temperature effects on DC and microwave characteristics for a GaAs pHEMT in multilayer 3-D MMIC technology / M.A. Alim, A.A. Rezazadeh, G. Crupi // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2020. – Vol. 30, No 10. – P. 1–16. – DOI: 10.1002/mmce.22379.

46. Schwitter, B. Study of self-heating in GaAs pHEMTs using pulsed I-V Analysis / B. Schwitter, S. Albahrani, A. Parker, L. Dunleavy, M. Heimlich // 81st ARFTG Microwave Measurement Conference. – IEEE, 2013. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/ARFTG.2013.6579042.

47. Radhakrishna, U. GaNFET compact model for linking device physics, high voltage circuit design and technology optimization / U. Radhakrishna, S. Lim, P. Choi, T. Palacios, D. Antoniadis // 2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM). – Washington, DC, USA: IEEE, 2015. – Vol. 2016-2. – P. 9.6.1-9.6.4. – DOI: 10.1109/IEDM.2015.7409664.

48. Khandelwal, S. ASM GaN: Industry Standard Model for GaN RF and Power Devices—Part 1: DC, CV, and RF Model / S. Khandelwal, Y.S. Chauhan, T.A. Fjeldly, S. Ghosh, A. Pampori, D. Mahajan, R. Dangi, S.A. Ahsan // IEEE Transactions on Electron Devices. – IEEE, 2019. – Vol. 66, No 1. – P. 80–86. – DOI: 10.1109/TED.2018.2867874.

49. Berke, T. Si2 Approves IC Design Simulation Standards for Gallium Nitride Devices [Электронный ресурс] / T. Berke. – 2018. – URL: <https://si2.org/2018/03/14/gallium-nitride-models/>

(accessed: 10.09.2019).

50. Si2 Approves Two IC Design Simulation Standards for Fast-Growing Gallium Nitride Market [Электронный ресурс] . – 2018. – URL: <http://www.si2.org/2018/03/14/gallium-nitride-models/> (accessed: 10.09.2019).

51. Khandelwal, S. A physics based compact model of I-V and C-V characteristics in AlGaIn/GaN HEMT devices / S. Khandelwal, T.A. Fjeldly // Solid-State Electronics. – Elsevier Ltd, 2012. – Vol. 76. – P. 60–66. – DOI: 10.1016/j.sse.2012.05.054.

52. Aamir Ahsan, S. Physics-Based Multi-Bias RF Large-Signal GaN HEMT Modeling and Parameter Extraction Flow / S. Aamir Ahsan, S. Ghosh, S. Khandelwal, Y.S. Chauhan // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 2017. – Vol. 5, No 5. – P. 310–319. – DOI: 10.1109/JEDS.2017.2724839.

53. Choi, P. A 5.9-GHz Fully Integrated GaN Frontend Design With Physics-Based RF Compact Model / P. Choi, S. Goswami, U. Radhakrishna, D. Khanna, C.-C. Boon, H.-S. Lee, D. Antoniadis, L.-S. Peh // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63, No 4. – P. 1163–1173. – DOI: 10.1109/TMTT.2015.2405913.

54. Radhakrishna, U. Facilitation of GaN-Based RF- and HV-Circuit Designs Using MVS-GaN HEMT Compact Model / U. Radhakrishna, P. Choi, D.A. Antoniadis // IEEE Transactions on Electron Devices. – IEEE, 2019. – Vol. 66, No 1. – P. 95–105. – DOI: 10.1109/TED.2018.2848721.

55. Lindquist, M. ASM-HEMT Embedding Model for Accelerated Design of PAs / M. Lindquist, P. Roblin, N.C. Miller // 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS). – IEEE, 2021. – P. 1–4. – DOI: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560502.

56. Miller, N.C. Accurate Nonlinear GaN HEMT Simulations from X- to Ka-Band using a Single ASM-HEMT Model / N.C. Miller, N.A. Moser, R.C. Fitch, J.K. Gillespie, K.J. Liddy, D.E. Walker, A.J. Green, K.D. Chabak, M. Elliott, R. Gilbert, R. Young, E. Werner, M. Lindquist, P. Roblin // 2021 IEEE 21st Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON). – IEEE, 2021. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/WAMICON47156.2021.9615166.

57. Miller, N.C. Accurate non-linear harmonic simulations at X-band using the ASM-HEMT model validated with NVNA measurements / N.C. Miller, D.T. Davis, S. Khandelwal, F. Sischka, R. Gilbert, M. Elliott, R.C. Fitch, K.J. Liddy, A.J. Green, E. Werner, D.E. Walker, K.D. Chabak // 2022 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR). – IEEE, 2022. – P. 11–13. – DOI: 10.1109/PAWR53092.2022.9719743.

58. Kompa, G. Parameter Extraction and Complex Nonlinear Transistor Models / G. Kompa. – London, UK: Artech House, 2019. – 610 p.

59. **Попов, А.А.** Исследование влияния электрофизических характеристик на

параметры компактных моделей компонентов сверхвысокочастотных монолитных интегральных схем / А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев // Электронная техника. Серия 2: Полупроводниковые приборы. – 2020. – № 2(257). – С. 37–46. – DOI: 10.36845/2073-8250-2020-257-2-37-46.

60. **Попов, А.А.** Исследование влияния параметров техпроцесса на электрофизические характеристики полевого транзистора с барьером Шоттки с применением приборно-технологического моделирования / А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 2(49). – С. 23–30. – DOI: 10.21778/2218-5453-2020-2-23-30.

61. **Попов, А.А.** Влияние подзатворного заглубления на пробивные характеристики полевого транзистора с затвором Шоттки / А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XV Международной научно-практической конференции (20–22 ноября 2019 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2019. – С. 69–71.

62. Билевич, Д.В. Влияние длины затвора на параметры малосигнальной модели и на частотные характеристики транзистора / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, А.С. Сальников, А.А. Калентьев // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XV Международной научно-практической конференции (20–22 ноября 2019 г.): в 2 ч. – 2019. – С. 74–76.

63. Synopsys Inc. Sentaurus Device: An advanced multidimensional (1D/2D/3D) device simulator [Электронный ресурс] / Synopsys Inc. – URL: <https://www.synopsys.com/silicon/tcad/device-simulation/sentaurus-device.html> (accessed: 10.09.2020).

64. Silvaco Inc. Victory Device Simulator [Электронный ресурс] / Silvaco Inc. – URL: <https://silvaco.com/tcad/victory-device-3d/> (accessed: 10.09.2020).

65. Dunn, M. RF GaN Modeling for 5G and Other Applications [Электронный ресурс] / M. Dunn, R. Sodhi. – 2019. – P. 37 – URL: [http://www.mwjournlchina.com/edicon/Presentations/2019/EDICONChina2019\\_KeysightForum\\_and\(37\)\\_Dunn,Mark.RF GaN Modeling for 5G and Other Applications.pdf](http://www.mwjournlchina.com/edicon/Presentations/2019/EDICONChina2019_KeysightForum_and(37)_Dunn,Mark.RF%20GaN%20Modeling%20for%205G%20and%20Other%20Applications.pdf) (accessed: 26.05.2021).

66. Ward, D.E. A charge-oriented model for MOS transistor capacitances / D.E. Ward, R.W. Dutton // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1978. – Vol. 13, No 5. – P. 703–708. – DOI: 10.1109/JSSC.1978.1051123.

67. Keysight Technologies. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс] / Keysight Technologies. – URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (accessed: 10.09.2019).

68. Cadence Design Systems. RF / Microwave Design with AWR Software [Электронный ресурс] / Cadence Design Systems. – URL: [https://www.cadence.com/ko\\_KR/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design.html](https://www.cadence.com/ko_KR/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design.html) (accessed: 10.09.2019).
69. Statz, H. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE / H. Statz, P. Newman, I.W. Smith, R.A. Pucel, H.A. Haus // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1987. – Vol. 34, No 2. – P. 160–169. – DOI: 10.1109/T-ED.1987.22902.
70. Divekar, D. Comments on “GaAs FET device and circuit simulation in SPICE” / D. Divekar // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1987. – Vol. 34, No 12. – P. 2564–2565. – DOI: 10.1109/T-ED.1987.23352.
71. McCamant, A.J. An improved GaAs MESFET model for SPICE / A.J. McCamant, G.D. McCormack, D.H. Smith // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38, No 6. – P. 822–824. – DOI: 10.1109/22.130988.
72. Tajima, Y. GaAs FET large-signal model and its application to circuit designs / Y. Tajima, B. Wrona, K. Mishima // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1981. – Vol. 28, No 2. – P. 171–175. – DOI: 10.1109/T-ED.1981.20306.
73. Materka, A. Computer Calculation of Large-Signal GaAs FET Amplifier Characteristics / A. Materka, T. Kacprzak // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1985. – Vol. 33, No 2. – P. 129–135. – DOI: 10.1109/TMTT.1985.1132960.
74. Билевич, Д.В. Экстракция параметров источника тока  $I_{ds}$  в нелинейной модели / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XIII Международной научно-практической конференции (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 113–115.
75. Степанов, В.И. Алгоритм экстракции параметров источника тока нелинейной модели GaAs-pHEMT-транзистора / В.И. Степанов, **А.А. Попов**, А.С. Сальников // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XVI Международной научно-практической конференции (18–20 ноября 2020 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – С. 85–88.
76. Root, D.E. Technology Independent Large Signal Non Quasi-Static FET Models by Direct Construction from Automatically Characterized Device Data / D.E. Root, S. Fan, J. Meyer // 21st European Microwave Conference, 1991. – IEEE, 1991. – P. 927–932. – DOI: 10.1109/EUMA.1991.336465.
77. Кондратенко, А. Методика восстановления трехпортовой бесструктурной модели полевого транзистора с затвором Шоттки / А. Кондратенко, Г. Глазов // Компоненты и технологии. – 2015. – № 3(164). – С. 158–161.
78. Аверина, Л.И. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учетом инерционных свойств / Л.И. Аверина, В.Д. Шутов, Р.А. Рыбалкин // Известия высших учебных

заведений. Радиоэлектроника. – 2013. – Т. 56, № 1(607). – С. 50–57.

79. Сальников, А. С. Автоматизация измерений, построение моделей и библиотек элементов СВЧ монолитных интегральных схем на базе отечественных GaAs и GaN технологий : специальность 05.12.07 "Антенны, СВЧ-устройства и их технологии" : диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Сальников Андрей Сергеевич. – Томск, 2014. – 274 с.

80. Verspecht, J. Black Box Modeling of Power Transistors in the Frequency Domain [Электронный ресурс] / J. Verspecht. – 1996. – P. 20. – URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/1f2a/7b35742b16141e6d17f55b0a15cd4213584a.pdf> (accessed: 17.08.2020).

81. Verspecht, J. Large-signal network analysis / J. Verspecht // IEEE Microwave Magazine. – 2005. – Vol. 6, No 4. – P. 82–92. – DOI: 10.1109/MMW.2005.1580340.

82. Verspecht Polyharmonic distortion modeling / Verspecht, D.E. Root // IEEE Microwave Magazine. – 2006. – Vol. 7, No 3. – P. 44–57. – DOI: 10.1109/MMW.2006.1638289.

83. Simpson, G. Load-pull + NVNA = enhanced X-parameters for PA designs with high mismatch and technology-independent large-signal device models / G. Simpson, J. Horn, D. Gunyan, D.E. Root // 2008 72nd ARFTG Microwave Measurement Symposium. – IEEE, 2008. – P. 88–91. – DOI: 10.1109/ARFTG.2008.4804301.

84. Hao Qi Nonlinear Data Utilization: From Direct Data Lookup to Behavioral Modeling / Hao Qi, J. Benedikt, P.J. Tasker // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No 6. – P. 1425–1432. – DOI: 10.1109/TMTT.2009.2019996.

85. Xu, J. Global dynamic FET model for GaN transistors: DynaFET model validation and comparison to locally tuned models / J. Xu, S. Halder, F. Kharabi, J. McMacken, J. Gering, D.E. Root // 83rd ARFTG Microwave Measurement Conference. – IEEE, 2014. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/ARFTG.2014.6899526.

86. Jianjun Gao Nonlinear HEMT Modeling Using Artificial Neural Network Technique / Jianjun Gao, Lei Zhang, Jianjun Xu, Qi-Jun Zhang // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005. – IEEE, 2005. – P. 469–472. – DOI: 10.1109/MWSYM.2005.1516631.

87. Huang, A.-D. An Artificial Neural Network-Based Electrothermal Model for GaN HEMTs With Dynamic Trapping Effects Consideration / A.-D. Huang, Z. Zhong, W. Wu, Y.-X. Guo // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64, No 8. – P. 2519–2528. – DOI: 10.1109/TMTT.2016.2586055.

88. Cai, J. Support Vector Regression-Based Behavioral Modeling Technique for RF Power Transistors / J. Cai, J. King, C. Yu, J. Liu, L. Sun // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. – Vol. 28, No 5. – P. 428–430. – DOI: 10.1109/LMWC.2018.2819427.



89. Cai, J. A new nonlinear behavioral modeling technique for RF power transistors based on Bayesian inference / J. Cai, J. King, J.C. Pedro // 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – IEEE, 2017. – P. 624–626. – DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058645.
90. Cai, J. Bayesian Inference-Based Behavioral Modeling Technique for GaN HEMTs / J. Cai, J.B. King, J. Su, C. Yu, S. Chen, L. Sun, H. Wang, J. Liu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – IEEE, 2019. – Vol. 67, No 6. – P. 2291–2301. – DOI: 10.1109/TMTT.2019.2906304.
91. Yeong-Lin Lai A new pinched-off cold-FET method to determine parasitic capacitances of FET equivalent circuits / Yeong-Lin Lai, Kuo-Hua Hsu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Vol. 49, No 8. – P. 1410–1418. – DOI: 10.1109/22.939921.
92. Jarndal, A. A simplified modelling approach for AlGaIn/GaN HEMTs using pinched cold S-parameters / A. Jarndal // 2013 5th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO). – Hammamet, Tunisia: IEEE, 2013. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/ICMSAO.2013.6552633.
93. Huang, A. A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs / A. Huang, Z. Zhong, Y. Guo, W. Wu // 2014 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology. – IEEE, 2014. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/RFIT.2014.6933249.
94. Caddemi, A. Equivalent-circuit-based modeling of the scattering and noise parameters for multi-finger GaAs pHEMTs / A. Caddemi, E. Cardillo, G. Crupi // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2019. – No 1. – P. e2587. – DOI: 10.1002/jnm.2587.
95. Gibiino, G.P. Measurement-Based Automatic Extraction of FET Parasitic Network by Linear Regression / G.P. Gibiino, A. Santarelli, R. Cignani, P.A. Traverso, F. Filicori // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2019. – No 9. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/LMWC.2019.2933095.
96. **Popov, A.A.** A Comparative Study on the Parasitic Parameter Extraction Techniques for the Small-Signal Microwave Phemt Modeling / A.A. Popov, D. V. Bilevich, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.A. Metel, A.A. Kalentyev, A.E. Goryainov // 2019 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). – IEEE, 2019. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/Dynamics47113.2019.8944631.
97. Jarndal, A. Reliable noise modeling of GaN HEMTs for designing low-noise amplifiers / A. Jarndal, A. Hussein, G. Crupi, A. Caddemi // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2020. – Vol. 33, No 3. – P. 1–13. – DOI: 10.1002/jnm.2585.
98. Crupi, G. Scalability of Multifinger HEMT Performance / G. Crupi, A. Raffo, V. Vadala, G. Vannini, D.M.M.-P. Schreurs, A. Caddemi // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2020. – Vol. 30, No 9. – P. 869–872. – DOI: 10.1109/LMWC.2020.3012181.
99. White, P.M. Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT

parasitic capacitances from “Coldfet” measurements / P.M. White, R.M. Healy // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1993. – Vol. 3, No 12. – P. 453–454. – DOI: 10.1109/75.251398.

100. Tayrani, R. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs / R. Tayrani, J.E. Gerber, T. Daniel, R.S. Pengelly, U.L. Rohde // 1993 23rd European Microwave Conference. – IEEE, 1993. – No 9. – P. 451–453. – DOI: 10.1109/EUMA.1993.336593.

101. Crupi, G. A New Millimeter-Wave Small-Signal Modeling Approach for pHEMTs Accounting for the Output Conductance Time Delay / G. Crupi, D.M.M.-P. Schreurs, A. Raffo, A. Caddemi, G. Vannini // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56, No 4. – P. 741–746. – DOI: 10.1109/TMTT.2008.918147.

102. Crupi, G. The large world of FET small-signal equivalent circuits (invited paper) / G. Crupi, A. Caddemi, D.M.M.-P. Schreurs, G. Dambrine // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2016. – Vol. 26, No 9. – P. 749–762. – DOI: 10.1002/mmce.21028.

103. Costa, D. Direct extraction of the AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor small-signal equivalent circuit / D. Costa, W.U. Liu, J.S. Harris // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1991. – Vol. 38, No 9. – P. 2018–2024. – DOI: 10.1109/16.83724.

104. Jianjun Gao A new method for phemt noise-parameter determination based on 50-Ω noise measurement system / Jianjun Gao, Choi Look Law, Hong Wang, S. Aditya, G. Boeck // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51, No 10. – P. 2079–2089. – DOI: 10.1109/TMTT.2003.817680.

105. Resca, D. Scalable Nonlinear FET Model Based on a Distributed Parasitic Network Description / D. Resca, A. Santarelli, A. Raffo, R. Cignani, G. Vannini, F. Filicori, D.M.M.-R. Schreurs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56, No 4. – P. 755–766. – DOI: 10.1109/TMTT.2008.918153.

106. **Попов, А.А.** Обзор методик построения малосигнальных моделей транзисторов для управляющих СВЧ-устройств / А.А. Попов, И.М. Добуш, А.С. Сальников // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. – 2020. – № 3(546). – С. 10–33.

107. Pla, J.A. Nonlinear model for predicting intermodulation distortion in GaAs FET RF switch devices / J.A. Pla, W. Struble // 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1993. – Vol. 2. – P. 641–644. – DOI: 10.1109/MWSYM.1993.276988.

108. Buck, C.M. Development of MMIC switch FET models for the Philips microwave D07M foundry process / C.M. Buck, K.R. Williams, R. Leblanc // IEE Colloquium (Digest). – 1994. – No 92.

109. Ehoud, A. Extraction based model for GaAs MESFET switches / A. Ehoud, L.P. Dunleavy, S.C. Lazar, R.E. Branson // 1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4). – IEEE, 1994. – P. 861–864. – DOI: 10.1109/MWSYM.1994.335221.

110. Ehoud, A. Extraction techniques for FET switch modeling / A. Ehoud, L.P. Dunleavy,

S.C. Lazar, R.E. Branson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Vol. 43, No 8. – P. 1863–1868. – DOI: 10.1109/22.402273.

111. Wei, C.-J.J.W.C.-J. Distributed switch FET model that predicts better insertion loss and harmonics / C.-J.J.W.C.-J. Wei, Y.Z.Y. Zhu, A. Klimashov, H.Y.H. Yin, C. Zhang, D. Bartle // European Microwave Week 2010: Connecting the World, EuMIC 2010 - Conference Proceedings. – IEEE, 2010. – No 9. – P. 238–241.

112. Zhu, Y. Electromagnetic only HEMT model for switch design / Y. Zhu, C. Wei, G. Nohra, C. Zhang, O. Klimashov, H. Yin, D. Bartle // 2009 Asia Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2009. – P. 273–276. – DOI: 10.1109/APMC.2009.5385384.

113. Lin, D. Small-signal switch model of GaN HEMTs for MMIC applications / D. Lin, Y. Xiaofeng, L. Yang, Z. Jincheng, H. Yue // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. – The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2016. – Vol. 23, No 5. – P. 56–60. – DOI: 10.1016/S1005-8885(16)60058-4.

114. Jeon, M.-Y. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs / M.-Y. Jeon, B.-G. Kim, Y.-J. Jeon, Y.-H. Jeong // IEICE Transactions on Electronics. – 1999. – Vol. E82-C, No 11. – P. 1968–1976.

115. Hu, Z. Dual-Gate Switch-HEMT Large-Signal Modeling / Z. Hu, Y. Tao, M. He, Y. Liu, Q. Zhang // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – IEEE, 2019. – P. 219–221. – DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038719.

116. Daniels, R.R. A universal large/small signal 3-terminal FET model using a nonquasistatic charge-based approach / R.R. Daniels, A.T. Yang, J.P. Harrang // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1993. – Vol. 40, No 10. – P. 1723–1729. – DOI: 10.1109/16.277326.

117. Rauscher, C. Simulation of Nonlinear Microwave FET Performance Using a Quasi-Static Model / C. Rauscher, H.A. Willing // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1979. – Vol. 27, No 10. – P. 834–840. – DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129744.

118. Soo-Young Oh Transient Analysis of MOS Transistors / Soo-Young Oh, D.E. Ward, R.W. Dutton // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1980. – Vol. 15, No 4. – P. 636–643. – DOI: 10.1109/JSSC.1980.1051448.

119. Chan, M. A robust and physical BSIM3 non-quasi-static transient and AC small-signal model for circuit simulation / M. Chan, K.Y. Hui, Chenming Hu, P.K. Ko // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1998. – Vol. 45, No 4. – P. 834–841. – DOI: 10.1109/16.662788.

120. Fernandez-Barciela, M. A simplified broad-band large-signal nonquasi-static table-based FET model / M. Fernandez-Barciela, P.J. Tasker, Y. Campos-Roca, M. Demmler, H. Massler, E. Sanchez, M.C. Curras-Francos, M. Schlechtweg // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, No 3. – P. 395–405. – DOI: 10.1109/22.826838.

121. Hallgren, R.B. TOM3 capacitance model: linking large- and small-signal MESFET models in SPICE / R.B. Hallgren, P.H. Litzenberg // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1999. – Vol. 47, No 5. – P. 556–561. – DOI: 10.1109/22.763155.
122. Коколов, А.А. Построение моделей гетероструктурных полевых транзисторов и автоматизированное проектирование монолитных СВЧ усилителей мощности на основе большесигнальных параметров рассеяния и нагрузочных диаграмм : специальность 05.12.07 "Антенны, СВЧ-устройства и их технологии" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Коколов Андрей Александрович. – Томск, 2013. – 263 с. – EDN: SUZNN.
123. Коколов, А.А. Обзор математических моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. – 2010. – № 2–1(22). – С. 118–126.
124. Dasgupta, A. ASM-HEMT: Compact model for GaN HEMTs / A. Dasgupta, S. Ghosh, Y.S. Chauhan, S. Khandelwal // *2015 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*. – IEEE, 2015. – No 4. – P. 495–498. – DOI: 10.1109/EDSSC.2015.7285159.
125. Khandelwal, S. Advanced SPICE Model for HEMTs Technical Manual [Электронный ресурс] / S. Khandelwal, S. Ghosh, S.A. Ahsan, A. Dasgupta, S. Agnihotri, Y.S. Chauhan. – 2018. – P. 53. – URL: [https://iitk.ac.in/asm/asm\\_package/ASMHEMT101.0.0\\_Manual.pdf](https://iitk.ac.in/asm/asm_package/ASMHEMT101.0.0_Manual.pdf) (accessed: 05.03.2020).
126. Beleniotis, P. Simulating Drain Lag of GaN HEMTs with physics-based ASM model / P. Beleniotis, F. Schnieder, M. Rudolph // *EuMIC 2020 - 2020 15th European Microwave Integrated Circuits Conference*. – 2021. – P. 165–168.
127. Albahrani, S.A. Validation of the Industry-Standard ASM-GaN Model for Gate-Length Scaling / S.A. Albahrani, J. Hodges, L. Heuken, D. Schwantuschke, T. Gneiting, J.N. Burghartz, S. Khandelwal // *2020 4th Australian Microwave Symposium (AMS)*. – IEEE, 2020. – Vol. 9, No 3–4. – P. 1–2. – DOI: 10.1109/AMS48904.2020.9059542.
128. Khakifirooz, A. A Simple Semiempirical Short-Channel MOSFET Current–Voltage Model Continuous Across All Regions of Operation and Employing Only Physical Parameters / A. Khakifirooz, O.M. Nayfeh, D. Antoniadis // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – 2009. – Vol. 56, No 8. – P. 1674–1680. – DOI: 10.1109/TED.2009.2024022.
129. Radhakrishna, U. Modeling Gallium-Nitride Based High Electron Mobility Transistors: Linking Device Physics to High Voltage and High Frequency Circuit Design: a PhD thesis / U. Radhakrishna. – Massachusetts Institute of Technology, 2016. – 291 p.
130. Radhakrishna, U. MIT virtual source GaNFET-RF compact model for GaN HEMTs:

From device physics to RF frontend circuit design and validation / U. Radhakrishna, P. Choi, S. Goswami, Li-Shiuan Peh, T. Palacios, D. Antoniadis // 2014 IEEE International Electron Devices Meeting. – IEEE, 2014. – P. 11.6.1-11.6.4. – DOI: 10.1109/IEDM.2014.7047034.

131. Калентьев, А.А. Методы обработки результатов СВЧ-измерений для построения моделей элементов интегральных схем / А.А. Калентьев, И.М. Добуш, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов, Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, Т.Н. Файль, Ю.А. Новичкова, А.А. Метель // Наноиндустрия. – 2020. – Т. 13, № S4(99). – С. 428–430. – DOI: 10.22184/1993-8578.2020.13.4s.428.430.

132. **Popov, A.A.** Verification of an Automatic GaAs HEMT Nonlinear Modeling Technique / A.A. Popov, D. V. Bilevich, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.A. Kalentyev, A.E. Goryainov // 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2019. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729651.

133. Билевич, Д.В. Тестирование автоматической методики построения и верификации нелинейной модели GaAs HEMT-транзисторов / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, А.С. Сальников // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XIV Международной научно-практической конференции (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 47–50.

134. Степанов, В.И. Автоматическое построение и валидация нелинейной модели GaAs-rHEMT-транзистора для усилительных применений / В.И. Степанов, **А.А. Попов**, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XVII Международной научно-практической конференции (17–19 ноября 2021 г.): в 2 ч. – 2021. – С. 78–81.

135. Добуш, И. М. Построение моделей пассивных элементов и автоматизированное проектирование СВЧ монолитных усилителей с учетом влияния температуры : специальность 05.12.07 "Антенны, СВЧ-устройства и их технологии" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Добуш Игорь Мирославович. – Томск, 2012. – 199 с. – EDN: QFZOQX.

136. Charbonniaud, C. Electrothermal and trapping effects characterization of AlGaIn/GaN HEMTs / C. Charbonniaud, S. De Meyer, R. Quéré, J. Teyssier // 11TH GaAs Symposium. – 2003. – P. 201–204.

137. Scott, J. Pulsed device measurements and applications / J. Scott, J.G. Rathmell, A. Parker, M. Sayed // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, No 12. – P. 2718–2723. – DOI: 10.1109/22.554657.

138. Donecker, B. Determining The Measurement Accuracy of the HP 8510 Microwave Network Analyzer / B. Donecker // 23rd ARFTG Conference Digest. – IEEE, 1984. – P. 51–84. – DOI: 10.1109/ARFTG.1984.323577.

139. Jong-Hee Han A new extraction method for noise sources and correlation coefficient in MESFET / Jong-Hee Han, Kwiro Lee // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, No 3. – P. 487–490. – DOI: 10.1109/22.486166.
140. Ikalainen, P.K. Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software / P.K. Ikalainen // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1993. – Vol. 41, No 2. – P. 340–343. – DOI: 10.1109/22.216478.
141. Tasker, P.J. Transistor noise parameter extraction using a 50 Omega measurement system / P.J. Tasker, W. Reinert, B. Hughes, J. Braunstein, M. Schlechtweg // 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1993. – P. 1251–1254. – DOI: 10.1109/MWSYM.1993.277100.
142. Riddle, A. Extraction of FET model noise-parameters from measurement / A. Riddle // 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE. – P. 1113–1116. – DOI: 10.1109/MWSYM.1991.147211.
143. Keysight Technologies. Noise Figure Measurement Accuracy: The Y-Factor Method [Электронный ресурс] / Keysight Technologies. – P. 44. – URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-06829/application-notes/5952-3706.pdf> (accessed: 13.04.2021).
144. Adamian, V. A Novel Procedure for Receiver Noise Characterization / V. Adamian, A. Uhler // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1973. – Vol. 22, No 2. – P. 181–182. – DOI: 10.1109/TIM.1973.4314135.
145. Raay, F. van Waveform Measurements - The Load-Pull Aspect / F. van Raay, G. Kompa // 55th ARFTG Conference Digest. – IEEE, 2000. – P. 1–8. – DOI: 10.1109/ARFTG.2000.327394.
146. Dobush, I.M. Development of a 0.15  $\mu\text{m}$  GaAs pHEMT Process Design Kit for Low-Noise Applications / I.M. Dobush, I.S. Vasil'evskii, D.D. Zykov, D.S. Bragin, A.S. Salnikov, **A.A. Popov**, A.A. Gorelov, N.I. Kargin // Electronics. – 2021. – Vol. 10, No 22. – P. 2775. – DOI: 10.3390/electronics10222775.
147. Coram, G.J. How to (and how not to) write a compact model in Verilog-A / G.J. Coram // 2004 IEEE International Conference on Cluster Computing (IEEE Cat. No.04EX935). – IEEE, 2004. – P. 97–106. – DOI: 10.1109/BMAS.2004.1393990.
148. McAndrew, C.C. Best Practices for Compact Modeling in Verilog-A / C.C. McAndrew, G.J. Coram, K.K. Gullapalli, J.R. Jones, L.W. Nagel, A.S. Roy, J. Roychowdhury, A.J. Scholten, G.D.J. Smit, X. Wang, S. Yoshitomi // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – IEEE, 2015. – Vol. 3, No 5. – P. 383–396. – DOI: 10.1109/JEDS.2015.2455342.
149. McAndrew, C.C. SPICE modeling in Verilog-A: Successes and challenges: Invited paper / C.C. McAndrew // 2017 47th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC).

– Leuven, Belgium: IEEE, 2017. – P. 22–25. – DOI: 10.1109/ESSDERC.2017.8066582.

150. **Popov, A.A.** A new extraction flow of the small-signal switch-HEMT model based on the parasitic resistance scanning algorithm / A.A. Popov, I.M. Dobush, A.S. Salnikov // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. – 2022. – Vol. 32, No 9. – DOI: 10.1002/mmce.23278.

151. Pirazzini, M. A preliminary study of different metrics for the validation of device and behavioral models / M. Pirazzini, G. Ferndndez, A. Alabadelah, G. Vannini, M. Barciela, E. Sanchez, D. Schreurs // *65th ARFTG Conference Digest, 2005. Spring 2005*. – IEEE, 2005. – P. 69–76. – DOI: 10.1109/ARFTGS.2005.1500571.

152. Raffo, A. Comparison of Electron Device Models Based on Operation-specific Metrics / A. Raffo, J.A. Lonac, D. Resca, S. Monaco, A. Santarelli, G. Vannini // *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*. – IEEE, 2005. – Vol. 4. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/APMC.2005.1606820.

153. Radhakrishna, U. High voltage GaN HEMT compact model: Experimental verification, field plate optimization and charge trapping / U. Radhakrishna, D. Piedra, Y. Zhang, T. Palacios, D. Antoniadis // *2013 IEEE International Electron Devices Meeting*. – IEEE, 2013. – P. 32.7.1-32.7.4. – DOI: 10.1109/IEDM.2013.6724740.

154. Khusro, A. An accurate and simplified small signal parameter extraction method for GaN HEMT / A. Khusro, M.S. Hashmi, A.Q. Ansari, A. Mishra, M. Tarique // *International Journal of Circuit Theory and Applications*. – 2019. – Vol. 47, No 6. – P. 941–953. – DOI: 10.1002/cta.2622.

155. Jarndal, A. Improved parameter extraction method for GaN HEMT on Si substrate / A. Jarndal, A. Markos, G. Kompa // *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. – IEEE, 2010. – P. 1668–1671. – DOI: 10.1109/MWSYM.2010.5514666.

156. Yu, L. Small-signal model parameter extraction for AlGaIn/GaN HEMT / L. Yu, Y. Zheng, S. Zhang, L. Pang, K. Wei, X. Ma // *Journal of Semiconductors*. – 2016. – Vol. 37, No 3. – P. 034003. – DOI: 10.1088/1674-4926/37/3/034003.

157. Maafri, D. An efficient and reliable small signal intrinsic parameters extraction for HEMT GaN devices / D. Maafri, A. Saadi, A. Slimane, M.C.E. Yagoub // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2018. – Vol. 60, No 2. – P. 455–458. – DOI: 10.1002/mop.30982.

158. Crupi, G. On the small signal modeling of advanced microwave FETs: A comparative study / G. Crupi, D.M.M.-P. Schreurs, A. Caddemi // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. – 2008. – Vol. 18, No 5. – P. 417–425. – DOI: 10.1002/mmce.20300.

159. Jarndal, A. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC and Si substrates: A review from the small-signal-modeling's perspective / A. Jarndal // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. – 2014. – Vol. 24, No 3. – P. 389–400. – DOI: 10.1002/mmce.20772.

160. Zhang, H. Extraction method for parasitic capacitances and inductances of HEMT models

/ H. Zhang, P. Ma, Y. Lu, B. Zhao, J. Zheng, X. Ma, Y. Hao // *Solid-State Electronics*. – Elsevier Ltd, 2017. – Vol. 129. – P. 108–113. – DOI: 10.1016/j.sse.2016.12.003.

161. **Попов, А.А.** Small-signal and noise GaAs pHEMT modeling for low noise amplifier design / A.A. Popov, D. V Bilevich, A.A. Metel, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.E. Goryainov, A.A. Kalentyev // *Journal of Physics: Conference Series*. – IOP Publishing, 2020. – Vol. 1499. – P. 012033. – DOI: 10.1088/1742-6596/1499/1/012033.

162. **Попов, А.** A combined technique for amplifier oriented small-signal noise model extraction / A. Popov, D. Bilevich, A. Salnikov, I. Dobush, A. Goryainov, A. Kalentyev, A. Metel // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. – 2020. – Vol. 30, No 9. – DOI: 10.1002/mmce.22273.

163. Калентьев, А.А. Алгоритм автоматического построения малосигнальной модели GaAs pHEMT- транзистора и его реализация в САПР / А.А. Калентьев, А.С. Сальников, **А.А. Попов**, Д.В. Билевич, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль // *Наноиндустрия. Спецвыпуск*. – 2020. – № S96-1. – С. 330–336. – DOI: 10.22184/1993-8578.2020.13.3s.330.336.

164. Степанов, В.И. Универсальный алгоритм построения линейной модели GaAs pHEMT СВЧ-транзистора для усилительных применений / В.И. Степанов, **А.А. Попов**, А.С. Сальников // *Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС)*. – 2020. – № 4. – С. 76–82. – DOI: 10.31114/2078-7707-2020-4-76-82.

165. **Попов, А.А.** Оценка возможностей автоматизированной экстракции малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных по различным техпроцессам / А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев // 30-я Международная Крымская конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо’ 2020) : Материалы конференции, Севастополь, 06-12 сентября 2020 года. – Севастополь: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования “Севастопольский государственный университет,” 2020. – С. 9–10.

166. **Попов, А.А.** Small-signal and noise GaAs pHEMT modeling for low noise amplifier design / A.A. Popov, D. V. Bilevich, A.A. Metel, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.E. Goryainov, A.A. Kalentyev // *Актуальные проблемы радиофизики (АПР 2019) : VIII Международная научно-практическая конференция, Томск, 01–04 октября 2019 года*. – Томск: Издательский дом ТГУ, 2019. – P. 233–236.

167. Добуш, И.М. Разработка методик и программного обеспечения для автоматического построения моделей базовых элементов СВЧ монолитных интегральных схем / И.М. Добуш, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов, **А.А. Попов**, Д.В. Билевич // *Наноиндустрия*. – 2019. – № S89. – С. 453–462. – DOI: 10.22184/NanoRus.2019.12.89.453.462.



168. Билевич, Д.В. Построение линейной модели СВЧ-транзистора / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников // Научная сессия ТУСУР–2017: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа, Томск, 10–12 мая 2017 г.: в 8 частях. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 117–120.
169. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019661465 Российская Федерация. Программный модуль САПР для экстракции параметров малосигнальных моделей транзисторов Smart HEMT Modeling : № 2019660415 : заявл. 23.08.2019 : опубл. 02.09.2019 / Д.В. Билевич, А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, **А.А. Попов**, А.С. Сальников ; заявитель Общество с ограниченной ответственностью “50ом Технолоджиз”. – EDN: DNQLSB.
170. Tiemeijer, L.F. Comparison of the “pad-open-short” and “open-short-load” deembedding techniques for accurate on-wafer RF characterization of high-quality passives / L.F. Tiemeijer, R.J. Havens, A.B.M. Jansman, Y. Bouttement // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No 2. – P. 723–729. – DOI: 10.1109/TMTT.2004.840621.
171. Koolen, M.C.A.M. An improved de-embedding technique for on-wafer high-frequency characterization / M.C.A.M. Koolen, J.A.M. Geelen, M.P.J.G. Versleijen // Proceedings of the 1991 Bipolar Circuits and Technology Meeting. – IEEE, 1991. – P. 188–191. – DOI: 10.1109/BIPOL.1991.160985.
172. Yen, H.T. A physical de-embedding method for silicon-based device applications / H.T. Yen, T.J. Yeh, S. Liu // Progress in Electromagnetics Research Symposium. – 2009. – Vol. 2, No 4. – P. 1312–1316. – DOI: 10.2529/piers080907133328.
173. Wang, W. De-Embedding Based on EM Simulation and Measurement: A Hybrid Method / W. Wang, R. Jin, T.S. Bird, X. Liang, J. Geng // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65, No 12. – P. 5019–5034. – DOI: 10.1109/TMTT.2017.2715326.
174. Pospieszalski, M.W. Modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence / M.W. Pospieszalski // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1989. – Vol. 37, No 9. – P. 1340–1350. – DOI: 10.1109/22.32217.
175. Pospieszalski, M.W. Extremely low-noise amplification with cryogenic FETs and HFETs: 1970-2004 / M.W. Pospieszalski // IEEE Microwave Magazine. – 2005. – Vol. 6, No 3. – P. 62–75. – DOI: 10.1109/MMW.2005.1511915.
176. **Попов, А.А.** Аналитическая аппроксимация численной зависимости положения квазиуровня Ферми в квантовой яме от потенциала затвора для разработки компактной модели GaAs HEMT-транзистора / А.А. Попов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2021. – № 76. – С. 109–125. – DOI: 10.21667/1995-4565-2021-

76-109-125.

177. Delagebeaudeuf, D. Metal-(n) AlGaAs-GaAs Two-Dimensional Electron Gas FET / D. Delagebeaudeuf, N. Linh // IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES. – 1982. – Vol. 29, No 6. – P. 955–960. – DOI: 10.1109/T-ED.1982.20813.

178. Drummond, T.J. Model for modulation doped field effect transistor / T.J. Drummond, H. Morkoc, K. Lee, M. Shur // IEEE Electron Device Letters. – 1982. – Vol. 3, No 11. – P. 338–341. – DOI: 10.1109/EDL.1982.25593.

179. Kola, S. An analytical expression for Fermi level versus sheet carrier concentration for HEMT modeling / S. Kola, J.M. Golio, G.N. Maracas // IEEE Electron Device Letters. – 1988. – Vol. 9, No 3. – P. 136–138. – DOI: 10.1109/55.2067.

180. Remashan, K. A compact analytical I–V model of AlGaAs/InGaAs/GaAs p-HEMTs based on non-linear charge control model / K. Remashan, K. Radhakrishnan // Microelectronic Engineering. – 2004. – Vol. 75, No 2. – P. 127–136. – DOI: 10.1016/j.mee.2004.03.085.

181. Khandelwal, S. A precise physics-based compact model for 2-DEG charge density in GaAs HEMTs applicable in all regions of device operation / S. Khandelwal, N. Goyal, T.A. Fjeldly // Solid-State Electronics. – Elsevier Ltd, 2013. – Vol. 79. – P. 22–25. – DOI: 10.1016/j.sse.2012.06.002.

182. Cheng, X. A Surface-Potential-Based Compact Model for AlGaN/GaN MODFETs / X. Cheng, Y. Wang // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2011. – Vol. 58, No 2. – P. 448–454. – DOI: 10.1109/TED.2010.2089690.

183. Li, M. 2-D Analytical Model for Current–Voltage Characteristics and Transconductance of AlGaN/GaN MODFETs / M. Li, Y. Wang // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2008. – Vol. 55, No 1. – P. 261–267. – DOI: 10.1109/TED.2007.911076.

184. Khandelwal, S. Advanced SPICE Model for GaN HEMTs (ASM-HEMT) / S. Khandelwal. – Cham: Springer International Publishing, 2022. – DOI: 10.1007/978-3-030-77730-2.

185. Ghosh, S. Modeling of source/drain access resistances and their temperature dependence in GaN HEMTs / S. Ghosh, S.A. Ahsan, Y.S. Chauhan, S. Khandelwal // 2016 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC). – IEEE, 2016. – No 2. – P. 247–250. – DOI: 10.1109/EDSSC.2016.7785254.

186. **Попов, А.** Automatic large-signal GaAs HEMT modeling for power amplifier design / A. Popov, D. Bilevich, A. Salnikov, I. Dobush, A. Goryainov, A. Kalentyev // AEU - International Journal of Electronics and Communications. – 2019. – Vol. 100. – P. 138–143. – DOI: 10.1016/j.aeue.2019.01.008.

187. Билевич, Д.В. Методика автоматического построения нелинейной модели GaAs HEMT транзистора / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов, Д.В. Гарайс // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и

телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018) : Материалы конференции, Севастополь, 09–15 сентября 2018 года. – Севастополь: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет», 2018. – С. 86–92.

188. Билевич, Д.В. Построение большесигнальной модели НЕМТ-GaAs-транзистора / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16-18 мая 2018 г.: в 3 частях. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 148–150.

189. Bilevich, D.V. Automatic Nonlinear Modeling Technique for Gaas HEMT / D.V. Bilevich, **А.А. Попов**, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, A.S. Goryainov, A.A. Kalentyev, D. V. Garays // 12th International Scientific and Technical Conference “Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines”, Dynamics 2018, Omsk, 13–15 november 2018. – Omsk, Russia: IEEE, 2018. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/Dynamics.2018.8601444.

190. Salnikov, A.S. Automatic golden device selection and measurement smoothing algorithms for microwave transistor small-signal noise modeling / A.S. Salnikov, I.M. Dobush, **А.А. Попов**, D. V. Bilevich, A.E. Goryainov, A.A. Kalentyev, A.A. Metel // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – Cambridge University Press, 2022. – P. 1–12. – DOI: 10.1017/S175907872200068X.

191. Билевич, Д.В. Исследование алгоритмов сглаживания для предварительной обработки результатов измерений коэффициента шума СВЧ-транзистора при построении малосигнальной шумовой модели / Д.В. Билевич, **А.А. Попов**, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Ю.А. Новичкова // Вестник РГРТУ. – 2020. – № 71. – С. 34–44. – DOI: 10.21667/1995-4565-2020-71-34-44.

192. **Попов, А.А.** Effect of Different De-Embedding Techniques on Small-Signal Parameters of X-Band Low-Noise Amplifier / А.А. Попов, I.M. Dobush, А.А. Metel, D. V. Bilevich, А.Е. Goryainov, А.А. Kalentyev, А.С. Salnikov, I.S. Vasil'evskii // 2021 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Kazan, Russia: IEEE, 2021. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/SIBCON50419.2021.9438889.

193. Свидетельство о государственной регистрации топологии микросхемы № 2020630225 Российская Федерация. Монолитная интегральная схема GaAs рНЕМТ трехкаскадного МШУ диапазона частот 8-12 ГГц : № 2020630230 : заявл. 11.11.2020 : опубл. 18.11.2020 / И.М. Добуш, А.С. Сальников, **А.А. Попов**, Д.В. Билевич ; заявитель Общество с ограниченной ответственностью "50ом Технолоджиз". – EDN: LBHRML.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А**  
**(ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ)**  
**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**



634045, г. Томск,  
ул. Нефтяная,  
д. 11, к. 238

Тел: +7-923-408-0408  
E-mail: [alexey.kalentyev@50ohm.tech](mailto:alexey.kalentyev@50ohm.tech)

ОКПО 01605389, ОГРН 1167031056301, ИНН 7017398640, КПП 701701001

**АКТ О ВНЕДРЕНИИ**

результатов научно-исследовательской работы  
аспиранта ТУСУР Попова Артема Александровича  
в хозяйственную деятельность предприятия

Попов А.А. разработал ряд автоматизированных методик построения линейных и нелинейных моделей СВЧ-транзисторов. Методика, использующая электромагнитное моделирование и сканирование сопротивлений, позволяет получать достаточно точное первое приближение, что сокращает время разработки моделей. Применение методик при разработке моделей СВЧ-транзисторов разных размеров позволило создать масштабируемую модель, что подтверждает корреляцию между физическими эффектами в приборе и параметрами эквивалентной схемы. Использование методик с высокой степенью автоматизации позволяет быстро и эффективно разрабатывать модели СВЧ-транзисторов. Полученные модели были использованы при разработке СВЧ-устройств, экспериментальные результаты показывают адекватность и точность моделей.

Разработанные Артемом Александровичем методики внедрены в процесс разработки библиотек базовых элементов. Полученные результаты успешно применены в 3 научно-исследовательских работах, а также при создании результатов интеллектуальной деятельности (3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ и 3 свидетельства о регистрации топологии интегральных микросхем).

Директор ООО «50ом Тех.»



/ Калентьев А.А. /  
25.04.2022

ПРИЛОЖЕНИЕ Б  
(СПРАВОЧНОЕ)  
СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ  
ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019661465

Программный модуль САПР для экстракции параметров  
малосигнальных моделей транзисторов Smart HEMT  
Modeling

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью  
"50ом Технолоджиз" (RU)*

Авторы: *Билевич Дмитрий Вячеславович (RU), Горяинов Александр  
Евгеньевич (RU), Добуш Игорь Мирославович (RU), Калентьев Алексей  
Анатольевич (RU), Попов Артем Александрович (RU), Сальников  
Андрей Сергеевич (RU), Файль Тимур (KZ)*

Заявка № 2019660415

Дата поступления 23 августа 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 02 сентября 2019 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**RU2019661465**

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ  
**ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

Номер регистрации (свидетельства): <b>2019661465</b> Дата регистрации: <b>02.09.2019</b> Номер и дата поступления заявки: <b>2019660415 23.08.2019</b> Дата публикации и номер бюллетеня: <b>02.09.2019 Бюл. № 9</b> Контактные реквизиты: <b>+7-923-402-9286; igor.dobush@50ohm.tech;</b> <b>Добуш Игорь Мирославович</b>	Автор(ы): <b>Билевич Дмитрий Вячеславович (RU),</b> <b>Горяинов Александр Евгеньевич (RU),</b> <b>Добуш Игорь Мирославович (RU),</b> <b>Калентьев Алексей Анатольевич (RU),</b> <b>Попов Артем Александрович (RU),</b> <b>Сальников Андрей Сергеевич (RU),</b> <b>Файль Тимур (KZ)</b> Правообладатель(и): <b>Общество с ограниченной ответственностью</b> <b>“50ом Технолоджиз” (RU)</b>
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Название программы для ЭВМ:

**Программный модуль САПР для экстракции параметров малосигнальных моделей транзисторов Smart НЕМТ Modeling**

**Реферат:**

Программа предназначена для экстракции (определения) параметров малосигнальных моделей НЕМТ-транзисторов в автоматическом режиме. Входными данными являются параметры рассеяния транзистора в холодных и горячих режимах в формате s2p-файлов. Результаты работы программы экспортируются в САПР в виде эквивалентных схем для каждого горячего режима работы транзистора. Персональные данные в программе не хранятся.

**Язык программирования:** C#, C++

**Объем программы для ЭВМ:** 4,297 Кб

**ПРИЛОЖЕНИЕ В**  
**(СПРАВОЧНОЕ)**  
**СВИДЕТЕЛЬСТВА О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ**  
**ТОПОЛОГИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы

**№ 2020630225**

**Монолитная интегральная схема GaAs рНЕМТ  
трехкаскадного МШУ диапазона частот 8-12 ГГц**

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью  
"50ом Технолоджиз" (RU)*

Авторы: *Добуш Игорь Мирославович (RU), Сальников Андрей  
Сергеевич (RU), Попов Артем Александрович (RU), Билевич  
Дмитрий Вячеславович (RU)*

Заявка № **2020630230**

Дата поступления **11 ноября 2020 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем **18 ноября 2020 г.**

Дата окончания срока действия исключительного права  
**18 ноября 2030 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Ильев**



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**RU2020630225**

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ  
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ  
ТОПОЛОГИИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОСХЕМЫ

<p>Номер регистрации (свидетельства): 2020630225 Дата регистрации: 18.11.2020 Номер и дата поступления заявки: 2020630230 11.11.2020 Дата публикации и номер бюллетеня: 18.11.2020 Бюл. № 11 Дата истечения срока действия исключительного права: 18.11.2030 Контактные реквизиты: И.М.Добуш, 7-923-402-9286, igor.dobush@50ohm.tech</p>	<p>Автор(ы): Добуш Игорь Мирославович (RU), Сальников Андрей Сергеевич (RU), Попов Артем Александрович (RU), Билевич Дмитрий Вячеславович (RU) Правообладатель(и): Общество с ограниченной ответственностью "50ом Технолоджиз" (RU)</p>
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

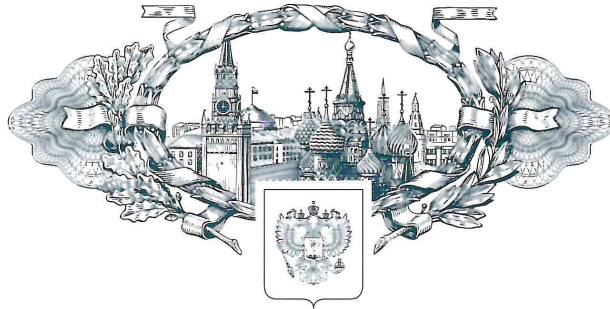
Название интегральной микросхемы с зарегистрированной топологией:  
Монолитная интегральная схема GaAs рНЕМТ трехкаскадного МШУ диапазона частот 8-12 ГГц

**Реферат:**

ИМС представляет собой GaAs монолитную интегральную схему, выполненную на основе гетероструктурной рНЕМТ технологии. Функционально ИМС является трехкаскадным маломощным усилителем (МШУ) с полосой рабочих частот 8-12 ГГц. МШУ содержит цепи согласования, коррекции, разделения и блокировки постоянной составляющей, а также автосмещения. ИМС предназначена для использования в составе приемопередающих СВЧ-модулей. Технические характеристики: полоса частот 8-12 ГГц, коэффициент усиления не менее 25 дБ, модули входного и выходного коэффициентов отражения не более минус 10 дБ, коэффициент шума не более 2,3 дБ, выходная мощность составляет не менее 13 дБм при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ. Ток потребления 85 мА при напряжении питания 5 В. Размеры кристалла: 1,2 мм х 2,2 мм.



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
№ 2021630149

Монолитная интегральная схема GaAs pHEMT  
трехкаскадного МШУ диапазона частот 20-30 ГГц  
FOL2030A2

Правообладатель: *Общество с ограниченной  
ответственностью "50ом Технолоджиз" (RU)*

Авторы: *Добуш Игорь Мирославович (RU), Попов Артем  
Александрович (RU), Билевич Дмитрий Вячеславович  
(RU)*

Заявка № 2021630137

Дата поступления 20 сентября 2021 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем 24 сентября 2021 г.

Дата окончания срока действия  
исключительного права 24 сентября 2031 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Изrael

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**RU2021630149**

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ  
**ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ  
ТОПОЛОГИИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОСХЕМЫ**

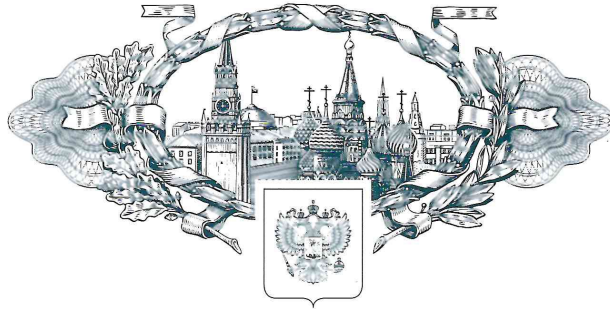
<p>Номер регистрации (свидетельства): <b>2021630149</b> Дата регистрации: <b>24.09.2021</b> Номер и дата поступления заявки: <b>2021630137 20.09.2021</b> Дата публикации и номер бюллетеня: <b>24.09.2021 Бюл. № 10</b> Дата истечения срока действия исключительного права: <b>24.09.2031</b> Контактные реквизиты: <b>И.М.Добуш, 7-923-402-9286, igor.dobush@50ohm.tech</b></p>	<p>Автор(ы): <b>Добуш Игорь Мирославович (RU), Попов Артем Александрович (RU), Билевич Дмитрий Вячеславович (RU)</b> Правообладатель(и): <b>Общество с ограниченной ответственностью "50ом Технолоджиз" (RU)</b></p>
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Название интегральной микросхемы с зарегистрированной топологией:  
**Монолитная интегральная схема GaAs рНЕМТ трехкаскадного МШУ диапазона частот 20-30 ГГц  
FOL2030A2**

**Реферат:**

Микросхема представляет собой GaAs монолитную интегральную схему, выполненную на основе гетероструктурной 0,25 мкм рНЕМТ технологии. Функционально является трехкаскадным маломощным усилителем (МШУ) с полосой рабочих частот 20-30 ГГц. МШУ содержит цепи согласования, коррекции, разделения и блокировки постоянной составляющей, автосмещения. Микросхема предназначена для использования в составе приемно-передающих СВЧ-модулей. Технические характеристики: полоса частот 20-30 ГГц, коэффициент усиления не менее 17 дБ, модули входного и выходного коэффициентов отражения не более минус 10 дБ, коэффициент шума не более 3,3 дБ, выходная мощность составляет не менее 9 дБм при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ. Ток потребления 60 мА при напряжении питания 3,5 В. Размеры кристалла: 2,2 мм x 1,22 мм.

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
№ 2022630021

**Монолитная интегральная схема GaAs pHEMT  
оконечного каскада драйвера цифрового управления  
ключевыми транзисторами FOLSP2AOVT**

Правообладатель: *Общество с ограниченной  
ответственностью "50ом Технолоджиз" (RU)*

Авторы: *Сальников Андрей Сергеевич (RU), Билевич  
Дмитрий Александрович (RU), Попов Артем  
Александрович (RU)*

Заявка № 2022630017

Дата поступления 02 февраля 2022 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем 08 февраля 2022 г.

Дата окончания срока действия

исключительного права 08 февраля 2032 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Измаилов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



RU2022630021

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ  
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ  
ТОПОЛОГИИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОСХЕМЫ

Номер регистрации (свидетельства): 2022630021 Дата регистрации: 08.02.2022 Номер и дата поступления заявки: 2022630017 02.02.2022 Дата публикации и номер бюллетеня: 08.02.2022 Бюл. № 2 Дата истечения срока действия исключительного права: 08.02.2032 Контактные реквизиты: И.М. Добуш, тел.: +7-923-402-9286, адрес электронной почты: igor.dobush@50ohm.tech	Автор(ы): Сальников Андрей Сергеевич (RU), Билевич Дмитрий Александрович (RU), Попов Артем Александрович (RU) Правообладатель(и): Общество с ограниченной ответственностью "50ом Технолоджиз" (RU)
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Название интегральной микросхемы с зарегистрированной топологией:  
**Монолитная интегральная схема GaAs рНЕМТ оконечного каскада драйвера цифрового управления  
 ключевыми транзисторами FOLSP2AOVT**

**Реферат:**

ИМС представляет собой GaAs монолитную интегральную схему, выполненную на основе гетероструктурной 0,25 мкм рНЕМТ-технологии. Функционально ИМС является преобразователем уровня напряжения логического сигнала. ИМС предназначена для использования в составе драйвера цифрового управления устройствами с переменными состояниями (ступенчатыми аттенюаторами, ступенчатыми фазовращателями, коммутаторами). Область применения: СВЧ-многофункциональные интегральные схемы. Технические характеристики: логический уровень нуля на входе минус 2, уровень единицы на входе 0 В. Формируемые на выходе уровни напряжения: логического нуля минус 3,5 В, логической единицы 0,15 В. Ток потребления 1,2 мА при напряжении питания  $\pm 5$  В, потребляемая мощность 6 мВт. Размеры кристалла: 0,84 мм х 0,57 мм.