АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ИСТОК» ИМЕНИ А.И.ШОКИНА»

На правах рукописи

МАКОВЕЦКАЯ

Алёна Александровна

Auck

УДК.621.382.323

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ГОРЯЧИХ ЭЛЕКТРОНОВ В ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ДОНОРНО–АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Специальность 05.27.01 «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах»

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор физико-математических наук Пашковский Андрей Борисович

г. Фрязино 2018 г.

ВВЕДЕНИЕ 6
ГЛАВА 1. ДИНАМИКА ГОРЯЧИХ ЭЛЕКТРОНОВ В ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ
1.1. ПЕРВЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗАРБОТКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ
1.1.1. Предпосылки к созданию полевых транзисторов с донорно- акцепторным легированием
1.1.2. Результаты эксериментальных исследований полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием
1.1.3. Анализ полученных результатов эксериментальных исследований полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием
1.1.4.Перспективы использования полевых транзисторов с донорно- акцепторным легированием
1.2. ВСПЛЕСК ДРЕЙФОВОЙ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ В АРСЕНДГАЛЛИЕВЫХ И НИТРИДГАЛЛИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ И СРАВНЕНИЕ ИХ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ 41
1.2.1. Описание гидродинамической модели 42
1.2.2. Результаты расчетов дрейфовой скорости электронов для арсенидгаллиевых и нитридгаллиевых приборов
1.3.ОЦЕНКАДРЕЙФОВОЙСКОРОСТИЭЛЕКТРОНОВВ ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХПОЛЕВЫХТРАНЗИСТОРАХСДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМЛЕГИРОВАНИЕМИПЕРСПЕКТИВЫИХ
ПРИМЕНЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН 55

1.4 СТАТИЧЕСКИЙ ДОМЕН СИЛЬНОГО ПОЛЯ В ПОЛЕВЫХ
ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ И
УМЕНЬШЕНИЕ ТЕПЛОВОЙ НАГРУЗКИ ТРАНЗИСТОРА
1.4.1. Описание гидродинамической модели с учетом плотности мощности тепловыделения
1.4.2. Результаты расчётов
1.5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ ПО ГЛАВЕ 1 69
ГЛАВА 2. ПОСТРОЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ И РАЗРАБОТКА УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
2.1. МЕТОДИКА ОПЕРАТИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
2.1.1. Анализ проблем измерения СВЧ характеристик мощных полевых транзисторов
2.1.2 Уменьшение погрешности контактирования при измерении характеристик мощных полевых транзисторов
2.1.3. Тестовая схема для построения и коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов
2.2. ВЛИЯНИЕ ПРОМАХОВ В ЗАДАНИИ ДЛИН ПРОВОЛОК МОНТАЖА ТРАНЗИСТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ АО «НПП «ИСТОК» ИМ. ШОКИНА»
2.2.1. Метод и результаты измерений длин проволок разварки транзисторов в гибридных усилителях мощности
2.2.2. Результаты расчетов гибридных усилителей мощности с учетом разбросов длин проволок разварки транзисторов

2.3.2. Исследование влияния трехмерных неоднородностей схемы на выходные характеристики мощных внутрисогласованных транзисторов 102

2.4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ МОЩНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ Х- И Кu-ДИАПАЗОНОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДЛОЖЕННОЙ МЕТОДИКИ ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА 111

2.4.1. Десятиваттный усилитель мощности Х-диапазона 111

2.4.2. Двухкаскадный усилитель мощности Х-диапазона для передающего канала АФАР с выходной мощностью 14 Вт...... 117

2.4.3. Двухкаскадный усилитель Х-диапазона с выходной мощностью 17 Вт ... 120

2.4.4 Мощные усилители Ки-диапазона 122

2.5.2. Сравнение выходных характеристик усилительных каскадов на основе	
DA-DpHEMT и DpHEMT, изготовленных по разным технологиям 1	136
2.6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ ПО ГЛАВЕ 2 1	139
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 1	141
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 1	143
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ 1	161
Приложение	165

введение

Актуальность темы. Твердотельная сверхвысокочастотная (CBY) электронная компонентная база, одним из важнейших элементов которой остаются усилители мощности (УМ) на различных типах полевых транзисторов, активно востребована для разработки и производства систем беспроводной связи, включающей широкий спектр аппаратуры, в том числе для стационарной и мобильной телекоммуникационной высокоскоростной аппаратуры, для оптоволоконной связи, спутникового и кабельного телевидения, в том числе телевидения высокой четкости, устройств радиолокации на основе активных фазированных антенных решеток, радиоастрономии, телеметрии, контрольноизмерительной аппаратуры и много другого. С каждым годом к данным системам предъявляются все более возрастающие требования по выходным характеристикам, что в свою очередь повышает требования к входящим в их состав активным элементам. Одним из перспективных методов улучшения характеристик СВЧ полевых транзисторов является использование для их производства гетероструктур с донорно-акцепторным легированием. Полевые данных гетероструктурах (DA-DpHEMT) транзисторы на демонстрируют существенное (в 1,5 - 2 раза) увеличение коэффициента усиления и выходной СВЧ мощности по сравнению традиционными псевдоморфными с гетероструктурными полевыми транзисторами (DpHEMT), производимыми как в России, так и в мире. Данное техническое решение выполнено в рамках уже освоенной серийной технологии изготовления DpHEMT на AlGaAs-InGaAs-GaAsгетероструктуре, что дополнительно усиливает актуальность исследований, направленных на изучение предельных характеристик нового типа транзисторов, свою очередь обусловлены особенностями динамики горячих которые в электронов В них. Определение частотных границ применимости И температурного режима работы данного вида транзистора является актуальной задачей. решение которой позволит эффективно применять новый ТИП транзисторов в УМ.

В зависимости от частотного диапазона, числа выпускаемых изделий и дополнительных требований, предъявляемых к УМ, а также от особенностей полевых транзисторов, на основе которых они будут изготовлены, существует много подходов к проектированию УМ. Например, при проектировании монолитных УМ или гибридных приборов выпускаемых большими сериями, наиболее оптимальным и общепринятым на настоящее время является использование нелинейных моделей полевых транзисторов, их Х-параметров или сложных систем с наборами S-параметров, подробно измеренных в разных точках вольтамперной характеристики (ВАХ). Однако все эти методы основаны на точных зондовых измерениях специальных тестовых ячеек транзисторов, требуют высокой повторяемости используемых полевых транзисторов, очень дороги и трудоёмки. Например, создание нелинейной модели может занимать от нескольких месяцев до полугода. Кроме того, в условиях недостаточно отработанной технологии транзисторов, когда на характеристиках тестовых ячеек могут сказываться фрактальные эффекты, применение этих методик может сталкиваться принципиальными трудностями, с что часто делает ИХ малоприменимыми для мелкосерийного производства на постоянно меняющейся номенклатуре транзисторов. Особую актуальность эти проблемы приобрели с момента появления нового типа приборов – DA-DpHEMT. Вследствие чего остается актуальной задача разработки методик, позволяющих с одной стороны достаточно быстро определить параметры нелинейной модели дискретного полевого транзистора в условиях отсутствия специальных тестовых ячеек и с учетом имеющихся технических возможностей, но с другой стороны быть достаточно точными для создания УМ, характеристики которых соответствуют мировому уровню.

Цель работы состояла в исследовании динамики горячих электронов в гетероструктурных полевых транзисторах с донорно-акцепторным легированием и разработке методики оперативного определения параметров нелинейных моделей дискретных полевых транзисторов для разработки перспективных СВЧ усилителей мощности.

- 7 -

Постановка задачи. Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

 – на основе гидродинамического моделирования проводился анализ особенностей динамики горячих электронов (физических процессов) в DA-DpHEMT;

- проводился анализ малосигнальных характеристик DA-DpHEMT;

– проводилось сравнение особенностей динамики горячих электронов в полевых транзисторах на основе арсенида галлия (GaAs) и нитрида галлия (GaN);

– на основе гидродинамического моделирования проводился анализ распределения мощности тепловыделения в канале DA-DpHEMT;

– разрабатывался набор тестовых плат, позволяющий уменьшить погрешность контактирования при построении нелинейных моделей полевых транзисторов;

– разрабатывалась методика оперативного определения параметров нелинейной модели полевого транзистора, основанная на измерениях СВЧ характеристик дискретного прибора в специальной тестовой плате, позволяющей проводить измерения одного и того же транзистора как в 50-Омной линии, так и в различных согласующих схемах;

– разрабатывались схемы транзисторных усилителей X- и Ки-диапазонов на DpHEMT;

– исследовались основные причины, влияющие на точность проектирования гибридных усилителей мощности Х- и Кu- диапазонов;

 – разрабатывалась схема транзисторного усилителя Х-диапазона на DA-DpHEMT.

Объектом исследования служат гетероструктурные полевые транзисторы, в том числе и с донорно-акцепторным легированием, мощные внутрисогласованные транзисторы (ВСТ) и усилители на их основе. **Предметом исследования** являются физические процессы в гетероструктурных полевых транзисторах и методики оперативного определения параметров их нелинейных моделей.

Научная новизна. В диссертации впервые получены следующие результаты:

1. На основе теоретико-экспериментальной работы показано, что уменьшение поперечного пространственного переноса и усиление размерного квантования в DA-DpHEMT приводят к увеличению в 1,4 – 1,6 раза их средней дрейфовой скорости под затвором и максимальной рабочей частоты транзистора по сравнению с DpHEMT.

2. Продемонстрировано, что из-за большой энергии оптического фонона при прочих равных условиях всплеск дрейфовой скорости в традиционных полевых транзисторах на ochoвe GaN заметно ниже, чем в приборах на GaAs, a, следовательно, ниже максимальная рабочая частота GaN транзисторов и их быстродействие.

3. Показано, что в условиях резкого уменьшения поперечного пространственного переноса происходит перемещение домена сильного поля в канале DA-DpHEMT от затвора к стоку и обратно за период СВЧ колебания, что расширяет область тепловыделения и снижает до 20% максимальный перегрев транзистора относительно температуры корпуса.

4. Экспериментально показано, что при увеличении общей ширины затвора транзистора до 5 мм сохраняется преимущество DA-DpHEMT перед DpHEMT по удельной выходной мощности более чем в 1,5 раза.

5. Разработана схема согласования для DA-DpHEMT и проведены экспериментальные исследования, показавшие, что использование донорноакцепторного легирования в арсенидгаллиевых гетероструктурных полевых транзисторах позволяет создавать в X-диапазоне частот усилители с выходной мощностью более 5 Вт в рабочей полосе частот более 25%, что соответствует удельной выходной мощности более 1 Вт на миллиметр ширины затвора.

-9-

6. Предложен метод измерений СВЧ характеристик дискретных полевых транзисторов в согласующих микрополосковых схемах с регулируемым импедансом, на основе которого разработана методика оперативного определения параметров их нелинейных моделей. Предложенный метод измерений позволяет повысить точность построения нелинейных моделей транзисторов в Х-диапазоне частот, как за счет уменьшения погрешности контактирования, так и за счет измерений транзистора в условиях согласования с измерительным трактом. Данная методика позволяет проводить верификацию модели по коэффициенту усиления и мощности в различных цепях согласования для одного и того же экземпляра транзистора.

7. Исследованы основные факторы, вносящие погрешность в результаты численного анализа мощных усилительных каскадов на основе согласующих схем, выполненных на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью (бериллий-самарий-стронций – БСТ), и предложены способы их учета при проектировании УМ.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Локализации горячих электронов в узкозонном материале канала DA-DpHEMT приводит к увеличению в 1,4 – 1,6 раза их средней дрейфовой скорости под затвором и максимальной рабочей частоты транзистора по сравнению с DpHEMT.

2. Перемещение домена сильного поля в канале DA-DpHEMT от затвора к стоку и обратно за период СВЧ колебания расширяет область тепловыделения и снижает до 20% максимальный перегрев транзистора относительно температуры корпуса.

3. При увеличении общей ширины затвора транзистора сохраняется преимущество DA-DpHEMT перед DpHEMT по удельной выходной мощности более чем в 1,5 раза. Это позволяет создавать в X-диапазоне частот усилители с выходной мощностью более 5 Вт в рабочей полосе частот более 25%, что

- 10 -

соответствует удельной выходной мощности более 1 Вт на миллиметр ширины затвора.

4. Метод измерений S-параметров и максимальной выходной мощности дискретного транзистора, использующий согласующие микрополосковые схемы с регулируемым импедансом, позволяет повысить точность построения нелинейных моделей мощных полевых транзисторов.

Практическая ценность работы.

1. Полученные результаты позволяют проектировать полевые транзисторы с повышенной выходной мощностью и коэффициентом усиления в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн, а также создавать на их основе перспективные СВЧ усилители мощности.

2. Разработана схема согласования для DA-DpHEMT, характеристики которой находятся на уровне лучших мировых достижений в области разработки усилителей мощности на основе GaAs полевых транзисторов.

3. Разработанная методика построения нелинейных моделей позволяет за короткое время и с минимальными затратами разрабатывать выпускаемые мелкими сериями ВСТ и УМ в коротковолновой части сантиметрового диапазона длин волн на основе полевых транзисторов с параметрами, существенно изменяющимися от партии к партии.

4. На основе разработанной методики построения нелинейных моделей и с учетом особенностей гибридных схем, в состав которых входит керамика БСТ, проведено проектирование ряда ВСТ и гибридно-интегральных транзисторных УМ с характеристиками, соответствующими мировым аналогам, в том числе и для модулей АФАР.

Апробация результатов работы.

Результаты работы опубликованы в материалах следующих международных и российских конференций: Международной Крымской конференции «СВЧтехника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, СевГУ, 1418 сентября 2009 г., 13-17 сентября 2010 г., 12-16 сентября 2011 г., 10-14 сентября 2012 г., 8-13 сентября 2013 г., 7-13 сентября 2014 г., 6-12 сентября 2015 г., 10-16 сентября 2017 г.; 10 Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии – производству 2014», г. Фрязино Московской обл., 2-4 апреля 2014 г.; Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 4-7 июня 2012 г., 3-6 июня 2013 г., 2-5 июня 2014 г., 1-4 июня 2015 г., 29 мая - 1 июня 2017 г.; XIX координационного научнотехнического семинара по СВЧ технике, пос. Хахалы Нижегородской обл., 5-7 сентября 2017 г.

Публикации. По материалам диссертации автором опубликовано 35 печатных работ, из них 3 статьи в журналах, индексируемых в международных базах данных, 12 статей в рецензируемых научных изданиях, включенных в перечень ВАК (2 из них без соавторов). Личный вклад соискателя В работах опубликованных соавторстве отражен Приложении В В К диссертационной работе.

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, двух глав, заключения, списка литературы. Работа выполнена на 172 страницах текста, содержит 73 рисунка, 9 таблиц и список литературы из 138 наименований.

Содержание и результаты работы.

Во введении дано обоснование актуальности работы, определены цели и задачи исследований, перечислены основные результаты, выводы и рекомендации, научные положения, выносимые на защиту. Обоснована практическая значимость работы.

В первой главе приведены результаты исследований особенностей горячих электронов В полевых транзисторах на основе динамики (DA-DpHEMT арсенидгаллиевых И DpHEMT) И нитридгаллиевых гетероструктур. Отражены преимущества DA-DpHEMT перед DpHEMT как в отношении характеристик на большом и малом сигнале, так и в отношении температурного режима работы. Рассмотрены вопросы быстродействия полевых транзисторов на основе GaAs и GaN.

В разделе 1.1. рассмотрены перспективы применения гетероструктур с донорно-акцепторным легированием для разработки полевых транзисторов с повышенным уровнем мощности и коэффициента усиления. Приведены результаты первых экспериментов по изготовлению DA-DpHEMT и показано, что, несмотря на технологические трудности в создании омического контакта к гетероструктуре данного типа, выходная мощность полевых транзисторов возросла более чем в 1,5 раза по сравнению с DpHEMT. Приведены оценки влияния различных физических механизмов на повышение выходной мощности рНЕМТ. Показано, что введение дополнительных потенциальных барьеров резко уменьшает роль поперечного пространственного переноса электронов и влияние паразитных каналов проводимости В широкозонном материале на характеристики гетероструктурных полевых транзисторов, а за счет размерноэффектов квантовых заметно падает интенсивность рассеяния горячих электронов. Отмечено, что при совершенствовании технологии изготовления данного типа транзисторов и дальнейшей оптимизации гетероструктуры возможно получение удельной выходной мощности порядка 2,5 Вт/мм, коэффициента усиления более 13 дБ, КПД при настройке на максимальную мощность 55 - 60%, а при введении полевого электрода возможно повышение значения удельной выходной мощности до 5 Вт/мм. Данные значения удельной выходной мощности сопоставимы с характеристиками современных GaN транзисторов.

В разделе 1.2. приведены результаты исследования динамики горячих электронов в GaN и GaAs полевых транзисторах, на основе которых проведено сравнение их быстродействия. Отличительными особенностями GaN являются высокая дрейфовая скорость электронов в сильных полях и не слишком высокая подвижность в объемном материале. Со времен разработки первых транзисторов с субмикронным затвором было известно, что работа таких приборов определяется не статической зависимостью дрейфовой скорости от

- 13 -

напряженности электрического поля, а всплеском дрейфовой скорости электронов под затвором транзистора. При всплеске дрейфовой скорости ее величина может существенно превышать максимальное статическое значение в объемном материале, что существенно увеличивает быстродействие транзистора.

Для полевых транзисторов на основе GaN и GaAs приведены результаты дрейфовой скорости электронов расчетов под затвором **(B** частности, рассматривался крайний случай: подвижность в GaAs занижена до значений обычных для GaN гетероструктур и взята равной $\mu = 1700 \text{ см}^2/(B \cdot c))$. Для описания динамики электронов В канале транзистора использовалась квазидвумерная гидродинамическая модель. Показано, что из-за всплеска дрейфовой скорости ее величина под затвором прибора на основе GaAs почти вдвое превосходит величину дрейфовой скорости в транзисторе на основе GaN, даже при одинаковой величине подвижности электронов и, несмотря на гораздо более высокие значения статической скорости электронов в GaN в сильных полях. Показано, что это связано со значительным отличием времен релаксации по энергии в приборах на рассматриваемых материалах, которое объясняется разницей в энергии оптических фононов ($\hbar\omega \approx 92$ мэВ в GaN, $\hbar\omega \approx 36$ мэВ в GaAs), вносящих основной вклад в потерю энергии при неупругих столкновениях, что в свою очередь связано с разницей в массах входящих в данные полупроводники атомов. Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что быстродействие GaN транзисторов при прочих равных условиях будет не выше быстродействия полевых транзисторов на основе GaAs.

Также показано, что в приборе на основе GaN всплеск скорости происходит практически одинаково, как при микронной, так и при субмикронной длине затвора.

В разделе 1.3. рассмотрены перспективы применения DA-DpHEMT в миллиметровом диапазоне длин волн и проведена оценка величины дрейфовой скорости электронов в транзисторах данного типа. Известно, что в полевых транзисторах максимальная частота усиления по току f_t и, соответственно, их усилительные свойства непосредственно зависят от средней (по длине затвора)

- 14 -

дрейфовой скорости электронов под затвором, т.е. $f_{\rm t} \approx v_{\rm D}/L_{\rm g}$. Здесь $L_{\rm g}$ – эффективная длина затвора с учётом краевых эффектов (длина затвора с учетом обеднённых областей у краев затвора), v_D – средняя дрейфовая скорость электронов под затвором. Непосредственно измерить по отдельности эффективную длину затвора и среднюю дрейфовую скорость электронов, особенно для реальных приборов с развитой периферией и существенным влиянием паразитных элементов на выходные характеристики, крайне проблематично. В большинстве случаев эта частота определяется по результатам измерений S-параметров с последующим расчётом коэффициента усиления. На основе измеренных малосигнальных характеристик DA-DpHEMT и DpHEMT проведен расчет максимально возможного коэффициента усиления при двухстороннем согласовании. В DA-DpHEMT использовались гетероструктуры с подвижностью $\mu \approx 5400 \ c m^2 / (B \cdot c)$ и с поверхностной плотностью электронов $n_s \approx$ 4.10⁻¹² см⁻², вычисленными по результатам измерения эффекта Холла. В DpHEMT, использованных для традиционных сравнения, применялись гетероструктуры с холловскими подвижностью $\mu \approx 6000 \ cm^2/(B \cdot c)$ И поверхностной плотностью электронов *n_s* ≈ 3·10⁻¹²*см*⁻². Оба типа транзисторов имели идентичную топологию и были изготовлены по одинаковой технологии. Показано, что DA-DpHEMT, при прочих равных условиях, несмотря на меньшие значения слабополевой подвижности и большие значения сопротивления омических контактов, имеют коэффициент усиления на 3-4 дБ выше, чем традиционные DpHEMT. Этот эффект обусловлен тем, что в DA-DpHEMT средняя дрейфовая скорость под затвором в 1,4 – 1,6 раза выше. Расчет по гидродинамической модели И решение самосогласованных уравнений Шредингера и Пуассона показали, что рост дрейфовой скорости вызван уменьшением рассеяния горячих электронов по двум основным причинам: из-за усиления локализации горячих электронов в канале и сильного размерного квантования в потенциальной яме DA-DpHEMT-структуры, влияния которых сравнимы. Установленное увеличение средней дрейфовой скорости электронов в

свою очередь ведет к увеличению максимальной рабочей частоты прибора вплоть до миллиметрового диапазона длин волн.

В разделе 1.4. рассмотрены проблемы, связанные с температурными режимами работы мощных полевых транзисторов на основе GaAs. Проведен анализ физических механизмов, определяющих жесткую локализацию домена сильного поля и области интенсивного тепловыделения у стокового края затвора гетероструктурных полевых транзисторов. Показано, что данный эффект, принципиально отличающий традиционные гетероструктурные полевые транзисторы от гомоструктурных, связан с поперечным пространственным переносом электронов между слоями гетероструктуры. Показано, что в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием из-за существенного уменьшения роли поперечного пространственного переноса возможна перестройка статического домена, как и в обычных гомоструктурных 20% транзисторах, что до снижает максимальный перегрев прибора относительно температуры корпуса.

Во второй главе приведен обзор современных методик построения нелинейных моделей полевых транзисторов и методов проектирования СВЧ УМ на их основе, их достоинства и недостатки. Изложены трудности, возникающие при моделировании полевых транзисторов и проектировании УМ, связанные с конструкцией современного мощного полевого транзистора с большой шириной затвора и особенностями процесса сборки. Приведены результаты создания нелинейных моделей полевых транзисторов и проектирования на их основе мощных ВСТ и гибридных УМ Х-диапазона для передающих каналов АФАР.

В разделе 2.1. представлена методика оперативного определения параметров нелинейных моделей полевых транзисторов. Проведен анализ проблем, возникающих в процессе измерений характеристик мощных полевых транзисторов. Предложен метод измерений СВЧ характеристик дискретных полевых транзисторов в специальных согласующих микрополосковых схемах с регулируемым импедансом. Этот метод позволяет не только достаточно просто и точно вычленять погрешности контактирования, но и существенно повысить

- 16 -

точность нелинейных моделей полевых транзисторов в Х-диапазоне по сравнению с методом измерения СВЧ характеристик транзистора в 50-Омных линиях, как за счет уменьшения погрешности контактирования, так и за счет измерений транзистора в условиях согласования с измерительным трактом. Погрешность определения частоты согласования транзистора по входу и выходу снижается с 10% до малых величин, погрешность определения фаз S-параметров – с 30% до 10%.

Особенностью данного подхода является то, что один и тот же транзистор с неизменными особенностями монтажа может измеряться не только в 50-Омных линиях, но и в различных согласующих схемах.

Так для построения нелинейной модели и нахождения поправок, уменьшающих погрешность контактирования, используются результаты измерений транзистора в двух вариантах конфигурации тестовой схемы: в 50-Омной линии и в согласующей схеме, настроенной на максимум коэффициента усиления. А верификация модели проводится по коэффициенту усиления и мощности в согласующей схеме, настроенной на максимум мощности. Кроме того, имеется возможность менять согласующую схему и дополнительно проверять соответствие расчета и эксперимента. При этом, в отличие от стандартного метода слепков, размеры и форма согласующих цепей хорошо импеданс может быть достаточно точно рассчитан, а известны, и их неоднородности, вносимые в данном случае при замыкании индием, достаточно малы и могут быть без большой погрешности внесены в электродинамический расчет.

В разделе 2.2. и 2.3. подробно рассмотрены проблемы, связанные с влиянием качества и особенностей монтажа на характеристики гибридных усилителей мощности.

В разделе 2.2. представлено исследование влияния промахов в задании длин проволок монтажа транзисторов на характеристики гибридных УМ. Рабочая частота усилителя и его выходная мощность сильно зависят даже от небольших изменений импеданса на входе и выходе транзистора, а изменение длины

- 17 -

проволоки может вносить существенный вклад в согласующий импеданс. Несмотря на то, что в гибридных УМ монтаж проволок происходит на специальных полуавтоматических аппаратах, из-за больших размеров плат (часто около 10 мм) и транзисторных чипов (около 2 мм) платы с согласующими элементами не всегда плотно прилегают к пьедесталу, на котором находится транзистор, что вынуждает оператора увеличивать длину проволоки. Также возможна неровная посадка плат, что приводит к различиям в длине проволок по длине пьедестала (даже на одном транзисторе).

Представлены результаты измерений проволок разварки на затворе и стоке транзисторов для трехваттных (12 шт.) и десятиваттных (2 шт.) УМ, работающих в Х-диапазоне частот, в корпусе и на основании. Характерный разброс длины проволок составил более 150 мкм (при длинах проволок от 350 до 500 мкм). Показано, что изменение длин проволок в данном диапазоне приводит к смещению центральной частоты более чем на 1 ГГц и изменению амплитуды выходной мощности до 2 раз. Стандартизация длин проволок позволила нормализовать процесс монтажа и подтвердить результаты проектирования УМ.

В разделе 2.3. проанализированы проблемы, связанные с описанием трехмерных неоднородностей гибридных транзисторных усилителей. Описаны особенности конструкции гибридных УМ Х-диапазона для передающих каналов АФАР. Выявлено, что трехмерные неоднородности схемы усилителя (близкое расположение краев плат, зазоры между платами), в цепях согласования которого используется керамика БСТ ($\varepsilon = 80$), оказывают существенное влияние на выходные характеристики усилителя. Программы двумерного моделирования не могут учесть эти неоднородности. Поэтому было проведено теоретическое исследование по определению эквивалентных схем таких неоднородностей. Проведено трехмерное и двумерное моделирование элементов согласующих схем усилителя. Сопоставление результатов трехмерного и двумерного моделирований позволило определить значения элементов эквивалентных схем трехмерных неоднородностей схемы усилителя. Проведено моделирование схемы усилителя с учетом трехмерных неоднородностей для различных вариантов заполнения

- 18 -

зазоров между платами (воздух, припой). Показано, что различные особенности сборки усилителя могут приводить к уменьшению его выходной мощности и сдвигу рабочей полосы частот. Сопоставление с экспериментом подтвердило результативность такого подхода к моделированию мощных гибридных усилителей.

В разделе 2.4. приведены результаты разработки ряда усилителей мощности для передающих каналов АФАР на основе предложенной методики построения нелинейной модели и с учетом особенностей гибридных схем, в состав которых входит керамика БСТ.

Разработан двухкаскадный УМ трехсантиметрового диапазона длин волн, обеспечивающий выходную мощность более 13 Вт и коэффициент усиления 14 – 15 дБ при КПД 25%.

Разработан двухкаскадный УМ Х-диапазона с выходной мощностью 14 – 15 Вт, КПД не менее 30% и коэффициентом усиления не менее 8дБ.

Разработан двухкаскадный усилитель Х-диапазона, обеспечивающий выходную мощность не менее 17 Вт в 10% полосе частот и КПД не менее 25%.

Разработаны малогабаритные усилители мощности Ки-диапазона с выходной мощностью 6 Вт, коэффициентом усиления не менее 33 дБ и КПД не менее 25%.

Проведен анализ проблем, связанных с устойчивостью, описаны расчетные и экспериментальные характеристики, особенности конструкции усилителей.

В разделе 2.5. представлены первые результаты разработки мощного усилительного каскада, изготовленного на основе DA-DpHEMT. Апробация данного типа гетероструктур проводилась на конструкции мощного полевого транзистора с общей шириной затвора 0,4, 0,8 и 1,2 мм. На частоте 10 ГГц удельная выходная мощность DA-DpHEMT с перечисленными ширинами затвора составила более 1,5 Вт/мм, что более чем в 1,5 раза выше удельной выходной мощности DpHEMT. Все измерения мощности проводились с помощью

измерительной установки, в которой согласующие трансформаторы обеспечивали хорошее согласование в одной задаваемой точке частотного диапазона (10 ГГц). Для изучения возможностей данного типа транзисторов в реальной схеме усилителя были изготовлены DA-DpHEMT с шириной Г-образного затвора 4,8 мм. Несколько экземпляров транзисторов были смонтированы в идентичные тестовые схемы. Результаты измерений тестовых схем на основе DA-DpHEMT сравнивались с аналогичными данными по схемам с той же топологией на основе. Следует отметить, что оба типа сравниваемых транзисторов были изготовлены по одной и той же технологии с использованием метода оптической литографии, имели одинаковую топологию и длину затвора.

Показано, что выходная СВЧ мощность и коэффициент усиления тестовой схемы с DA-DpHEMT более чем в 1,5 раза превосходит аналогичные параметры в тестовой схеме с DpHEMT, а КПД данных схем практически одинаков. В полосе частот 7,5-8,5 ГГц тестовая схема на основе DA-DpHEMT имеет выходную мощность более 6 Вт при коэффициенте усиления более 10,5 дБ и КПД около 45%, а в полосе частот 7-9 ГГц – более 5 Вт при коэффициенте усиления более 10 дБ, и КПД более 30%. Если соотнести полученные результаты с удельной мощностью транзистора, то получим, что в полосе частот 7,5-8,5 ГГц DA-DpHEMT с общей шириной затвора 4,8 мм имеет удельную выходную мощность, равную 1,25 Вт/мм, а в полосе частот 7-9 ГГц – более 1 Вт/мм, тогда как DpHEMT имеет всего лишь 0,7 Вт/мм в полосе частот 9-9,5 ГГц. Полученный результат демонстрирует, что при увеличении ширины затвора транзистора сохраняется преимущество DA-DpHEMT перед DpHEMT по удельной выходной мощности более чем в 1,5 раза. Представленные характеристики усилительного каскада на DA-DpHEMT находятся на уровне лучших мировых достижений в области разработки усилителей мощности на основе GaAs полевых транзисторов.

ГЛАВА 1. ДИНАМИКА ГОРЯЧИХ ЭЛЕКТРОНОВ В ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО–АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ

В последние годы наблюдается бурный всплеск активности в области разработки мощных полевых транзисторов на основе широкозонных материалов, особенно на основе AlGaN-GaN и InAlGaN-GaN гетероструктур [1], и их использования в различных типах усилителей мощности. Чтобы продемонстрировать прогресс в этой области достаточно отметить ряд наиболее новых важных технических решений, апробированных в технологии их производства:

1. Введение в структуру слоев, содержащих индий, обеспечило получение дополнительного фактора, управляющего поляризационными эффектами. Следствием этого решения является возможность дополнительного управления механическими напряжениями, концентрацией электронов, плотностью дефектов и формой потенциального рельефа в структуре [2].

2. Формирование на поверхности структур защитно-стабилизирующего SiN-покрытия, проводимое методом эпитаксии из молекулярных пучков, непосредственно в процессе роста структур. Решение позволяет практически полностью подавить эффект коллапса тока стока [3, 4].

3. Формирование омических контактов к промежуточным объемнолегированным донорами GaN слоям, контактирующим с нелегируемым GaN каналом. Такое решение позволяет существенно уменьшить переходное сопротивление омических контактов истока, стока и сопротивление транзистора на омическом участке выходных BAX [5]. К сожалению, это техническое решение не позволяет вырастить все слои структуры без извлечения структур из установки эпитаксиального наращивания (для локальной эпитаксии требуется проведение операций литографии и вскрытия поверхности слоя GaN канала).

Стремительное улучшение характеристик приборов на GaN почти ни у кого не оставляет сомнений в том, что традиционные мощные CBЧ транзисторы типа pHEMT (pseudomorphic high electron mobility transistor) на основе псевдоморфных

AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктур в ближайшее время будут практически полностью вытеснены ИЗ сантиметрового И длинноволновой части миллиметрового диапазона длин волн. Исключение составляет СВЧ аппаратура, требующая низковольтного (не более 8 – 9 В) напряжения питания. Однако результаты, которые будут приведены далее. заставляют существенно пересмотреть данное предположение.

1.1. ПЕРВЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ДОНОРНО–АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ

1.1.1. Предпосылки к созданию полевых транзисторов с донорноакцепторным легированием

Долгие годы мощные СВЧ транзисторы на основе псевдоморфных GaAs гетероструктур (pHEMT) были основным элементом устройств сантиметрового и миллиметрового диапазонов, и поэтому с момента их появления и до сих пор во всем мире активно ведутся исследования, направленные на улучшение параметров мощных СВЧ транзисторов, таких как выходная мощность, коэффициент усиления и коэффициент полезного действия [6-9].

Выходные характеристики гетероструктурных полевых транзисторов определяется многими факторами: параметрами гетероструктуры, размерной обработкой, топологией, конкретным технологическим маршрутом изготовления и т.д. Однако именно оптимальная конструкция и высокое качество рНЕМТ гетероструктуры, определяющие основные электрофизические характеристики – подвижность μ_e и концентрацию n_s двумерного электронного газа в канале InGaAs, позволяют получить наилучшие характеристики СВЧ приборов. Поэтому, наряду с уменьшением длины затвора и оптимизацией технологии изготовления транзистора, оптимизация конструкции рНЕМТ гетероструктуры и условий выращивания отдельных слоев является актуальной задачей и влечет за собой фундаментальные исследования электронных транспортных свойств [10, 11].

В современных полевых рНЕМТ транзисторах однородный профиль легирования широко заменяется планарным дельта-легированием, позволяющим

получать большую поверхностную плотность электронов в слое с квазидвумерным электронным газом. Кроме того, для достижения большей проводимости, более широкого динамического диапазона и лучшей линейности транзисторов используется двойное дельта-легирование, при котором дельта-слои легирующей примеси формируются в процессе роста структуры ниже и выше слоя канала. Транзисторы на гетероструктурах с таким типом легирования называются DpHEMT.

Введение небольшой (обычно 15-20%) добавки индия в канал увеличивает как подвижность электронов за счет уменьшения их эффективной массы и интенсивности рассеяния, так и их поверхностную плотность за счет увеличения разрыва зон на границах гетероперехода. Хотя такие структуры несколько уступают по величинам подвижности μ_e и поверхностной плотности двумерного электронного газа n_s структурам, полученным на подложках фосфида индия (InP), но благодаря отработанной технологии и более низким ценам GaAs подложек, по сравнению с InP подложками, в настоящее время они являются наиболее распространенными.

Так как в соответствии с простейшей оценкой [12] выходная мощность транзистора пропорциональна произведению рабочего тока на напряжение, то при разработке гетероструктур для мощных полевых транзисторов обычно стремятся добиться максимального произведения подвижности электронов на ИХ поверхностную плотность. Так как рост поверхностной плотности электронов ведет к росту напряжения перекрытия, и соответственно уменьшению КПД [12], то произведение подвижности электронов на их поверхностную плотность стремятся увеличивать в основном за счет увеличения подвижности. Попытки гетероструктур для мощных полевых транзисторов в этом оптимизации сталкиваются с большим набором жестких направлении физических и технологических ограничений [10]. Создается впечатление, что за многие годы работ с гетероструктурами на основе GaAs для мощных полевых транзисторов, был найден примерный набор оптимальных толщин слоев и концентраций легирующей примеси в них. Различные варианты конструкций типичных

серийных транзисторов на основе традиционной псевдоморфной AlGaAs-InGaAs-GaAs - гетероструктуры демонстрируют примерно одинаковую удельную выходную мощность на уровне 1,0÷1,2 Вт/мм [12, 13]. Вероятно, это оказалось одной из важных причин, почему в последние годы максимум научной активности сместился в область исследования широкозонных материалов, существенно получать большие позволяющих величины поверхностной электронов в канале и пробивные напряжения, хотя плотности И при значительном снижении подвижности. Однако более тщательный анализ процессов, определяющих работу транзисторов с затвором субмикронной длины, показывает, что псевдоморфные гетероструктуры далеко не исчерпали все свои возможности.

Дело в том, что при субмикронных длинах затвора динамика электронов носит очень сложный характер, особенно в многослойных материалах и при наличии размерно-квантовых эффектов в потенциальной яме канала. В частности, через транзистор, ток. текущий определяется не только подвижностью электронов, но и всплеском дрейфовой скорости электронов под затвором. Всплеск дрейфовой скорости зависит как от подвижности электронов, так и от поперечного переноса электронов в гетероструктуре и интенсивности рассеяния электронов в слоях широкозонного материала, особенно при положительных напряжениях на затворе транзистора [14, 15]. В свою очередь, интенсивность переходов из квантовой ямы (КЯ) в широкозонный материал зависит от положения нижнего квантового уровня в яме, разрывов зон на границах гетероперехода, потенциального рельефа дна проводимости зоны В широкозонном Т.Д. Поэтому представляется материале И возможным, оптимизируя параметры КЯ и ограничивая область движения электронов дополнительными потенциальными барьерами, добиться того, чтобы как можно меньше горячих электронов находилось в области широкозонного материала, обрамляющего канал из InGaAs, и эта область была бы как можно уже. В этом существенно уменьшится рассеяние в широкозонном материале, случае

- 24 -

увеличится всплеск дрейфовой скорости а, соответственно, увеличится ток, текущий через транзистор, и, как следствие, увеличится его выходная мощность.

Предлагаемый метод на первый взгляд позволяет легко увеличить ток, текущий через транзистор, однако на этом пути существует серьезная технологическая проблема получения достаточно высоких потенциальных барьеров с малой длиной нарастания в направлении роста структуры для локализации горячих электронов в слое канала из InGaAs. Использование гетеробарьеров в AlGaAs-InGaAs-GaAs эпитаксиальных структурах не дает нужного эффекта, так как ширина запрещенной зоны при повышении содержания алюминия увеличивается недостаточно сильно.

Действительно, для гетероперехода $Al_xGa_{1-x}As$ -GaAs величина ${}^{\Delta E_C}$ имеет следующие зависимости от величины доли алюминия [16]:

При $x \ge 0.41$ $\Delta E_C = 0.475 - 0.335x + 0.143x^2$, $\Delta E_V = -0.46x$. При $x \le 0.41$ $\Delta E_C = 0.79x$, $\Delta E_V = -0.46x$.

Кроме этого, в слоях $Al_xGa_{1-x}As$ с большим содержанием алюминия (x>0,35) формируются глубокие DX центры, захватывающие электроны, и происходит инверсия долин в зоне проводимости [17], что резко усиливает интенсивность рассеяния горячих электронов, проникающих в широкозонные слои [18].

Выход можно искать в использовании донорно-акцепторного легирования гетероструктур для построения дополнительных потенциальных барьеров, локализующих горячие электроны в слое канала [19-23]. Об увеличении потенциального барьера между слоем канала гетероструктуры и подложкой за счет объемного легирования буферного слоя акцепторами известно давно [22]. Важно, однако, что при обычном объемном легировании акцепторами потенциальные барьеры обладают сравнительно большой длиной нарастания, кроме этого, использование объемного легирования акцепторами приводит к возникновению дополнительного канала рассеяния горячих электронов на акцепторах. В результате использование объемного легирования буферного слоя акцепторами не оказывает положительного влияния на параметры прибора, а изготовление таких структур сталкивается с серьезными технологическими проблемами. Сделать потенциальные барьеры достаточно высокими при малой длине нарастания высоты барьера можно сформировав выше и ниже InGaAs канала узкие слои, желательно дельта-слои, легированные донорами И акцепторами и разделенные нелегированной прослойкой. В зависимости от назначения транзистора, эти слои могут быть сформированы в виде $p^+ - i - \delta n$ или $\delta p - i - \delta n$ структур с избыточным легированием донорами. Встроенное электрическое поле в этих структурах способствует переходу электронов из δn слоя в канал транзистора, что увеличивает проводимость гетероструктуры. Схематическая зонная диаграмма структуры AlGaAs-InGaAs-GaAs с донорноакцепторным легированием показана на рис. 1.



Рис. 1. Схематическая зонная диаграмма разработанной рНЕМТструктуры. Пунктиром (······) показана зонная диаграмма традиционной рНЕМТ-структуры без легирования акцепторами. Показано расположение слоев с объемным легированием акцепторами и слоев дельта-легированных донорами. Через разрывы продемонстрировано поведение зонных диаграмм и положение уровня Ферми на большом расстоянии от КЯ канала.

В принципе такая гетероструктура может иметь следующие преимущества перед традиционной:

- Уменьшение рассеяния горячих электронов в широкозонном материале за счет уменьшения толщины слоя широкозонного материала, в котором могут находиться электроны;
- 2. Увеличение поверхностной плотности электронов в КЯ;
- 3. Уменьшение интенсивности рассеяния горячих электронов за счет усиления эффекта размерного квантования;
- 4. Уменьшение туннельного тока за счет увеличения толщины потенциального барьера;
- 5. Уменьшение числа горячих электронов, уходящих в буфер и улучшение управления током при высоких напряжениях на затворе.

Расчеты показывают, что высота потенциальных барьеров для электронов в канале, формируемых с помощью примесного легирования, может достигать ширины запрещенной зоны широкозонных слоев, при этом потенциальный рельеф в области барьеров изменяется на нескольких нанометрах, а поверхностная плотность электронов в канале может превышать 5.10¹² см⁻².

Еще одна интересная особенность рассматриваемой структуры состоит в следующем. В структурах без дополнительных барьеров в КЯ обычно находится всего один квантовый уровень, который лежит достаточно близко от края ямы. Выше находится практически непрерывный спектр с расстоянием между уровнями менее 1 мэВ, что заметно меньше средней энергии всех видов фононов. Поэтому горячие электроны с энергией больше глубины КЯ испытывают все виды рассеяния практически как в объемном материале. Квантование спектра в диапазоне малых энергий при этом, на электронном транспорте, по всей вероятности, почти никак не сказывается [24]. Введение дополнительных локализующих потенциальных барьеров меняет ситуацию, т.к. при их введении в структуру глубина КЯ значительно увеличивается. Используя достаточно высокие уровни легирования, можно обеспечить длину нарастания локализующих барьеров меньше толщины слоя InGaAs канала. Как показывает численное

решение самосогласованных уравнений Шредингера и Пуассона в статическом случае (нет тока через транзистор) в КЯ с локализующими потенциальными барьерами оказывается около десятка уровней с расстояниями около 50 мэВ, что превышает энергию оптических фононов в InGaAs ($\hbar \omega \approx 35$ мэВ). Поэтому можно предположить, что интенсивность рассеяния горячих электронов в такой структуре будет уменьшена из-за особенностей энергетического спектра электронов при сильном размерном квантовании и влиянии запретов, налагаемых законами сохранения импульса и энергии на процессы перехода. Кроме того, в потенциальных барьерах волновая функция даже горячих электронов быстро уменьшается по модулю и большая часть электронов локализована в области узкозонного слоя InGaAs канала.

Таким образом, «эффективная толщина широкозонного» материала в КЯ канала оказывается уменьшенной не только из-за соотношения размеров длин нарастания высоты локализующих барьеров и толщины слоя InGaAs канала, но и за счет размерно-квантовых эффектов. По этой же причине должно несколько снижаться и рассеяние горячих электронов на донорах в дельта-слоях.

Как следует из вышесказанного, DA-DpHEMT гетероструктуры могут иметь много преимуществ перед традиционными pHEMT структурами. Вполне вероятно, что они могут иметь и недостатки. В частности, один недостаток достаточно очевиден – за возможность построения локализующих потенциальных барьеров приходится расплачиваться заметным увеличением плотности доноров в структуре, что в принципе, может привести к усилению рассеяния горячих электронов на донорах. Этот канал рассеяния электронов частично или полностью подавляется эффектом сильного уменьшения модуля волновой функции в барьерах при условии малости длины нарастания высоты барьеров.

По отдельности, влияние многих из перечисленных факторов – невелико (по оценкам на уровне нескольких процентов), однако они будут взаимодействовать как между собой, так и с другими физическими механизмами. Достаточно точно описать все особенности, и, тем более, оценить, как весь этот

- 28 -

комплекс факторов, особенно с учетом различных взаимосвязей, будет влиять на выходные характеристики прибора, представляется весьма затруднительным.

Ответить на этот вопрос может или достаточно точный расчет, или детальный эксперимент. Точный расчёт транзистора с субмикронным затвором на подобной гетероструктуре тоже выглядит крайне проблематичным. Известно, что наиболее точно характеристики приборов с характерными размерами порядка десятых долей микрона рассчитываются методом Монте-Карло [25, 26], а различные модификации гидродинамических моделей [26-29], которыми обычно пользуются для расчета транзисторов, при субмикронных длинах затвора и сложных гетероструктурах обычно малоприменимы [15]. Однако, конкретной модификации метода Монте-Карло под данную задачу пока не существует (в литературных источниках нами не найдено). Более того, пока неясно, достаточно ли для решения подобных задач решать классическое кинетическое уравнение, а все особенности, связанные с сильным размерным квантованием в глубокой КЯ, отнести к интегралу столкновений за счет пересчета вероятностей рассеяния с учетом реальных волновых функций электронов в каждом сечении транзистора, или требуется более точное описание. Кроме того, при изготовлении таких структур будет иметь место ряд технологических проблем, которые могут заметно сказаться на динамике электронов, а вводить в расчет чисто технологические особенности, особенно при решении кинетического уравнения, всегда бывает крайне затруднительно.

1.1.2. Результаты экспериментальных исследований полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием

Для проверки гипотезы о перспективности использования донорноакцепторного легирования гетероструктур для мощных транзисторов в ИФП СО РАН методом молекулярно-лучевой эпитаксии слоев на установке типа Compact 21 (Рибер, Франция) были выращены экспериментальные AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктуры, содержащие следующие основные слои, представленные в таблице 1:

- 29 -

№ слоя	Слой транзисторной гетероструктуры. Назначение.	Состав. _{X_{AlAs},}	Толщина	Уровень легирования,
0	Полуизолирующая GaAs подложка	y _{InAs} . -	400 мкм	SI, (WT)
1	Буферный слой GaAs	-	400 нм	i
2	СР AlGaAs 6нм/GaAs 5нм x 12	0,25/-	_	
3	Барьерный слой i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	100 нм	i
4	Барьерный слой p ⁺ -Al _x Ga _{1-x} As	0,25	15 нм	$4.10^{18} \mathrm{cm}^{-3}$
5	Барьерный слой i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	5 нм	i
6	Дельта-легированный Si - Al _x Ga _{1-x} As	0,25	-	$(7,7\div8,2)\cdot10^{12}$ cm ⁻
7	Спейсер i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	3 нм	i
8	Сглаживающий слой i-GaAs	-	3 нм	i
9	Канал In _y Ga _{1-y} As	0,165	14 нм	i
10	Сглаживающий слой i-GaAs	-	1,5 нм	i
11	Спейсер i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	3 нм	i
12	Дельта-легированный Si - Al _x Ga _{1-x} As	0,25	-	$(7,0\div7,5)$ 10 ¹² cm ⁻²
13	Барьерный слой i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	7 нм	i
14	Барьерный слой p ⁺ -Al _x Ga _{1-x} As	0,25	8 нм	5,0 ⁻ 10 ¹⁸ см ⁻³
15	Барьерный слой i-Al _x Ga _{1-x} As	0,25	б нм	i
16	Стоп - слой i-Al _x Ga _{1-x} As	0,86÷0,9	3 нм	i
17	Барьерный слой i-GaAs	-	27 нм	i
18	Контактный слой n+-GaAs	-	52 нм	$4^{-}10^{18} \text{ cm}^{-3}$

Данные структуры в соответствии с измерениями при T = 300 Kпродемонстрировали подвижность электронов $\mu = 5300 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ при их поверхностной плотности. $n_s = 4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$

Далее на данных структурах по методике [30-31] были изготовлены три партии мощных полевых транзисторов со смещенным затвором длиной 0,4 – 0,5 мкм при общей ширине затвора 0,8 мм см. рис. 2.

Следует отметить, что для первых экспериментов использовался транзистор с обычным трапециевидным, а не Т-образным или Г-образным, затвором. Ранее транзисторы, изготавливаемые по данной технологии, на частоте 10 ГГц демонстрировали удельную выходную мощность менее 1 Вт/мм (обычно 0,8 ÷ 0,9 Вт/мм). Удельную выходную мощность 1 Вт/мм демонстрировали лишь

транзисторы с Г-образным затвором при эффективной длине затвора около 0,15 мкм, однако необходимо учитывать, что сопротивление металлизации Гобразного затвора в несколько раз ниже, чем у трапециевидного [14].



Рис. 2. Фотография исследуемого транзистора.

Все приборы показали достаточно малые токи утечки по подложке и "гладкие" ВАХ в области отсечки, что свидетельствует о том, что ток горячих электронов в широкозонном материале со стороны подложки – мал.

В таблице 2 представлены типичные значения сопротивлений истока R_u , напряжения насыщения на стоке U_{hac} , и пробивные напряжения U_{np} , как новых транзисторов (DA-DpHEMT), так и приборов, изготовленных на традиционных структурах (DpHEMT).

Видно, что технология изготовления транзисторов на новых гетероструктурах пока далека от совершенства: первые две партии транзисторов имеют не слишком высокие пробивные напряжения.

Таблица 2

Тип транзистор	Информация о партии	R _и ,Ом	U _{Hac} ,B	U _{np} ,B
D рНЕМТ 4 партии		0,9	1,5	15,5÷21
	Партия № 1	1,5	2	13,5÷15
DA-DpHEMT	Партия № 2	1,5	2,2	14,5÷16
	Партия №3	2	2,5	16÷18

Сопротивление истока в партиях 1 и 2 в полтора раза, а в партии 3 более чем в два раза, превышает сопротивление истока в транзисторах на традиционных гетероструктурах, изготовленных в СПб АУ НОЦНТ РАН. Соответственно в таких приборах заметно выше и напряжение, при котором происходит насыщение максимального тока стока транзистора. Увеличение сопротивлений связано, по всей видимости, с тем, что наличие акцепторной примеси требует изменения режима формирования омических контактов.

Типичные зависимости тока стока и крутизны от напряжения на затворе при напряжении на стоке, при котором ток насыщения максимален, приведены на рис. 3 для традиционной гетероструктуры, а на рис. 4 – для транзистора на гетероструктуре с локализующими потенциальными барьерами. На этих же рисунках приведены расчетные значения тока стока и "внутренней" крутизны транзистора, рассчитанные при сопротивлениях истока и стока, равных нулю.



Рис. 3. Измеренные ток стока (**••**) и крутизна (— —), а также ток стока (**••**) и «внутренняя» крутизна (—), рассчитанные при сопротивлениях истока и стока, равных нулю, в зависимости от напряжения на затворе для DpHEMT.

- 32 -



Рис. 4. Измеренные ток стока (**••**) и крутизна (— —), а также ток стока (•••) и «внутренняя» крутизна (—), рассчитанные при сопротивлениях истока и стока, равных нулю, в зависимости от напряжения на затворе для DA-DpHEMT.

Видно, что крутизна в DA-DpHEMT практически симметрична относительно точки максимума, ее величина заметно меньше, чем у DpHEMT, а выигрыш по максимальным токам насыщения незначителен: всего 10÷15%. Видно, также, что для таких транзисторов полученные сопротивления истока недопустимо велики – они радикальным образом изменяют вид крутизны, делая ее почти постоянной в широком диапазоне напряжений.

Для СВЧ измерений транзисторы монтировались в 50-Омные линии и вставлялись в специальную оправку с согласующими трансформаторами на входе и выходе, с помощью которых проводилась настройка прибора на получение максимальной выходной мощности. При измерениях учитывались потери только в переходах и измерительном тракте, потери в согласующих трансформаторах не учитывались (по оценкам, для транзисторов с шириной затвора более 4 мм они могут составлять до 15 %, для транзисторов с меньшей шириной затвора оценки не проводились). Напряжение на стоке приборов варьировалось в диапазоне 8 – 9 В. По измерению статических характеристик с использованием стандартных оценок можно было ожидать, что выходная мощность экспериментальных транзисторов практически не увеличится по сравнению с традиционными приборами, а коэффициент полезного действия из-за высокого сопротивления истока будет заметно ниже. Однако результаты эксперимента резко разошлись с оценками. Типичные результаты измерений на частоте 10 ГГц в непрерывном режиме приведены в таблице 3.

Таблица 3

N⁰	Р _{входа} ,	Р _{выхода} ,	K _P ,	I _{стока} ,	U _{стока} ,	КПД	$P_{\rm BMX}/W_{\rm g}$,
	мВт	мВт	Дб	мА	В		Вт/мм
1	10	135	11,2	160	8		
	150	1040	8,4	220	8	50	1,3
	170	1070	8	230	8	49	1,34
	10	140	11,4	160	9		
	150	1100	8,7	230	9	46	1,38
	170	1140	8,3	240	9	45	1,42
2	10	110	10,4	150	8		
	150	1010	8,3	210	8	51	1,26
	170	1075	8	220	8	51	1,34
	10	100	10	160	9		
	150	1050	8,45	230	9	43	1,31
	170	1150	8,3	240	9	45	1,44
3	170	1090	8,1	240	8	48	1,36
	10	90	9,5	225	9		
	150	1060	8,5	270	9	38	1,33
	170	1140	8,3	270	9	40	1,42

Видно, что в партиях 1 и 2 транзисторы продемонстрировали в непрерывном режиме величину удельной выходной мощности более 1,3-1,4 Вт/мм, коэффициент усиления более 8 дБ, КПД около 50% [32-34].

В партии 3 (таблица 4) транзисторы продемонстрировали в непрерывном режиме величину удельной выходной мощности более 1,6 Вт/мм, коэффициент усиления более 9 дБ, КПД около 50%.

В импульсном режиме (длина импульса $\tau = 10$ мкс, скважность Q = 4) результаты (таблица 5), полученные на транзисторах из партии 3 выглядят еще более впечатляюще.

Таблица 4	1
-----------	---

N⁰	Р _{входа} ,	Р _{выхода} ,	K _P ,	I _{стока} ,	U _{стока} ,	КПД	$P_{\rm BMX}/W_{\rm g},$
	мВт	мВт	Дб	мА	В		Вт/мм
1	30	455	11.8	210	9		
	150	1150	8.8	260	8	50	1,44
	150	1280	9,3	270	9	46	1,60
2	30	460	11,8	220	9		
	150	1135	8,8	245	8	50.3	1,42
	150	1300	9.4	255	9	50.1	1,63
3	30	460	11,8	240	9		
	150	1145	8,8	240	8	51,8	1,43
	150	1310	9,4	245	9	52,6	1,64

Таблица 5

N⁰	Р _{входа} ,	Р _{выхода} ,	K _P ,	I _{стока} ,	U _{стока} ,	КПД	$P_{\rm вых}/W_{\rm g}$,
	мВт	мВт	Дб	мА	В		Вт/мм
1	30	500	12.2	250	9		
	150	1320	9,4	260	8	56	1,65
	150	1420	9,8	290	9	46	1,78
2	30	490	12,1	230	9		
	150	1300	9,4	260	8	55.2	1,62
	150	1430	9.8	275	9	51.7	1,79
3	30	505	12,2	250	9		
	150	1310	8,9	265	8	54,7	1,63
	150	1450	9,8	285	9	50,7	1,81

1.1.3. Анализ полученных результатов экспериментальных исследований полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием

Рассмотрим возможные преимущества новых структур, перечисленные в разделе 1.1.1., и определим, какие из них могли так заметно изменить характеристики приборов.

Уменьшение роли паразитных каналов рассеяния, увеличение поверхностной плотности электронов и увеличение роли размерно-квантовых эффектов должны приводить к росту максимального тока текущего через

транзистор и как следует из стандартных оценок [12] пропорциональному росту входной мощности. Результаты же эксперимента оказываются весьма противоречивыми.

Видно (см. рис. 3, 4), что максимальный ток, в транзисторах на новых структурах превосходит ток традиционных транзисторов весьма незначительно (на 10, максимум на 20%). Интересно отметить, что грубые оценочные расчеты по модели [15] дают примерно те же цифры увеличения максимального тока (на 10-20%). В этой модели достаточно корректно описывается динамика электронов и учет поперечного пространственного переноса, но используется структура с односторонним легированием и КЯ треугольная в отличие от соответствующей данной структуре трапециевидной КЯ и не учитывается уменьшение интенсивности рассеяния за счет квантования спектра.

Внутренняя крутизна транзисторов на новых структурах практически симметрична относительно точки максимума, а ее максимум соответствует половине максимального тока через транзистор. При этом коэффициент усиления и выходная мощность транзисторов на гетероструктурах с дополнительными потенциальными барьерами почти вдвое выше, чем у традиционных при близких пробивных напряжениях.

По отдельности, большинство наблюдаемых результатов легко объясняются, однако при попытке объяснения всего комплекса возникают серьезные проблемы.

Изменение формы крутизны вполне объяснимо: сильная асимметрия крутизны как раз и связана с интенсивным поперечным пространственным переносом и паразитными каналами проводимости в широкозонном материале. дополнительных потенциальных барьеров Введение резко снижает роль поперечного пространственного переноса, что и ведет к исчезновению асимметрии. Этот же эффект мог бы объяснить и наблюдаемый рост тока. При этом влияние размерно-квантовых эффектов представлялось бы незначительным, что само по себе не выглядит очень странным. Однако при этом коэффициент усиления должен вырасти максимум на 20%, а не почти вдвое. Можно предположить, что рост коэффициента усиления связан как раз с усилением
размерно-квантовых эффектов и уменьшением интенсивности рассеяния, а незначительный рост тока (всего на 10 - 20 %, а не в полтора два раза) связан с дефектами технологии при изготовлении транзистора. Однако это никоим образом не объясняет почти двукратный рост выходной мощности, которая при данном росте тока тоже должна вырасти максимум на 20%. В принципе возможен еще один эффект. При увеличении положительных напряжений на затворе начинается быстрый рост входной емкости транзистора и как следствие резкое падение коэффициента усиления. В режиме большого сигнала вся область положительных напряжений выше этой точки как бы обрезается и транзистор в этой области не работает. В транзисторах на гетероструктурах с дополнительными барьерами изза формы потенциального рельефа вблизи затвора этот эффект наблюдается при существенно больших положительных напряжениях на затворе и соответственно больших токах. Это и объясняет столь существенную разницу в выходной мощности. Однако измерение S-параметров рассматриваемых транзисторов и восстановление их эквивалентных схем показывает, что резкий рост входной емкости в традиционных транзисторах начинается при токах всего на 20% меньших, чем в транзисторах с дополнительными потенциальными барьерами, а, следовательно, и их выходная мощность должна быть всего на 20%, а не в два раза, выше. Возможно, резкий рост мощности связан как раз с симметрией крутизны новых транзисторов и расположением ее максимума в центре ВАХ (при Однако требует половине максимального тока). предположение ЭТО дополнительных исследований.

Приведенные выше результаты и оценки по всей вероятности все-таки позволяют сделать вывод [35-37], что введение дополнительных потенциальных барьеров резко уменьшает роль поперечного переноса электронов и влияние паразитных каналов проводимости в широкозонном материале на характеристики гетероструктурных полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием, а интенсивность рассеяния за счет размерно-квантовых эффектов заметно падает.

- 37 -

1.1.4. Перспективы использования полевых транзисторов с донорноакцепторным легированием

Приведенные экспериментальные результаты являлись по сути дела первой попыткой работы с данным типом гетероструктур. Несомненно, большой интерес представляло оценить возможные перспективы развития данного типа приборов как на ближайшее будущее (отработка технологии, изготовление транзисторов с современным затвором), так и на более отдаленную перспективу (совершенствование гетероструктур, поиск новых конструктивных решений).

Элементарные оценки показали, что улучшение омических контактов для данных гетероструктур позволит в непрерывном режиме:

- 1. Сместить оптимальную рабочую точку на ВАХ с 9 В на 8 В;
- 2. Увеличить удельную выходную мощность до величин более 1,7 Вт/мм;
- Увеличить КПД в режиме настройки на максимальную мощность до 55 ÷ 60%;
- Увеличить коэффициент усиления в режиме настройки на максимальную мощность до 10 ÷ 10,5 дБ.

Необходимо отметить, ЧТО исследуемая структура являлась чисто экспериментальной и была разработана на основе опыта разработки и применения гетероструктур без локализующих барьеров с типичными толщинами слоев и поверхностными плотностями электронов в канале исключительно ДЛЯ выявления физического эффекта. Поэтому можно предположить, что только оптимизация структуры позволит увеличить уровень удельной мощности до 2 Вт/мм. Как отмечалось выше, эксперименты были проведены на типичном серийно выпускаемом мощном транзисторе с трапециевидным затвором. Можно ожидать, и это крайне пессимистическая оценка, что введение Т-образного или Гобразного затвора длиной менее 0,25 мкм (если не сработает какой-нибудь новый, неизвестный пока эффект) дополнительно увеличит мощность, позволит заметно увеличить коэффициент усиления и КПД, а также позволит на частоте 10 ГГц выйти на следующий уровень по параметрам транзисторов:

- 1. Удельная мощность более 2,5 Вт/мм;
- 2. Коэффициент усиления в насыщении более 13 дБ;
- 3. КПД при настройке на максимальную мощность 55 ÷ 60%.

С одной стороны коэффициент усиления 13 дБ для мощного транзистора – избыточный и использование таких приборов может быть затруднено из-за проблем с самовозбуждением. С другой стороны – он может позволить ввести в таких приборах полевой электрод [38], и заметно увеличить их выходную мощность. Ранее в Х-диапазоне использование полевого электрода было затруднено из-за резкого уменьшения коэффициента усиления. Однако если приведенные оценки окажутся верны и транзисторы на разрабатываемых структурах будут демонстрировать избыток усиления, то за счет введения полевого электрода при потере усиления можно будет выйти на уровень 5 Вт/мм при коэффициенте усиления 8-9 дБ, то есть на уровень параметров транзисторов на основе нитрида галлия. Правда в этом случае остро встанет проблема отвода тепла от активной области прибора, и транзисторы придётся делать на подложках толщиной не более 25 мкм или искать новые технические решения, например [39, 40].

Еще более перспективным выглядит использование гетероструктур с донорно-акцепторным легированием в миллиметровом диапазоне длин волн. Сейчас лучшие образцы GaN транзисторов на частоте 40 ГГц демонстрируют малосигнальный коэффициент усиления около 7 дБ при длине затвора 80 нм [41]. Если приведенные выше оценки верны, то на новых структурах этот же коэффициент усиления можно будет получить в насыщении мощности при длине затвора 0,25 мкм.

Не менее перспективным выглядит применение данного технического приема в малошумящих транзисторах. Простая очень грубая оценка [42] показывает, что при прочих равных условиях коэффициент шума обратно пропорционален коэффициенту усиления

 $F_{min} \sim 1/K_{y}$

а коэффициент усиления в транзисторах на новых гетероструктурах почти в 2 раза выше, чем на традиционных. Однако корректно ответить на этот вопрос может только разработка на практике специальных вариантов конструкции структур с донорно-акцепторным легированием для малошумящих транзисторов и изготовление приборов на их основе.

Как отмечалось в разделе 1.1.1., одно из возможных достоинств разработанных гетероструктур – это, в частности, уменьшение числа горячих электронов, уходящих в буфер, улучшение управления током при высоких напряжениях на затворе. Данный эффект может иметь важное самостоятельное значение. Введение высокого потенциального барьера для горячих электронов со стороны буфера может решить проблемы управляемости GaN транзисторов при нанометровых длинах затворов, и возможно, проблемы токов утечки в цифровой технике при переходе к транзисторам с длинами затворов порядка 10 нм.

Некоторые из рассмотренных перспектив применения транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием более подробно рассмотрены в следующих разделах данной главы.

1.2. ВСПЛЕСК ДРЕЙФОВОЙ СКОРОСТИ В АРСЕНИДГАЛЛИЕВЫХ И НИТРИДГАЛЛИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ И СРАВНЕНИЕ ИХ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

К несомненным достоинствам GaN относят большую величину запрещенной зоны и, как следствие высокие пробивные напряжения, высокую теплопроводность, достаточно высокую подвижность и большие величины максимальной дрейфовой скорости в объемном материале, а также высокую дрейфовую скорость в сильных полях. На основании данных о статической зависимости дрейфовой скорости от поля, а возможно, из конъюнктурных соображений, делается вывод о перспективности использования GaN b миллиметровом диапазоне длин волн и даже об его определенных преимуществах перед GaAs по этому параметру. Последнее утверждение выглядит весьма спорным и поэтому представляет интерес рассмотреть его более подробно на основе хотя бы качественных расчетов [43, 44].

Исследование динамики электронов в канале GaN транзисторов интересно одной причине. Широкое применение ешё ПО гетероструктур С ИХ специфическими особенностями и наметившийся в последние годы очередной всплеск активности в развитии новых технологий и разработке достаточно точных и быстродействующих программ расчета активных элементов поднимает вопрос применимости физических моделей, используемых в этих программах. В настоящее время в большинстве полупроводниковых приборов размеры активной области становятся сравнимыми с длинами релаксации электронов по импульсу и энергии. Длины релаксации из-за сложного распределения электрического поля, в свою очередь, могут сильно меняться по длине активной области. В этих условиях определение четких границ применимости тех или других физических моделей до сих пор остается серьезной проблемой: простые критерии по сравнению размеров пролетной области с длинами релаксации электронов не позволяют оценить точность моделей, и для этого приходится непосредственно использовать численные расчеты. Известно, что динамика электронов в приборах

с характерными размерами порядка десятых долей микрона, а соответственно и характеристики этих приборов наиболее точно рассчитываются методом Монте-Карло [25, 26]. Однако из-за своей вычислительной сложности этот метод до сих пор малоприменим для оптимизационных расчетов. Наиболее вероятными кандидатами на эту роль пока остаются различные модификации гидродинамической [45, 46] и квазигидродинамической (температурной) [27-29] моделей.

Вопрос применимости этих моделей для гомо- и гетероструктурных полевых транзисторов с субмикронным затвором на основе GaAs был достаточно подробно рассмотрен в работах [45, 15], где было показано, что уже при длинах затвора менее 0,25 мкм использование температурной модели может приводить к существенным погрешностям при расчёте характеристик прибора. Однако для GaN такие исследования не проводились.

1.2.1. Описание гидродинамической модели

Как отмечалось выше, наиболее точно характеристики субмикронных и нанометровых полупроводниковых приборов рассчитываются методом Монте-Карло. Однако из-за своей вычислительной сложности этот метод всегда реализуется на двумерных или трехмерных моделях. Время решения кинетического уравнения методом Монте-Карло слабо зависит от размерности, поэтому для полевых транзисторов таких одномерных моделей нет. В то же время в большинстве случаев наиболее наглядно физические эффекты видны при расчете именно по одномерным моделям. Поэтому далее расчет проводится по простейшей одномерной гидродинамической модели [45], основные уравнения которой (уравнения сохранения энергии и импульса) имеют вид:

$$v\frac{\partial m^* v}{\partial x} = qE - \frac{m^*(\varepsilon)v}{\tau_P(\varepsilon)} \quad , \tag{1}$$

$$v\frac{\partial\varepsilon}{\partial x} = qEv - \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{\tau_{\varepsilon}(\varepsilon)} \quad , \tag{2}$$

где *q*, *v*, *m**, *ε* – заряд, скорость, эффективная масса и энергия электронов соответственно, *E*– напряженность электрического поля. Времена релаксации [47]:

$$\tau_{p}(\varepsilon) = \frac{m^{*}(\varepsilon) v_{s}(\varepsilon)}{q E_{s}(\varepsilon)}$$
(3)

$$\tau_{\varepsilon}(\varepsilon) = \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{q \, E_s(\varepsilon) \, v_s(\varepsilon)} \tag{4}$$

Здесь и далее $v_s(\varepsilon)$, $E_s(\varepsilon)$ – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие данной энергии ε , получаемые из расчетов методом Монте-Карло [48] статических характеристик материалов. Напряженность электрического поля и дрейфовая скорость электронов направлены вдоль канала транзистора. При этом, уравнения сохранения энергии и импульса (1,2) принимают вид [47]:

$$v\frac{\partial m^* v}{\partial x} = q \left(E - \frac{E_s(\varepsilon)v}{v_s(\varepsilon)} \right) \quad , \tag{5}$$

$$v\frac{\partial\varepsilon}{\partial x} = q\left(Ev - E_s(\varepsilon)v_s(\varepsilon)\right) \quad , \tag{6}$$

Температурная модель получается из системы (5,6) в предположении *m**=0. В этом случае уравнение (5) просто сводятся к формуле:

$$v = \frac{Ev_s(\varepsilon)}{E_s(\varepsilon)} = \mu(\varepsilon)E,$$
(7)

где $\mu(\varepsilon)$ – подвижность электронов, зависящая от их энергии.

1.2.2. Результаты расчетов дрейфовой скорости электронов для арсенидгаллиевых и нитридгаллиевых приборов

Отличительными особенностями GaN являются высокая дрейфовая скорость электронов в сильных полях и не слишком высокая подвижность (далее в расчетах $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$). Так как исследуются особенности электронного транспорта, то для сравнения берется GaAs с той же величиной подвижности (это

соответствует уровню легирования примерно $2 \cdot 10^{18}$ см⁻³). Соответствующие графики приведены на рис. 5. Там же приведен график статической дрейфовой скорости, соответствующий нелегированному GaAs ($\mu = 8000$ см²/(B·c)).



Рис. 5. Статическая зависимость дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля в объемном материале для: GaN (a) при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ и GaAs (б) при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ (---) и $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ (---)

На первый взгляд GaAs, особенно при такой же низкой подвижности, безоговорочно проигрывает GaN. Из рис. 5 можно сделать вывод, что средняя скорость электронов под затвором GaN транзистора, существенно зависящая как от максимальной скорости электронов, так и от их скорости в сильных полях, будет выше, чем скорость электронов под затвором транзистора на основе GaAs. Однако со времен разработки первых транзисторов с субмикронным затвором было известно, что работа таких приборов определяется не статической зависимостью дрейфовой скорости от напряженности электрического поля, а всплеском дрейфовой скорости электронов под затвором транзистора [45, 47].

Всплеск дрейфовой скорости, в свою очередь, зависит от множества факторов, из которых статическая зависимость скорости от поля является важным, но далеко не определяющим. При всплеске дрейфовой скорости ее величина может существенно превышать максимальное статическое значение в объемном материале, что существенно увеличивает быстродействие транзистора. В принципе, всплеск дрейфовой скорости можно наблюдать практически в любых полупроводниковых материалах, и в GaN он может быть весьма велик – максимальная скорость может достигать величин около 8.10⁷см/с на расстояниях около 0.025мкм [49], однако в условиях настолько специфических, что они практически не реализуемы в обычных транзисторах.

Для сравнения двух рассматриваемых материалов моделировалась простейшая ступенчатая структура толщиной 18 нм, состоящая из двух слоев: слоя под затвором толщиной 15 нм и легированием 10¹⁸ см⁻³ и слоя у буфера толщиной 3 нм и легированием 2·10¹⁹ см⁻³. Для GaN такая структура – очень грубый аналог реальной гетероструктуры. $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ соответствует подвижности, близкой к подвижности в нелегированном материале. Для GaAs такая структура вообще гипотетическая и берется исключительно, чтобы рассматривать электронный транспорт практически в одинаковых условиях. Расчеты также проводились и для GaAs при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(B \cdot c)$, что соответствует нелегированному материалу или очень хорошей гетероструктуре с толстым спейсером. Затвор транзистора длиной 0.1 мкм расположен на расстоянии 0.1 мкм от истока. Единственная существенная разница в исходных данных для расчетов – разное напряжение на стоке транзисторов: для GaAs – 1 B, для GaN – 3 B). Это примерно те значения напряжений на стоке, при которых происходит насыщение тока в транзисторах и максимальная частота усиления по току принимает наибольшее значение. Надо отметить, что при расчете по данной модели двукратное увеличение напряжения на стоке в приборах, на основе как GaAs, так и GaN, слабо меняло распределение дрейфовой скорости в канале и величину максимальной частоты усиления по току. Сильно менялась только величина напряженности электрического поля.

Результаты расчета максимальной частоты усиления по току f_t для транзисторов на таких структурах приведены на рис. 6 (при расчётах выбирался режим, в котором для данной длины затвора f_t была максимальна).

- 45 -



Рис. 6. Зависимость максимальной частоты усиления по току от длины затвора моделируемого транзистора для GaAs при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B·c})$ (——) и $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c})$ (————).

Видно, что в приборах на основе GaAs даже при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B-c})$ максимальная частота усиления по току несколько больше, чем в приборах на основе GaN. При подвижности соответствующей чистому материалу разница становится достаточно велика (более чем в 2 раза при больших, и почти в 3 раза при малых длинах затвора), что явно противоречит простым оценкам по сравнению зависимостей от поля статических скоростей электронов в этих материалах. Это легко понять, если рассмотреть результаты расчетов для распределения дрейфовой скорости по длине канала моделируемого транзистора, которые приведены на рис. 7.

Видно, что, несмотря на низкие статические значения, величина дрейфовой скорости в GaAs транзисторе в максимуме даже чуть больше, чем в приборе на основе GaN. При этом распределения скоростей по каналу отличаются весьма значительно. В то же время распределения дрейфовой скорости в канале GaAs транзистора при разной подвижности электронов похожи. Видно, что при влёте под затвор, в канале GaAs транзистора электроны сразу разгоняются до скоростей существенно превосходящих максимальное статическое значение и далее их скорость продолжает заметно увеличиваться. В максимуме дрейфовая скорость

электронов в несколько раз превосходит свое максимальное статическое значение, как при высокой, так и при низкой подвижности.



Рис. 7. Распределения дрейфовой скорости электронов в каналах транзисторов на основе GaAs при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B·c})$ (----) и при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c})$ (----). Координаты затвора: 0.1, 0.2 мкм.

Надо отметить, что при низкой подвижности электронов эффект проявляется даже сильнее (отношение максимально скорости под затвором к максимальному статическому значению в объёмном материале больше), хотя абсолютная величина дрейфовой скорости и оказывается меньше во всей области под затвором по сравнению с транзистором на чистом GaAs.

В приборе на основе GaN при влёте под затвор электроны приобретают скорость, которая примерно соответствует скорости, при которой начинается заметное падение подвижности ($(1,5-2)\cdot10^7$ см/с), затем скорость увеличивается и примерно на половине длины затвора достигает своего максимального статического значения. Потом начинается всплеск дрейфовой скорости (в максимуме она в два раза превосходит своё максимальное статическое значение) а затем, еще под затвором, начинается её резкое уменьшение. Это также существенно отличает распределение дрейфовой скорости в канале GaN

транзистора от распределения в канале транзистора на основе GaAs – там падение дрейфовой скорости начинается только у стокового края затвора.

По величине максимальной дрейфовой скорости под затвором полевой транзистор на основе GaN мало уступает прибору на основе GaAs при малой подвижности в последнем. Действительно соответствующие кривые на рис. 7 близки, особенно с учетом точности расчетов. Однако, давно известно [50, 51], что при субмикронных длинах затвора, максимальная частота усиления определяется не максимальной величиной дрейфовой скорости под затвором, а временем пролёта электронов под затвором, причем в эффективную длину затвора существенный вклад вносят обеднённые области по его краям. Следует квазидвумерном моделировании отметить, что при краевые (и другие существенно двумерные) эффекты учитываются лишь приближённо. Однако, с учетом того, что в расчётах толщина активного слоя много меньше длины ЭТО не должно существенно менять полученные качественные затвора. соотношения. По-видимому, именно разница в распределениях и приводит к что транзистор на основе GaAs имеет большее быстродействие TOMV, (максимальную частоту усиления по току, см. рис. 6) как при малой, так и, естественно, при большой подвижности электронов.

Для объяснения полученных результатов рассмотрим зависимость от напряженности электрического поля времен релаксации по энергии и импульсу в GaN и GaAs (рис. 8). Видно, что больше всего в этих материалах отличаются времена релаксации по энергии. Причем при E < 100 кВ/см время релаксации по энергии в GaN даже меньше времени релаксации по импульсу. Столь большое различие во временах релаксации, по-видимому, объясняется разницей в энергии оптических фононов ($\hbar \omega \approx 92$ мэВ в GaN, $\hbar \omega \approx 36$ мэВ в GaAs), вносящих основной вклад в потерю энергии при неупругих столкновениях, что в свою очередь связано с разницей в массах входящих в данные полупроводники атомов. При этом интересно отметить, что из-за большей эффективной массы время релаксации электронов по импульсу в GaN существенно больше, чем в GaAs с той же подвижностью.



Рис. 8. Зависимость от напряженности электрического поля времен релаксации по импульсу τ_p и энергии τ_{ϵ} для GaAs (a) при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B·c}) \tau_p$ (----), $\tau_{\epsilon}/10$ (----), при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c}) \tau_p$ (····), $\tau_{\epsilon}/10$ (----) и для GaN (б) при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c}) \tau_p$ (----).

Не менее информативно рассмотреть не просто зависимости времен релаксации о напряженности электрического поля, а их распределения в канале транзистора рис. 9.



Рис.9. Распределения времён релаксации по длине канала для транзисторов на основе GaAs при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c}) \tau_p$ (-----), $\tau_{\epsilon}/10$ (----) и GaN при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c}) \tau_p$ (-----). Координаты затвора: 0.1, 0.2 мкм.

Видно, что в транзисторе на основе GaN время релаксации электронов по энергии при влёте электронов в область сильного поля под затвором практически мгновенно становится очень маленьким, в то время как в транзисторе на основе GaAs оно на порядок больше. Далее у стоковой части затвора электроны разогреваются и время релаксации сильно растет. Именно в этой области и наблюдается всплеск дрейфовой скорости в транзисторе на основе GaN.

Не менее интересно также рассмотреть распределения в каналах транзисторов напряженностей электрического поля и величин напряженностей электрического поля, соответствующего текущей энергии электронов в канале $(E(\varepsilon))$. Из рис. 10 видно, что в канале транзистора на основе GaN в области малых времен релаксации по энергии зависимости этих величин практически совпадают, различия начинаются как раз там где время релаксации начинает расти, в то время как а в канале прибора на основе GaAs различия очень велики под всем затвором.



Рис. 10. Распределения напряжённости электрического поля (——), и напряженности электрического поля, рассчитанной по энергии электронов $E(\varepsilon)$ (- - -) в канале транзистора на основе: а) GaAs при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c})$, б) GaN при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B·c})$. Координаты затвора: 0.1, 0.2 мкм.

Надо отметить еще один важный момент: под истоковым краем затвора GaAs транзистора напряженность электрического поля невелика и даже если бы транспорт был стационарным для таких полей времена релаксации по энергии

- 50 -

весьма велики. Кроме того всплеск дрейфовой скорости у истокового края затвора приводит к тому, что домен сильного поля локализуется у стокового края затвора и за ним.

В транзисторе на основе GaN у истокового края затвора поля тоже не слишком велики и их величина как раз соответствует минимальным значениям времени релаксации по энергии. Это приводит к отсутствию всплеска и как следствие домен сильного поля втягивается примерно до половины длины затвора.

По существу, складывается следующая ситуация: под затвором транзистора на основе GaAs $v_{GaAs} \approx \mu(\varepsilon)E \neq \mu(E)E$ – мы наблюдаем существенно нелокальный разогрев электронов. При влёте под затвор и почти до половины длины затвора прибора на основе GaN $v_{GaN} \approx \mu(\varepsilon)E \approx \mu(E)E$ – разогрев электронов практически локален.

Не менее, а возможно и еще более наглядно выявленные закономерности проявляются и при больших длинах затора. Из расчетов следует, что с уменьшением дины затвора, относительная разница в величине максимальной частоты усиления по току увеличивается. Рост разницы в быстродействии как раз и объясняется увеличением влияния нелокальных эффектов при уменьшении длины затвора. В то же время традиционно считается, что при длинном затворе (около 1 мкм) нелокальные эффекты малы, а скорость под затвором близка к скорости насыщения (или скорости в сильном поле). Следовательно, уж здесь транзистор на GaN должен иметь преимущество по крайне мере перед прибором на GaAs с низкой подвижностью. Однако даже при длине затвора 1 мкм быстродействие GaAs транзистора с низкой подвижностью больше, чем у транзистор на основе GaN. Поэтому имеет смысл сравнить распределения дрейфовой скорости в таких приборах не только при коротких, но и при достаточно длинных затворах.

Из рис. 11 видно, что представления о насыщении дрейфовой скорости в канале транзистора с длинным затвором и равенстве её скорости электронов в

сильных полях не имеют никакого отношения к действительности (аналогичные эффекты рассматривались ранее в работе [52]).



Рис. 11. Распределения дрейфовой скорости электронов в каналах транзисторов на основе GaAs при $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ (----) и GaN при $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ (----). Координаты затвора 0.1, 1.1 мкм.

При длинных затворах в транзисторах на основе GaAs, несмотря на специально заданную, очень низкую для такого материала, подвижность электронов, наблюдается четко выраженный всплеск дрейфовой скорости (по всей видимости, это особенность структуры с таким профилем легирования). Несмотря на то, что сильный всплеск наблюдается на длинах порядка 0,1 мкм в области статического домена и не оказывает сильного влияния на характеристики прибора, расчёты показывают, что в приборе на основе GaAs при данной подвижности электронов слабый всплеск дрейфовой скорости с незначительным превышением максимальной статической скорости электронов имеет место под большей частью затвора. В то же время, в транзисторе на основе GaN, всплеск дрейфовой скорости наблюдается в узкой области менее 0.2 мкм в районе статического домена, а вне этой области практически везде скорость электронов в нем существенно меньше скорости в GaAs приборе. Следует отметить тот важный момент, что область сильного всплеска дрейфовой скорости в GaN транзисторе заметно шире, а величина скорости в ней заметно больше чем в приборе на основе GaAs с низкой подвижностью, а распределение скорости в этой области очень похоже по форме и величине на распределение в области всплеска при длине затвора 0.1 мкм. По-видимому, именно особенности зависимости времени релаксации по энергии от напряженности электрического поля и соответственно энергии приводят к тому, что в приборе на основе GaN всплеск скорости происходит практически одинаково, как при микронной, так и при субмикронной длине затвора.

Малые времена релаксации по энергии приводят еще к одному интересному, и в определенной мере полезному для моделирования транзисторов эффекту. В транзисторах на основе GaAs квазигидродинамические модели становятся малоприменимы уже при длине затвора около четверти микрона [15]. В транзисторах на основе GaN даже при длине затвора 0.05 мкм результаты расчетов по обеим моделям, отличаются не слишком сильно рис. 12.

Видно, что в отличие от рассматриваемых ранее [45, 15] узкозонных полупроводников, распределения дрейфовой скорости в канале GaN транзистора, рассчитанные по различным моделям, отличаются незначительно, причём во всех режимах работы транзистора. Правда разница в величинах токов, текущих через транзистор, величинах крутизны и максимальной частоты усиления по току при такой длине затвора может достигать 20% (при длине затвора 0.1 мкм относительная погрешность в этих величинах менее 10% а разница в распределениях дрейфовой скорости в канале прибора вообще незначительна). Однако следует отметить, что при расчетах реальных приборов при длинах затворов менее 0.1 мкм, особенно с учетом различных квантовых эффектов желательно использовать модели, основанные на решении кинетического уравнения.

- 53 -



Рис. 12. Распределения дрейфовой скорости электронов в канале GaN транзистора: гидродинамическая модель (----), температурная модель (----). Напряжение на затворе а) +0.2 В, б) -0.6 В. Координаты затвора 0.05, 0.1 мкм.

По всей вероятности, незначительные различия в расчетах по различным моделям связаны не только с малым временем релаксации по энергии в GaN, но и с существенно большей эффективной массой электронов в этом материале. По существу, практически полностью снимается вопрос о применимости в таких приборах гидродинамических и квазигидродинамических моделей – они дают, достаточно близкие результаты.

1.3. ОЦЕНКА ДРЕЙФОВОЙ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ В ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО– АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Перспективы освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн полевыми транзисторами связывают в основном с использованием гетероструктур с квантовыми ямами на основе узкозонных материалов с высокой подвижностью электронов [53-55]. Применение сверхкоротких затворов и малая ширина запрещённой зоны приводят к низким пробивным напряжениям таких приборов. Кроме того, из-за малой эффективной массы электронов в таких структурах поверхностная плотность электронов, при которой не начинают заполняться верхние подзоны размерного квантования (по сути дела электроны начинают «выливаться» из квантовой ямы) ограничена. Однако, кроме использования традиционных гетероструктур с селективным легированием, для улучшения СВЧ характеристик в настоящее время очень перспективным выглядит использование в подобных типах приборов дополнительного донорноакцепторного легирования. Как раз в связи с продвижением на более высокие частоты с момента появления первых работ по DA-DpHEMT [32, 33] возникает принципиальный вопрос: как изменение формы и глубины потенциальной ямы изменяет дрейфовую скорость электронов под затвором транзистора. Ранее основное внимание уделялось прикладному аспекту использования таких структур – максимальной выходной мощности транзисторов. В условиях отдачи максимальной выходной мощности, коэффициент усиления зависит как от дрейфовой скорости электронов под затвором, вообще говоря, усредненной по периоду колебания СВЧ сигнала, так и от многих других факторов (пробивного напряжения, режима работы, особенностей согласования и т.д.). Так что делать какие-либо выводы по этим исследованиям о конкретных величинах дрейфовой скорости электронов в транзисторе было достаточно сложно. Можно было только предположить, что она существенно растёт [35]. Далее будет приведены простые

оценки, позволяющие для ряда исследованных приборов по крайне мере оценить этот рост [56-59].

Известно, что в полевых транзисторах максимальная частота усиления по току f_t и соответственно их усилительные свойства непосредственно зависят от средней (по длине затвора) дрейфовой скорости электронов под затвором, т.е. $f_{\rm t} \approx v_{\rm D}/L_g$. Здесь L_g — эффективная длина затвора с учётом краевых эффектов (длина затвора с учетом обеднённых областей у краев затвора), v_D – средняя дрейфовая скорость электронов под затвором [50, 51]. Непосредственно измерить по отдельности эффективную длину затвора и среднюю дрейфовую скорость крайне проблематично. Для реальных приборов с развитой электронов периферией и существенным влиянием паразитных элементов на выходные характеристики, точно измерить максимальную частоту усиления по току также весьма сложно. В большинстве случаев эта частота определяется по результатам измерений S-параметров, с последующим расчётом коэффициента усиления. По крайне мере, таким способом можно сделать достаточно точные оценки, особенно если учесть, что при обычных условиях согласования, зависимость коэффициента усиления от максимальной частоты усиления по току близка к квадратичной [65]. Кроме того, данный подход позволит оценить перспективность использования данных гетероструктур в миллиметровом диапазоне длин волн.

Для анализа малосигнальных характеристик и возможности продвижения в миллиметровый волн исследовались мощные серийные диапазон длин транзисторы [14, 60-66] с шириной Г-образного затвора 0,4, 0,8 мм и длиной 0,3 мкм и транзисторы с шириной трапециевидного затвора 1,2 мм и длиной 0,4 – 0,5 мкм. Т.к. ширина затвора транзисторов составляла более 0,4 мм, то измерения их S-параметров проводились в специальном контактном устройстве в 0,5 – 18,5 ГГц. диапазоне частот Из-за погрешности измерений при непосредственном расчёте малосигнальных СВЧ характеристик в ряде случаев возникали биения с достаточно большой амплитудой. Поэтому для более корректных оценок как максимального коэффициента усиления в этом диапазоне, так и для аппроксимации результатов на более высокие частоты были определены

параметры стандартной малосигнальной эквивалентной схемы транзисторов, с дальнейшими расчетами по ней. Далее по эквивалентной схеме исследовался максимально возможный коэффициент усиления при двухстороннем согласовании G_{max}, формула для расчета которого имеет вид:

$$G_{\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{K^2 - 1}), \qquad (8)$$

где К – коэффициент устойчивости транзистора.

На рисунке 13 приведено сравнение G_{max} для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре и гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием.



Рис. 13. Зависимость от частоты максимально возможного коэффициента усиления при двухстороннем согласовании для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре (- - -) и гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием (-----). Точкой отмечен результат измерения транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием на частоте 15 ГГц.

Видно, что транзисторы на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием имеют коэффициент усиления на 3-4 дБ больше и, соответственно, могут работать на более высоких частотах. Так, частота, на

которой максимально возможный коэффициент усиления становится равен 0, у них на 40 % больше. Для проверки расчетов на частоте 15 ГГц проводилось непосредственное измерение максимального малосигнального коэффициента усиления с помощью установки с согласующими трансформаторами. Для исследуемого транзистора его величина составила около 16 дБ, что неплохо согласуется с расчетными данными.

Также максимально возможный коэффициент усиления был рассчитан для исследуемых транзисторов с различной периферией. На рисунке 14 приведено сравнение G_{max} для транзисторов с шириной затвора 0,4, 0,8 и 1,2 мм.



Рис. 14. Зависимость от частоты максимально возможного коэффициента усиления транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием с различной периферией: 1 – ширина затвора 0,4 мм, 2 – ширина затвора 0,8 мм, 3 – ширина затвора 1,2 мм

Как и ожидалось, что при уменьшении ширины затвора, его длины и сопротивления высокочастотные свойства прибора заметно улучшаются. Частота, при которой G_{max} = 0, растёт более чем в полтора раза.

Использование малосигнальных эквивалентных схем абсолютно оправдано как в диапазоне частот, где были непосредственно измерены S-параметры транзисторов, так и не слишком далеко за границами диапазона измерений. Очевидно, что за границами диапазона данный расчет представляет собой только грубую оценку, аналогичную оценке падения коэффициента усиления на 6 дБ при росте рабочей частоты вдвое. Однако надо учитывать, что данные результаты получены для мощных транзисторов в серийном исполнении при ширине затвора более 0,4 мм и длине одного затворного пальца 50 мкм, рассчитанных для применения только в Х- и Кu-дuaпaзoнaх.

Ранее для транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием приводились только результаты измерений для транзисторов с шириной менее 0,8 мкм. Результаты измерения максимальной выходной мощности (оптимум как по напряжению на затворе, так и по напряжению на стоке) для нескольких партий транзисторов с шириной затвора 1,2 мм и различной подвижностью и поверхностной плотностью электронов на частоте 10 ГГц приведены в таблице 6.

На первый взгляд выходная мощность транзисторов сильно зависит от подвижности и чуть меньше от поверхностной плотности электронов в гетероструктуре, однако механизм столь сильного влияния пока неясен. Скорее всего, столь значительная разница в уровне выходной мощности связана не непосредственно с подвижностью и поверхностной плотностью электронов, а с технологическими нюансами изготовления гетероструктур и приборов.

Таблица б

\mathbb{N}_{2}	μ,	$n_{s} \cdot 10^{-12}$,	P _{in} ,		V _т Г	T MA	II D	P_{in}/L_g ,
партии	$cM^2/B \cdot c$	См ⁻²	мВт	Γ _{out} , MD Γ	к р, д о	I _d , MA	U _d , D	Вт/мм
1	4930	4,14	200	1500	8,8	300	10	1,25
2	4930	4,14	200	1400	8,5	250	10	1,17
3	5400	3,9	200	1830	9,6	320	11	1,53
4	5280	4,0	200	1700	9,3	300	11	1,42
5	5390	3,97	200	1860	9,7	320	11	1,55

В DA-DpHEMT транзисторах использовались гетероструктуры с подвижностью $\mu \approx 5400 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ и с поверхностной плотностью электронов

 $n_s \approx 4 \cdot 10^{-12}$ см⁻², вычисленными по результатам измерения эффекта Холла. В DpHEMT транзисторах, использованных традиционных для сравнения, применялись гетероструктуры с холловскими подвижностью $\mu \approx 6000 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ и поверхностной плотностью электронов *n_s* ≈ 3·10⁻¹² см⁻². Даже при худших омических сопротивлениях [32, 33, 51] малосигнальный коэффициент усиления в DA-DpHEMT транзисторах на 3 – 4 дБ (в 2 – 2,5 раза) выше, чем у DpHEMT транзисторов. Малосигнальный коэффициент усиления пропорционален квадрату максимальной частоты усиления по току. В то же время максимальная частота усиления по току пропорциональна средней дрейфовой скорости электронов под затвором. Откуда автоматически следует что, несмотря на более низкую слабополевую холловскую подвижность электронов, средняя дрейфовая скорость электронов под затвором в DA-DpHEMT транзисторах заметно (в 1,4 – 1,6 раза) выше. Из-за более низкой слабополевой подвижности в структурах с донорноакцепторным легированием, очевидно, что наблюдаемый выигрыш в дрейфовой скорости является следствием увеличения дрейфовой скорости именно горячих электронов. Естественно, что под затвором с длиной около 0,3 мкм и при таком дрейфовой горячих увеличении скорости электронов, ИХ дрейф будет существенно нелокален – будет наблюдаться ярко выраженный всплеск дрейфовой скорости горячих электронов [51]. Для того чтобы средняя дрейфовая скорость горячих электронов под затвором была выше, заметно сильнее должен быть и их нелокальный разогрев. В разделе 1.1. говорилось о двух механизмах [35], которые могут отвечать за столь существенное увеличение скорости уменьшение поперечного пространственного сильное переноса горячих электронов между слоями гетероструктуры, и рост дрейфовой скорости электронов за счет увеличения роли размерного квантования электронов в гетероструктурах с дополнительными потенциальными барьерами. Первый механизм является следствием усиления локализации горячих электронов в слое канала DA-DpHEMT структур с глубокой КЯ и, как следствие этого, к ослаблению взаимодействия горячих электронов с рассеивающим потенциалом примесей и к ослаблению локализации в слоях с малой подвижностью. Грубые

оценки показывают, что возможности увеличения дрейфовой скорости за счет уменьшения поперечного пространственного переноса и усиления локализации горячих электронов в канале достаточно ограничены – очевиден выигрыш в 20 - 30%дрейфовой скорости лишь на [35], но ЭТОТ вопрос требует дополнительных исследований. Второй механизм связан с сильным размерным квантованием в DA-DpHEMT гетероструктурах. В типичной формируемой глубокой КЯ (с глубиной ≈ 0.8 эВ) DA-DpHEMT структур образуется всего лишь 10-15 размерно-квантовых подзон с расстоянием между ними более 50 мэВ, (что существенно больше величины энергии оптического фонона в InGaAs канале, примерно равной 35 мэВ). Естественно в такой КЯ оказываются разрешенными к существованию всего лишь 10-15 величин модулей поперечного импульса электронов, что сильно уменьшает количество состояний в пространстве импульсов, в которые могут быть рассеяны электроны. Исходя из приведенных результатов измерений, усиленное размерное квантование в DA-DpHEMT структурах дает свой вклад в увеличение дрейфовой скорости горячих электронов затвором не меньше, чем эффект ОТ ослабления поперечного под пространственного переноса.

1.4. СТАТИЧЕСКИЙ ДОМЕН СИЛЬНОГО ПОЛЯ В ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО–АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ И УМЕНЬШЕНИЕ ТЕПЛОВОЙ НАГРУЗКИ ТРАНЗИСТОРА

В настоящее время УМ на гетероструктурных полевых транзисторах обеспечивают величину мощности от единиц до нескольких десятков Ватт в сантиметровом диапазоне длин волн. Для безотказной работы усилителя мощности большое значение имеет температурный режим, в котором работает полевой транзистор (по сути дела значения максимально допустимых токов и напряжений). Поэтому все вопросы, связанные с выделением тепла в полевых транзисторах, имеют широкий практический интерес. При проектировании мощных СВЧ усилителей и мощных полевых транзисторов [67-70] для продвижения вверх по частотному диапазону и улучшения характеристик различных изделий, в том числе и специального назначения, часто требуется максимальная плотность упаковки прибора, которая ограничена максимально возможным размером кристалла с одной стороны и максимальной температурой 150 °C канала (при превышении которой начинаются интенсивные деградационные процессы) с другой.

Многие годы при работе в Х-диапазоне частот и выше, удельная выходная мощность GaAs гетероструктурных полевых транзисторов из-за многочисленных физических и технологических ограничений существенно не превосходила величину 1 Вт/мм, а используемая конструкция транзисторов была ориентирована на соответствующее тепловыделение. Однако, с появлением DA-DpHEMT [32, 33, 60, 61] эта величина существенно (как минимум в 1,5 – 2 раза) возросла, что сделало режимы работы таких приборов гораздо более напряженными. В данных условиях становится очень важна правильная оценка максимальной температуры канала активного элемента, которая, в свою очередь определяется размерами области наиболее интенсивного тепловыделения. Такие оценки для гомо- и гетероструктурных транзисторов были сделаны в работах [71, 72], где было показано, что в отличие от гомоструктурных транзисторов в гетероструктурных

область тепловыделения существенно меньше и жестко локализована вблизи стокового края затвора. Этот эффект приводит к тому, что в зависимости от конструкции теплоотвода и режимов работы гетероструктурного транзистора температура его поверхности может быть существенно выше, чем если бы область тепловыделения была растянута от затвора до стока.

Рассмотрим физические механизмы, определяющие размеры области интенсивного рассеяния тепла в полевых транзисторах как на основе традиционных гетероструктур (DpHEMT), так и на основе гетероструктур с донорно-акцепторным легированием (DA-DpHEMT).

Исследования гомоструктурных транзисторов показали, что чем короче затвор, выше подвижность электронов и больше их поверхностная плотность в канале, тем проще реализуется ситуация, когда при открытом затворе домен сильного поля перемещается от затвора к стоку [71]. В то же время при перекрытом канале, домен сильного поля, а с ним и область интенсивного тепловыделения, локализованы вблизи стокового края затвора. Так как, в усилителях мощности транзисторы практически всегда работают в режиме квазистатическом по времени для электронного транспорта [73], то в режиме большого сигнала за один период СВЧ колебания домен сильного поля, а с ним области максимальной энергии электронов и максимальной интенсивности рассеяния тепла, будут переходить от затвора к стоку и обратно. А это означает, что область тепловыделения на периоде колебаний будет распределена по всей длине от затвора до стока транзистора.

В гетероструктурных транзисторах подвижность и поверхностная плотность электронов в канале существенно выше, чем в гомоструктурных, в то же время область тепловыделения локализована вблизи стокового края затвора и при открытом затворе в обычных условиях перемещения статического домена к стоковому электроду не наблюдается. Основным физическим эффектом, отличающим транспорт в гомо- и гетероструктурах является поперечный пространственный перенос электронов. Известно, что поперечный пространственный перенос сильно влияет на величину всплеска дрейфовой

- 63 -

скорости электронов под затвором и ток, текущий через транзистор, особенно при открытом канале транзистора [15]. Можно предположить, что именно этот эффект и отвечает за жесткую локализацию домена сильного поля у стокового края затвора транзистора [74-76].

1.4.1. Описание гидродинамической модели с учетом плотности мощности тепловыделения

Для проверки данной гипотезы проводились расчеты по модели, подробно описанной в работе [15], в которой система уравнений для описания динамики электронов имеет вид:

$$\frac{\partial n_1 v_1}{\partial x} = -\frac{n_1}{\tau_1(\varepsilon_1)} + \frac{n_2 L_2}{\tau_2(\varepsilon_2) L_1}$$
(8)

$$\frac{\partial n_2 v_2}{\partial x} = -\frac{n_2}{\tau_2(\varepsilon_2)} + \frac{n_1 L_1}{\tau_1(\varepsilon_1) L_2}$$
(9)

$$v_{1}\frac{\partial m_{1}^{*}v_{1}}{\partial x} = q\left(E - E_{s1}\frac{v_{1}}{v_{s1}}\right) + \frac{n_{2}L_{2}}{n_{1}\tau_{2}L_{1}}\left(m_{2}^{*}v_{2} - m_{1}^{*}v_{1}\right)$$
(10)

$$v_2 \frac{\partial m_2^* v_2}{\partial x} = q \left(E - E_{s2} \frac{v_2}{v_{s2}} \right) + \frac{n_1 L_1}{n_2 \tau_1 L_2} \left(m_1^* v_1 - m_2^* v_2 \right)$$
(11)

$$\frac{\partial \varepsilon_1}{\partial x} = q \left(E v_1 - E_{s1} v_{s1} \right) + \frac{\varepsilon_1 - \widetilde{\varepsilon}_1}{\tau_1} + \frac{n_2 L_2}{n_1 \tau_2 L_1} \left(\widetilde{\varepsilon}_2 - \varepsilon_1 \right)$$
(12)

$$\frac{\partial \varepsilon_2}{\partial x} = q \left(E v_2 - E_{s2} v_{s2} \right) + \frac{\varepsilon_2 - \widetilde{\varepsilon}_2}{\tau_1} + \frac{n_1 L_1}{n_2 \tau_1 L_2} \left(\widetilde{\varepsilon}_1 - \varepsilon_2 \right)$$
13)

где q, v, ε – заряд, скорость, энергия электронов в соответствующем полупроводнике, E – напряженность электрического поля, $v_s(\varepsilon)$, $E_s(\varepsilon)$ – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие данной энергии ε , L – эффективная толщина соответствующего полупроводника с учетом теплового разогрева электронов. Здесь и далее обозначения для узкозонного и широкозонного материала аналогичны: индекс 1 относится к узкозонному, а 2 – к широкозонному

материалу. В системе уравнений учтено, что частица, переходящая через потенциальный барьер, уносит энергию ε отличную от средней энергии ε . Данная система уравнений получается из системы стандартных гидродинамических уравнений для многодолинных полупроводников [77, 78] при усреднении по долинам [47] с временами релаксации по энергии и импульсу, получаемыми из статических расчетов методом Монте-Карло. Времена переходов между слоями τ рассчитываются в приближении термоэлектронной эмиссии.

В приведенных обозначениях плотности мощности тепловыделения на единицу ширины затвора имеют вид:

$$Q_{s1} = \frac{\partial W_1}{\partial t} = q n_{s1} E_{s1}(\varepsilon_1) v_{s1}(\varepsilon_1)$$
(14)

для узкозонного и, соответственно,

$$Q_{s2} = \frac{\partial W_2}{\partial t} = q n_{s2} E_{s2}(\varepsilon_2) v_{s2}(\varepsilon_2)$$
(15)

для широкозонного материала. Здесь *n*_{s1,2} – поверхностные плотности электронов в узкозонном и широкозонном материалах.

Данная система уравнений совместно с уравнением Пуассона и системой уравнений, описывающих КЯ с учетом разогрева электронов в сильном поле, позволяет решать задачу квазидвумерного расчета характеристик гетероструктурных полевых транзисторов с учетом поперечного пространственного переноса электронов.

С одной стороны квазидвумерное (одномерное) приближение не позволяет корректно проводить расчеты при высоких напряжениях на стоке транзистора и рассматривать различные эффекты связанные с лавинным пробоем. В то же время данная система уравнений описывает динамику электронов существенно точнее, чем различные квазигидродинамические приближения [15], и для гетероструктур на основе GaAs уступает по точности только непосредственному решению кинетического уравнения [79, 25, 26]. В то же время перестройка статического домена часто наступает сразу после насыщения верхней ветви BAX, то есть при достаточно низких напряжениях на стоке.

В данной системе уравнений поперечный пространственный перенос может быть исключен при $\tau_{1,2} = \infty$.

1.4.2. Результаты расчётов

Радикальное отличие гетероструктур с донорно-акцепторным легированием от традиционных состоит в том, что введённые дополнительные потенциальные барьеры должны приводить к сильному уменьшению роли поперечного пространственного переноса электронов между слоями гетероструктуры [33, 35]. Используемая модель, конечно, не может описать все особенности таких транзисторов, особенно связанные с резким усилением роли размерного квантования, однако можно рассмотреть два предельных случая: поперечный пространственный перенос учитывается с использованием традиционных приближений [15] и поперечный пространственный перенос практически отсутствует.

На рис. 15 приведены распределения напряженности электрического поля, на рис. 16, 17 интенсивности тепловыделения по длине транзистора (от истока к стоку) с учетом поперечного пространственного переноса и в случае, когда он исключен. Расчет проводился для прибора с длиной затвора 0,25 мкм (расстояние от истока до затвора 0,1 мкм) для гетероструктуры $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$ -GaAs при подвижности электронов 1000 см²/(B·c) в широкозонном и 5400 см²/(B·c) в узкозонном материале (толщина спейсера 10 Å) при положительном (+0,4 B) напряжении на затворе.

Видно принципиальное отличие в результатах двух вариантов расчета. В случае, когда пространственный перенос электронов не учитывается, домен сильного поля может занимать всю область между затвором и стоком транзистора. Важным отличием также является то, что интенсивности тепловыделения в узкозонном и широкозонном материалах – близки в расчетах без учета поперечного пространственного переноса, а в расчетах с учетом переноса в узкозонном материале тепло почти не выделяется – основное тепловыделение происходит в широкозонном материале.

- 66 -



Рис. 15. Распределение напряженности электрического поля по длине транзистора (от истока к стоку): с учетом поперечного пространственного переноса (——), в случае, когда поперечный пространственный перенос исключен (–––).



Рис. 16. Распределение интенсивности тепловыделения по длине транзистора (от истока к стоку) с учетом поперечного пространственного переноса: для узкозонного полупроводника (——), для широкозонного полупроводника (——).



Рис. 17. Распределение интенсивности тепловыделения по длине транзистора (от истока к стоку) в случае, когда поперечный пространственный перенос исключен: для узкозонного полупроводника (——), для широкозонного полупроводника (——).

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что именно этот механизм и ведет к жесткой локализации домена сильного поля у стокового края затвора. Кроме того, можно предположить, что если уменьшить роль рассеяния электронов в широкозонном материале (например, создав дополнительные потенциальные барьеры как в структурах с донорно-акцепторным легированием), то в открытом транзисторе можно добиться перемещения статического домена от затвора к стоку, соответственно сильное (в разы) увеличение области тепловыделения и уменьшения перегрева гетероструктурного транзистора при работе в режиме большого сигнала до 20% как и в гомоструктурных приборах [72].

1.5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ ПО ГЛАВЕ 1

Представлены первые результаты разработки мощных полевых транзисторов на гетероструктурах на основе арсенида галлия с оптимизированной квантовой ямой И дополнительными потенциальными барьерами, сформированными с помощью $p^+ - i - \delta n$ слоев. DA-DpHEMT при длине трапециевидного затвора 0,4 – 0,5 мкм и общей ширине затвора 0,8 мм на частоте 10 ГГц имеют коэффициент усиления более 9 дБ, удельную выходную мощность более 1,6 Вт/мм, КПД по добавленной мощности до 50%.

Простые оценки показывают, что оптимизация параметров гетероструктуры и использование Т-образного или Г-образного затвора длиной менее 0,25 мкм позволит выйти при частоте входного сигнала 10 ГГц на уровень удельной мощности более 2,5 Вт/мм при коэффициенте усиления более 13 дБ и КПД по добавленной мощности 55 ÷ 60%, а введение полевого электрода при той же длине затвора позволит достичь величин удельной мощности около 5 Вт/мм при коэффициенте усиления мощности около 5 Вт/мм при коэффициенте усиления не менее 8 дБ.

Полученные результаты исследования динамики горячих электронов и проведенные оценки их дрейфовой скорости в GaAs и GaN полевых транзисторах позволяют предположить, что если в ближайшее время не произойдет существенное улучшение характеристик транзисторов на основе GaN (например, за счет усиления локализации горячих электронов в слое канала путем использования того же донорно-акцепторного легирования), то они могут существенно утратить свои доминирующие позиции в X-диапазоне и на более высоких частотах, особенно в аппаратуре, требующей малого рабочего напряжения.

В полевых транзисторах на основе GaN из-за малых времен релаксации электронов по энергии, что, по-видимому, связано с большой энергией оптического фонона, относительная величина всплеска дрейфовой скорости существенно меньше, чем в приборах на основе GaAs. Поэтому, несмотря на большие величины максимальной статической скорости электронов и из-за особенностей распределения дрейфовой скорости в канале, транзисторы на основе GaN имеют быстродействие не выше, чем транзисторы на основе GaAs даже при равной величине подвижности электронов. В отличие от приборов на основе GaAs, из-за малых времен релаксации по энергии квазигидродинамические модели применимы для расчета GaN транзисторов даже с короткими субмикронными затворами (формально, до длин затвора 0.05 мкм).

На основе проведенных исследований малосигнальных характеристик DA-DpHEMT на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и DpHEMT на традиционной структуре (без акцепторного легирования) показано, что при прочих равных условиях, несмотря на меньшие значения слабополевой подвижности, DA-DpHEMT имеют заметно больший коэффициент усиления, чем DpHEMT. Этот эффект обусловлен тем, что в DA-DpHEMT средняя дрейфовая скорость под затвором в 1,4 – 1,6 раза выше. Рост дрейфовой скорости вызван уменьшением рассеяния горячих электронов по двум основным причинам: из-за усиления локализации горячих электронов в канале и сильного размерного квантования в потенциальной яме DA-DpHEMT-структуры, влияния которых сравнимы.

Показано, что поперечный пространственный перенос электронов между слоями гетероструктуры – это основной физический механизм, определяющий области жесткую локализацию домена сильного поля И интенсивного тепловыделения стокового края затвора гетероструктурных У полевых транзисторов. Продемонстрировано, что при уменьшении роли поперечного пространственного переноса, В частности, В полевых транзисторах на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием, как И В гомоструктурных полевых транзисторах, при работе в режиме большого сигнала возможна перестройка статического домена от затвора к стоку и, как следствие, уменьшение максимального перегрева транзистора относительно температуры корпуса до 20%.

ГЛАВА 2. ПОСТРОЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ И РАЗРАБОТКА УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Магистральным направлением в развитии современной твердотельной СВЧ электроники, несомненно, являются монолитные интегральные схемы. При производстве малошумящих усилителей и усилителей средней мощности это стало по сути дела стандартом. Однако с мощными усилителями дело обстоит немного иначе. Дело в том, что полный цикл разработки мощного монолитного усилителя с высокими характеристиками на новом мощном транзисторе до сих пор часто занимает несколько лет, оставаясь крайне дорогим и трудоёмким, и оправдывает себя только при крупносерийном производстве.

При проектировании монолитных усилителей мощности или гибридных приборов выпускаемых большими сериями, наиболее оптимальным И общепринятым на настоящее время является использование нелинейных моделей полевых транзисторов [80-84], их Х-параметров [85] или сложных систем с наборами S-параметров, подробно измеренных в разных точках BAX [86]. Эти методики становятся особенно полезными, когда к приборам предъявляют дополнительные жесткие требования по мощности, полосе, КПД, размерам, режимам работы и режимам модуляции. Однако все эти методы основаны на точных зондовых измерениях специальных тестовых ячеек транзисторов, требуют высокой повторяемости используемых полевых транзисторов, очень дороги и Например, создание нелинейной модели может занимать трудоёмки. OT нескольких месяцев до полугода. Кроме того, в условиях недостаточно отработанной технологии транзисторов, когда на характеристиках тестовых ячеек могут сказываться фрактальные эффекты [87-89], применение этих методик может сталкиваться с принципиальными трудностями, что часто делает их малоприменимыми для мелкосерийного производства на постоянно меняющейся номенклатуре транзисторов.

Поэтому, в условиях мелкосерийного производства, особенно в условиях не до конца сложившейся технологии, огромное значение имеет создание методик

оперативной разработки гибридных усилителей мощности. При этом важнейшим этапом этого процесса является определение параметров нелинейной модели транзистора. Кроме того, при разработке гибридных усилителей мощности возникает ряд различных проблем, обсуждению ряда которых и посвящена данная глава.

2.1. МЕТОДИКА ОПЕРАТИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Применение нелинейных моделей является одним из основных способов описания полевых транзисторов при проектировании усилителей мощности в наиболее распространенных современных системах автоматизированного проектирования (САПР). Нелинейные модели, входящие в состав данных САПР, ориентированы не на описание физики работы прибора, а на аппроксимацию измеренных характеристик полевого транзистора и предсказание их поведения вне области измерений. Расчеты по формулам нелинейных моделей занимают гораздо меньше времени, чем расчет систем сложных физических уравнений, но этом при такие модели хорошо описывают выходные характеристики транзистора. Существует достаточно много способов построения нелинейных моделей, однако подавляющее большинство общепринятых методик использует измеренные ВАХ и S-параметры транзистора (или одной ячейки транзистора) [80-83, 90-93]. Для достижения наибольшей точности используются специальные тестовые ячейки транзисторов, измеряемые с помощью зондов [94-96]. Сначала из измеренного набора S-параметров в «холодном режиме» (при напряжении на стоке равном нулю) тем или иным способом [97-101] определяются внешние паразитные элементы (R_g, R_d, R_s, L_g, L_d, L_s, C_{pg}, C_{pd}) общепринятой эквивалентной транзистора(рис. 18). Далее подбираются коэффициенты схемы формул, описывающих внутренние линейные и нелинейные элементы (Cgd, Cgs, Cds, Ids, Qgd, Q₂₅, R_i) так, чтобы они наилучшим образом соответствовали полученным из эксперимента ВАХ и S-параметрам в большом наборе режимов. Полученные параметры нелинейной модели масштабируется в соответствии с общей шириной
затвора дискретного транзистора и с учетом возникающих при этом паразитных элементов и разогрева.



Рис.18. Эквивалентные схемы полевого транзистора: а) линейная схема: $G_m = g_m \cdot e^{j\omega\tau}$, пунктиром выделены внутренние элементы; б) нелинейная схема.

Одной из наиболее важных проблем в процессе построении нелинейной модели является точность вычленения S-параметров именно самого транзистора, особенно, это актуально в условиях отсутствия специальных тестовых ячеек.

2.1.1 Анализ проблем измерения СВЧ характеристик мощных полевых транзисторов

Для измерения СВЧ характеристик дискретные мощные полевые транзисторы обычно монтируются в оправку, состоящую из медного основания с пьедесталом, на который припаивается транзистор, и подводящих 50-Омных линий на полупроводниковой подложке (в нашем случае – на поликоре). Мощные полевые транзисторы, особенно на гетероструктурах с селективным легированием (рНЕМТ), склонны к генерации, а также обычно дискретные приборы оказываются гораздо шире 50-Омной линии, что ведет к необходимости достаточно сложной разварки соединительных проволок. В идеале необходимо проводить зондовые измерения специальной тестовой ячейки или группы ячеек с периферией существенно меньшей, чем общая ширина отдельной рабочей ячейки прибора. Такие измерения имеют ряд преимуществ, а именно:

1. при измерениях специальной тестовой ячейки транзистора, генерация в ней возникает в гораздо меньшем диапазоне напряжений, как по стоку, так и по

затвору, что обусловлено не согласующими и измерительными цепями, а только особенностями динамики горячих электронов;

2. производятся непосредственно измерения S-параметров самой ячейки без индуктивностей разварки и погрешностей монтажа.

Однако для мощных транзисторов это во многих случаях связано с определенными трудностями или просто невозможно (например, тестовые ячейки просто не делаются при изготовлении транзистора или партия транзисторов закуплена на предприятии их не предоставляющем). Кроме того, в условиях недостаточно отработанной технологии транзисторов, на характеристиках тестовых ячеек могут сказываться фрактальные эффекты [87-89]. Поэтому в большинстве случаев измерения производят в оправках различного рода, а транзистор или отдельную ячейку транзистора разваривают проволочками соответствующего сечения на 50-Омную линию. Затем оправка с транзистором ставится в контактное устройство, где к 50-Омным линиям тем или иным Далее способом подключаются два контакта. контактное устройство подключается к измерительной установке, с помощью которой и производиться измерение S-параметров транзистора. При этом возникает еще три проблемы:

1. Ячейка мощного транзистора обычно плохо согласуется с 50-Омной линией, что существенно сказывается на точности измерений S-параметров;

2. Плохое согласование приводит к тому, что в общие S-параметры транзистора, проволочек разварки и подводящих линий существенную погрешность вносит точность контактирования;

3. Многие транзисторы, особенно при длинах затвора менее четверти микрона, при больших токах стока, несмотря на существенный перегрев, склонны к генерации (как по схемотехническим, так и по фундаментальным причинам [102]) и часть области ВАХ выпадает из обработки.

В принципе, кроме измерений несогласованных транзисторов возможны еще и резонансные измерения. Специализированное оборудование для таких работ, позволяющее подключать к объекту измерений точно известный переменный импеданс по техническим и экономическим причинам не всегда

- 74 -

доступно. Стандартные согласующие цепи для резонансных измерений можно также формировать на платах с использованием индия (метод слепков и его варианты) [103]. Однако такой подход, особенно на высоких частотах, при попытке вычленить S-параметры транзистора сталкивается с проблемой точности математического описания согласующих цепей из-за их крайне сложной геометрии (неровная граница, разная толщина, неплотное прилегание индия и т.д.).

2.1.2 Уменьшение погрешности контактирования при измерении характеристик мощных полевых транзисторов

На первом этапе для решения двух первых проблем была разработана специальная тестовая схема с регулируемым импедансом [104, 105], работа с которой продемонстрировала перспективность предложенного пути.

Был предложен следующий метод измерений. Вместо обычных отрезков 50-Омных линий дискретный транзистор распаивается в схему (рис. 19, а).





б)

Рис. 19. Фотография измерительной схемы АО «НПП «Исток» им. Шокина».

При этом вначале согласующие элементы к 50-Омной линии не подключаются. Таким образом, проводятся стандартные измерения S-параметров транзистора в 50-Омной линии с линиями точно известных размеров. Затем

зазоры размером 50 мкм между схемой согласования и 50-Омной линией замыкаются индием (рис. 19, б) и вновь происходит измерение S-параметров. При этом, в отличие от стандартного метода слепков [103], размеры и форма согласующих цепей хорошо известны и их импеданс может быть достаточно точно рассчитан, а неоднородности, вносимые в данном случае при замыкании индием, достаточно малы и могут быть без большой погрешности внесены в электродинамический расчет. Таким образом, один и тот же транзистор с абсолютно теми же особенностями монтажа измеряется двумя способами — в 50-Омных линиях и резонансной цепи. Представленный метод измерений имеет несколько преимуществ.

Во-первых, резонансные измерения позволяют гораздо точнее судить о параметрах эквивалентной схемы транзистора, которые из обычных измерений достаточно плохо определяются (например, R_g и R_i, а также время пролета электронов под затвором - т). Во-вторых, такой набор измерений позволяет учесть погрешность контактирования. Дело в том, что если просто подставить результаты измерения S-параметров В 50-Омных линиях В расчетную резонансную схему, и провести сравнение с экспериментом, то может наблюдаться достаточно существенное различие рис. 20.



Рис. 20. Зависимость от частоты модуля коэффициента отражения по выходу S22 и фазы коэффициента отражения по входу S11 для резонансной схемы, показанной на рис. 19 (б): расчет (—), эксперимент (……).

Был предложен простейший и физически наглядный способ моделирования погрешности контактирования, а именно изменение длины 50-Омных линий (естественно можно для этих целей использовать более сложную структуру поправок). При этом крайне удачным оказалось раздельное влияние изменения длин лилий на S-параметры. Дело в том, что изменение длины 50-Омных линий в схеме с S-параметрами, измеренными без согласующих цепей, ведет к резкому изменению местоположения резонанса, а изменение длин 50-Омных линий в расчетной резонансной схеме ведет к резкому изменению фазы. Надо отметить, что изменение длины обычно не превышает 100 мкм, что хорошо согласуется с точной установкой прижимных контактов. возможной не совсем Такое разделение позволяет достаточно просто вычленять погрешности контактирования.

После этого результаты расчетов (S-параметры в 50-Омных линиях подставлены в расчетную согласующую схему) и эксперимента начинают совпадать заметно лучше рис. 21.



Рис. 21. Зависимость от частоты модуля коэффициента отражения по выходу S22 и фазы коэффициента отражения по входу S11 с учетом погрешности контактирования для резонансной схемы, показанной на рис. 19 (б): расчет (—), эксперимент (……).

Исключение погрешности контактирования позволяет разделить индуктивность проволочек разварки и собственную индуктивность (L_g, L_d, L_s) транзистора (проволочки измеряются, моделируются и включаются в расчет

- 77 -

параметров эквивалентной схемы). При этом величина собственной индуктивности транзистора оказывается достаточно существенной и хорошо повторяется при вычленении из S-параметров в различных режимах работы транзистора.

Последовательность определения параметров нелинейной модели аналогична приведенной во введении к разделу 2.1., однако оригинальность предложенной методики заключается в оптимизации коэффициентов модели по S-параметрам, измеренным в двух вариантах конфигурации тестовой схемы: в 50-Омных линиях (Рис. 20, а) и в резонансной схеме (Рис. 20, б).

Данный метод измерений был применен для нахождения параметров нелинейной модели, формулы которой приведены в работе [81], для транзистора TGF2021-04 и нескольких экземпляров мощных гетероструктурных полевых транзисторов АО «НПП «Исток» им. Шокина». На рис. 22 показано сравнение измеренных S-параметров транзистора TGF2021-04 с рассчитанными по нелинейной модели характеристиками с учетом поправок контактирования. Специально выбран пример с наихудшим совпадением.



Рис. 22. Зависимость от частоты модулей коэффициентов отражения по входу S11и выходу S22 для транзистора TGF2021-04 в резонансной схеме, показанной на рис. 19 (б): расчет по нелинейной модели (—), эксперимент (……).

Аналогично на рис. 23 приведено сравнение измеренных S-параметров для одной ячейки мощного гетероструктурного транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с шириной затвора 1680 мкм и результатов расчета по построенной на основе предложенной методики нелинейной модели. Видно удовлетворительное совпадение с экспериментом.



Рис. 23. Зависимость от частоты модулей коэффициентов отражения по входу S11и выходу S22 для транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с шириной затвора 1680 мкм в резонансной схеме, показанной на рис. 19 (б): расчет по нелинейной модели (—), эксперимент (……).

2.1.3. Тестовая схема для построения и коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов

Рассмотренная в предыдущем параграфе тестовая схема имела недостаточно широкий диапазон изменения согласующих импедансов, и не позволяла получать от транзистора максимальный коэффициент усиления в интересующем диапазоне частот. По этой же причине непосредственно на той же ячейке нельзя было проверять правильность построенной нелинейной модели, например, относительно максимальной выходной мощности. Поэтому была разработана новая тестовая схема с регулируемым импедансом, лишенная этих недостатков [106, 107] и, соответственно, модифицирован метод измерений и усовершенствована методика определения параметров нелинейной модели. На первом этапе процедура очень похожа на описанную в разделе 2.1.2. Транзистор распаивается в схему, представленную на рис. 24 (a). При этом вначале согласующие элементы к 50-Омной линии не подключаются. Таким образом, проводятся стандартные измерения S-параметров транзистора в 50-Омных линиях с точно известными длинами. Далее на основе полученных S-параметров топологии согласующей цепи, которая быть проводится расчет может реализована на данной плате и позволяет получать для данного транзистора максимальный малосигнальный коэффициент усиления в Х-диапазоне частот. В соответствии с рассчитанной топологией зазоры размером 50 мкм между согласующими элементами и 50-Омной линией замыкаются индием (рис. 24, б) и вновь проводится измерение S-параметров.



a)



Рис. 24. Фотография усовершенствованной измерительной схемы АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Надо отметить существенное отличие данной тестовой схемы от разработанной ранее [104]: вблизи длинной 50-Омной линии на стоке находится большое количество металлизированных площадок, что требует при ее расчете специальной коррекции.

Таким образом, один и тот же транзистор с неизменными особенностями монтажа измеряется в двух конфигурациях тестовой схемы: в 50-Омных линиях и согласующей схеме, настроенной на максимальный коэффициент усиления. По данным двух наборов измерений строится нелинейная модель транзистора. Затем

на основе полученной модели производится расчет топологии, реализуемой на данной тестовой плате, для получения максимальной выходной мощности, и транзистор измеряется в этой согласующей цепи. Модифицированный метод измерений также как и описанный в разделе 2.1.2. позволяет учесть погрешность [104]. усовершенствованная контактирования А методика определения нелинейной модели параметров на его основе имеет ряд следующих преимуществ:

Во-первых, оптимизация параметров эквивалентной схемы транзистора проходит как по S-параметрам, измеренным в 50-Омных линиях, так и S-параметрам, измеренным в согласующей схеме, настроенной на максимальный малосигнальный коэффициент усиления, что повышает точность определения параметров эквивалентной схемы транзистора в требуемом диапазоне частот.

Во-вторых, выходная мощность транзистора измеряется на той же плате, с теми же проволочками, дефектами и особенностями монтажа и в случае существенного расхождения между результатами расчетов и эксперимента нелинейная модель может быть скорректирована. Например, может быть изменена аппроксимация ВАХ в области перегрева и генерации, там, где она изначально достоверно неизвестна.

На основе усовершенствованной методики были определены параметры нелинейной модели, формулы которой представлены в работе [81], для целого ряда мощных гетероструктурных полевых транзисторов АО «НПП «Исток» им. Шокина».

В качестве примера на рис. 25 приведены зависимости выходной мощности и КПД от частоты для одной ячейки мощного полевого транзистора с длиной пальца затвора 50 мкм и общей шириной 1200 мкм, настроенной на максимальную мощность. На рис. 26 (а) схематично изображена схема подключения согласующих элементов для данного случая.

Видно достаточно хорошее совпадение расчетов с экспериментом. Надо отметить, что для данного транзистора дополнительная коррекция ВАХ в области генерации не потребовалась.



Рис. 25. Зависимость выходной мощности (а) и КПД (б) транзистора от частоты для схемы, настроенной на максимальную мощность при входной мощности 120 мВт: расчет (--◊---), эксперимент (---Δ----).



Рис. 26. Схематичное изображение подключения согласующих элементов для согласования транзистора на максимум выходной мощности: а) в одной частотной точке, б) в широком диапазоне частот.

Кроме того, имеется возможность менять согласующую схему и дополнительно проверять соответствие расчетов и эксперимента. Пример расчета выходной мощности и КПД ячейки транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной пальца затвора 50 мкм и общей шириной 1200 мкм, настроенной на максимальную мощность в более широком диапазоне частот приведен на рис. 27. На рис. 26 (б) показано схематичное изображение подключения согласующих элементов для данного случая.

- 82 -



Рис. 27. Зависимость выходной мощности (а) и КПД (б) транзистора от частоты для схемы, настроенной на широкий диапазон частот при входной мощности 120 мВт: расчет (—◊—), эксперимент (—–Δ––).

Для широкополосной схемы также наблюдается хорошее совпадение расчетов с экспериментом.

Следует отметить, что использование метода измерений транзистора в согласующей микрополосковой схеме с регулируемым импедансом существенно сокращает сроки разработки нелинейной модели. В среднем процесс построения нелинейной модели с использованием предложенной методики, в том числе включающий этап измерения СВЧ характеристик и вычленения из измеренных данных характеристик именно самого транзистора, занимает не более двух недель.

2.2. ВЛИЯНИЕ ПРОМАХОВ В ЗАДАНИИ ДЛИН ПРОВОЛОК МОНТАЖА ТРАНЗИСТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ АО «НПП «ИСТОК» ИМ. ШОКИНА»

Планомерный выпуск серийного продукта практически невозможен без отлаженного процесса монтажа. Поэтому качество сборки является одной из очень серьезных проблем, с которой сталкиваются все производители мощных высокочастотных усилителей. Одним из процессов, на который стоит обратить особое внимание, является разварка проволочек на транзистор. Как известно, рабочая частота усилителя и его выходная мощность сильно зависят даже от небольших изменений импеданса на входе и выходе транзистора, а изменение длины проволочки может вносить существенный вклад в согласующий импеданс [108, 109]. Именно поэтому в гибридных усилителях мощности, где необходимо большое количество проволочек, монтаж происходит на специальных аппаратах, которые, на первый взгляд, позволяют практически полностью избежать проблем связанных с разбросами. Предполагается, что в этом случае оператор точно задает длину проволочки и местоположение точек монтажа. Однако в случае с гибридными схемами мощных усилителей этот процесс имеет ряд трудностей. Из-за больших продольных размеров плат (часто около 10 мм) и транзисторных чипов (около 2 мм) платы с согласующими элементами не всегда плотно прилегают к пьедесталу, на котором находится транзистор, что вынуждает оператора увеличивать длину проволоки. Также возможна неровная посадка плат, что приводит к различиям в длине проволок по длине пьедестала (даже на одном транзисторе). Кроме того, в аппаратах, используемых для монтажа гибридных схем, длина проволоки задается в относительных единицах, и при неточной калибровке это приводит к значительной погрешности. Также на разных аппаратах задаваемая изначально длина проволочки может оказаться существенно отличающейся из-за разницы в калибровке этих аппаратов. Таким образом, к незначительной случайной погрешности в длине проволочки, связанной с точностью конкретного аппарата, может добавляться довольно большой сдвиг

(для каждого отдельного усилителя свой) в длине проволочки, связанный как с особенностями монтажа каждого конкретного усилителя, так и с человеческим фактором (оператор произвольно меняет длину или характерную точку монтажа; например, у одного транзистора платы разварены «в край», у другого – ближе к центру). В статистике такие, в какой-то мере случайные, факторы, связанные с грубыми ошибками в ходе эксперимента, называют промахами.

Для нормализации серийного процесса производства и существенного облегчения процесса проектирования необходимо определить конкретные значения промахов и случайной погрешности в длинах проволочек для конкретных серийных изделий, выяснить их влияние на характеристики современных мощных гибридных усилителей, а также принять меры по полному устранению промахов [110].

2.2.1. Метод и результаты измерений длин проволок разварки транзисторов в гибридных усилителях мощности

В современных мощных гибридных усилителях и внутрисогласованных транзисторах для согласования обычно используют связанные микрополосковые линии на керамической подложке (бериллий-самарий-стронций – БСТ) с высокой диэлектрической проницаемостью ε ≈ 80, а кристаллы мощных транзисторов монтируются на металлический (обычно медный) пьедестал [68, 69, 108, 111, 112] и развариваются проволоками. Из-за особенностей монтажа зазор между керамической платой и пьедесталом может быть разного размера. Как пример, на рис. 28 приведена фотография мощного десятиваттного усилителя.



Рис.28. Фотография десятиваттного усилителя мощности: 1 – керамические платы, 2 – транзистор первого каскада, 3 – транзисторы второго каскада.

Как видно из рис. 28 во втором каскаде усилителя зазоры у первого и второго транзистора различаются а, следовательно, может различаться и длина проволочек.

Без использования специального оборудования, например, на обычном оптическом микроскопе с измерительной шкалой, точно измерить длину проволочки достаточно сложно. Поэтому для измерений использовалась

цифровая камера с зондовой станции Summit 12000, точность измерений которой менее 1 мкм.

Даже в этом случае с измерением реальной длины возникают определенные трудности. Дело в том, что проволочка имеет диаметр 18 мкм, сложную геометрию, а также начало и конец проволочки находятся на разных высотах, что дополнительно усложняет процедуру измерений (невозможно навести камеру одновременно на начало и конец проволочки, и поэтому точность измерений проволочки ниже точности измерений камеры). На рис. 29 приведена фотография проволочек разварки транзистора.





Рис. 29. Вид проволочек через камеру зондовой станции Summit 12000 под углом 45°: общий вид транзистора с проволочками (а), отдельно проволочка затвора (б) и стока (в).

В данной работе реальная длина определялась из измерений геометрии проволочки под углом 45°, а потом рассчитывалась по соответствующим формулам.

На рис. 30 показано схематическое изображение проекции проволочки на плоскость камеры зондовой станции.



Рис. 30. Схематическое изображение проволочки: а) в плоскости α, б) в плоскостях α и γ, где α – плоскость камеры, γ – плоскость, в которой лежит реальная проволочка.

Проволоки имели достаточно разнообразную геометрию. Здесь приведен наиболее часто встречающийся вид. Для него формула расчета реальной длины выглядит следующим образом:

$$L_{pean} = \sqrt{2}h + a + \sqrt{(L-a)^2 + 2H^2} .$$
 (16)

Для других геометрий использовались аналогичные формулы.

Как будет показано далее, погрешность при такого рода расчетах составляет примерно 10 – 20 микрон. Эта погрешность включает в себя случайную погрешность монтажа проволок и погрешность, вносимую при измерении проволочек.

Были проведены измерения проволочек на стоке и затворе транзистора для трехваттных (12 шт.) и десятиваттных (2 шт.) усилителей мощности в корпусе и на основании. Диаграммы распределения проволочек разварки по длинам представлены на рис. 31 и 32.



Рис. 31. Распределение проволок разварки затворов транзисторов мощных усилителей по длинам.



Рис. 32. Распределение проволок разварки стоков транзисторов мощных усилителей по длинам.

Наблюдается сильный разброс длин проволочек. Длина проволочек на затворе (L_g) колеблется в диапазоне от 350 до 550, на стоке (L_d) – от 300 до 500, то есть характерный разброс длины составляет более 150 мкм.

2.2.2. Результаты расчетов гибридных усилителей мощности с учетом разбросов длин проволок разварки транзисторов

Рассмотрим влияние такого различия в длинах проволок на характеристики СВЧ усилителей мощности X-диапазона.

Для начала рассмотрим трехваттный усилитель мощности (ВУМЗ). Внешний вид его показан на рис. 33.

В состав ВУМЗ входят две согласующие поликоровые платы с делителем (на входе) и сумматором (на выходе), две платы на керамике БСТ с ε ≈ 80 с микрополосковыми линиями из сплава золота и мощный транзистор производства АО «НПП «Исток» им. Шокина» с затвором длиной 0,25 мкм и общей шириной 4,8 мм (4 ячейки по 1,2 мм, длина «пальца» затвора 50 мкм), разваренный 16-тью проволочками.



Рис. 33. Фотография трехваттного усилителя мощности.

Рассматривались четыре граничные ситуации, когда транзистор разварен на затворе и стоке проволоками размером:

1) $L_g = L_d = 350$ мкм, 2) $L_g = L_d = 500$ мкм, 3) $L_g = 500$ мкм, $L_d = 350$ мкм, 4) $L_g = 350$ мкм, $L_d = 500$ мкм. Сравнение результатов расчета мощности трехваттного усилителя во всех предложенных вариантах представлено на рис. 34.



Рис. 34. Зависимость выходной мощности от частоты при входной мощности P_{вх} = 27 дБм для трехваттного усилителя мощности:

1 – Lg = 350 мкм, Ld =350 мкм, 2 – Lg = 500 мкм, Ld = 500 мкм,

3 – Lg = 500 мкм, Ld = 350 мкм, 4 – Lg = 350 мкм, Ld = 500 мкм.

Видно, что в рассмотренных случаях смещение центральной частоты доходит до 800 МГц, а изменение мощности до – 500 мВт.

Затем аналогичный расчет был проведен для десятиваттного (ВУМ10) и пятнадцативаттного (ВУМ15) усилителей мощности. Внешний вид усилителей приведен на рис. 28 и 35.

ВУМ10 состоит из двух каскадов, в которых три поликоровые платы с делителями и сумматорами, четыре керамических платы с ε ≈ 80 с согласующими микрополосковыми линиями из сплава золота и 3 мощных транзистора производства АО «НПП «Исток» им. Шокина» с затвором длиной 0,25 мкм: один транзистор общей шириной 3,36 мм (2 ячейки по 1,68 мм, длина «пальца» затвора 70 мкм) в первом каскаде и два по 10,08 мм (4 ячейки по 2,52 мм, длина «пальца» затвора 105 мкм) во втором, разваренные проволочками.



Рис. 34. Топология пятнадцативаттного усилителя.

ВУМ15 состоит из двух каскадов, в которых также три поликоровые платы четыре керамических платы с $\epsilon \approx 80$ с делителями и сумматорами, c 5 микрополосковыми линиями мощных согласующими И транзисторов производства АО «НПП «Исток» им. Шокина» с затвором длиной 0,25 мкм и общей шириной 6,72 мм (4 ячейки по 1,68 мм, длина «пальца» затвора 70 мкм) каждый, разваренные проволочками.

На рис. 36 и 37 представлены результаты расчетов мощности для этих двух усилителей в предложенных четырех вариантах длин проволочек.



Рис. 36. Зависимость выходной мощности от частоты при входной мощности P_{вх} = 27 дБм для десятиваттного усилителя мощности:

$$1 - Lg = 350$$
 мкм, $Ld = 350$ мкм, $2 - Lg = 500$ мкм, $Ld = 500$ мкм,

$$3 - Lg = 500$$
 мкм, $Ld = 350$ мкм, $4 - Lg = 350$ мкм, $Ld = 500$ мкм.



Рис. 37. Зависимость выходной мощности от частоты при входной мощности P_{вх} = 26 дБм для пятнадцативаттного усилителя мощности:

- 1 Lg = 350 мкм, Ld =350 мкм, 2 Lg = 500 мкм, Ld = 500 мкм,
- 3 Lg = 500 мкм, Ld = 350 мкм, 4 Lg = 350 мкм, Ld = 500 мкм.

Из графиков видно, что изменение длин проволочек в заданных диапазонах приводит к сильному изменению характеристик: смещению центральной частоты двухкаскадных СВЧ усилителей мощности Х-диапазона более чем на 1 ГГц, и изменению выходной мощности до 2 раз (на 8 – 10 Вт).

Также можно сделать вывод, что смещение по частоте и изменение по мощности не имеют какого-то строго определенного характера и сильно зависят от конструкции (топологии) конкретного усилителя.

2.2.3. Результаты стандартизации длин проволок разварки транзисторов

Чтобы нормализовать процесс монтажа и избежать ошибок при проектировании усилителей мощности необходимо стандартизировать длину проволок и минимизировать погрешность, связанную с человеческим фактором.

Для этого была проведена работа по калиброванию разварочных автоматов (например, установки «Ультратермозвук 4504А»).

Были измерены реальные длины проволок по приведенной в разделе 2.2.1 методике, разваренных на специальную тестовую плату (рис. 38). На данной тестовой плате было 15 рядов по 10 проволок. Каждый ряд содержал одинаковые проволоки с определенным размером петли – параметр h проволочки (в данном случае H = h, т.к. точки приварки проволочки находятся в одной плоскости) – и координатами точек приварки – параметр L (рис. 30).





Рис. 38. Фотография тестовой платы с проволочками.

Разброс в длинах проволочек в каждом ряду не превосходил 20 мкм, что по сути дела и определяет суммарную погрешность измерений и разварки, т.е. максимальную величину случайной погрешности.

После калибровки разварочного автомата были собраны еще три мощных десятиваттных усилителя и проведены измерения, и расчет реальных длин проволок. Результаты расчетов приведены в таблице 7. Из таблицы видно, что на этот раз разброс длин проволочек составил 20–40 мкм, что сопоставимо с погрешностью измерений. Этот результат говорит о том, что промахи в задании длины проволочек в данном случае сведены к минимуму.

Полученные длины проволок, а именно $L_g = L_d = 500$ мкм, были внесены в расчет десятиваттного усилителя. На рис. 39 приведено сравнение этого расчета с экспериментом.

Таблица 7

	N⁰			1	2	3	4	5	6	7	8
	проволоки										
N⁰											
усилителя											
1	1-ый		Lg	465	500	478	495				
	каскад		Ld	511	504	490	500				
	2-ой каскад	Транзистор	Lg	503	523	492	499	494	495	504	487
		№ 1	Ld	512	511	507	510	495	507	515	515
		Транзистор №2	Lg	484	490	513	490	509	501	494	497
			Ld	490	504	505	510	508	505	503	519
2	1-ый		Lg	483	489	495	479				
	каскад		Ld	498	488	475	498				
	2-ой каскад	Транзистор	Lg	493	524	485	507	508	519	502	512
		Nº1	Ld	470	500	499	502	490	492	503	502
		Транзистор №2	Lg	500	489	498	486	497	486	499	493
			Ld	498	514	496	501	495	514	507	492
3	1-ый каскад		Lg	516	514	497	517				
			Ld	484	497	495	474				
	2-ой каскад	Транзистор №1	Lg	495	509	513	521	524	512	534	518
			Ld	484	494	502	487	488	496	507	503
		Транзистор №2	Lg	513	506	500	493	496	499	506	501
			Ld	509	484	481	489	482	491	485	511

Реальная длина проволок, идущих на транзистор, для трех ВУМ10



Рис. 39. Зависимость выходной мощности от частоты при входной мощности Р_{вх} = 27 дБм: 1 – расчет; 2, 3, 4 – эксперимент (не учтены 15 % потерь).

Как видно, наблюдается хорошее совпадение расчета и эксперимента (разница на высоких частотах, скорее всего, обусловлена тем, что не достаточно корректно учтены фильтры во внешних цепях питания).

2.3. КРАЕВЫЕ ЭФФЕКТЫ В СОГЛАСУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТАХ НА КЕРАМИКЕ С БОЛЬШОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ ДЛЯ МОЩНЫХ ГИБРИДНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

За рубежом уже много лет назад были решены основные проблемы производства мощных транзисторных усилителей, связанные как со сложностью изготовления транзисторов с большой периферией, так и с повторяемостью элементов цепей согласования. Несмотря на это, из-за большой сложности проектирования и изготовления мощных полевых транзисторов и усилителей на их основе, рынок промышленных усилителей как в гибридном, так и в монолитном исполнении представлен небольшим количеством фирм: Toshiba, TriQuint, M/A Com, Fujitsu и др. [113-117].

При расчете транзисторных УМ и мощных ВСТ стандартом является применение электродинамического моделирования для описания сложных узлов согласующей Такие программы включены схемы. В основные пакеты моделирования, например Microwave office (фирмы National instruments) или Advance Design System (фирмы Keysight technologies). Однако программы двумерного моделирования, в основном, ориентированы на монолитные схемы с планарной структурой без учёта трехмерных особенностей. В то же время при разработке мощных гибридных транзисторных усилителей постоянно приходится сталкиваться именно с трехмерными особенностями: с краями плат, переходами с платы на плату, с зазорами между платами, залитыми припоем и т.д. Обычно эти конструктивные особенности схем не вызывают больших проблем V разработчиков усилителей (предполагается что погрешность в расчетах легко может быть компенсирована добавлением подстроек). Однако при разработке мощных усилителей Х-диапазона с использованием согласующих элементов, выполненных на керамике с большой диэлектрической проницаемостью *є*, ситуация может меняться радикальным образом. Дело в том, что в транзисторах с длинами затвора порядка 0,25 мкм существует сильная обратная связь затвор – сток. Поэтому затворные и стоковые цепи согласования усилителя практически

невозможно настраивать независимо друг от друга, их необходимо настраивать одновременно. Кроме того, частотная зависимость оптимальных (на максимальную мощность) нагрузок транзистора имеет остро резонансный характер. Поэтому даже незначительные ошибки в расчетах при проектировании быть скорректированы усилителя не всегда ΜΟΓΥΤ экспериментальным включением дополнительных подстроечных согласующих элементов.

Поэтому возникает вопрос: как особенности конструкции, не учитываемые непосредственно в современных пакетах моделирования, влияют на характеристики современных мощных гибридных усилителей [118 – 120].

2.3.1. Расчет поправок для двумерных моделей согласующих элементов гибридных усилителей мощности

В современных мощных усилителях кристаллы транзисторов монтируются на металлический (обычно медный) пьедестал, а согласующие цепи располагаются на отдельных платах [68, 69, 121]. Это могут быть платы, выполненные на поликоре, а также на керамике с большим значением є. Моделирование таких плат даже без учета краевых эффектов на концах полосковых линий имеет свои особенности [122]. В то же время в реальности ситуация на краях плат может быть совершенно различной. Зазор между керамической платой и пьедесталом, а также между керамической и поликоровой платами может быть заполнен воздухом, залит припоем или токопроводящим клеем. Такие ситуации с точки зрения моделирования схемы являются трехмерными эффектами и не могут быть описаны и учтены в двумерных пакетах электромагнитного моделирования. Для оценки влияния этих эффектов на было (2D) характеристики схем проведено сравнение двумерных электродинамических расчетов с трехмерным (3D) моделированием. Для двумерных моделей были разработаны дополнительные поправки, позволяющие как можно точнее совместить S-параметры, получаемые в 2D и 3D моделях. Расчеты проводились для отдельной проволоки и системы двух связанных проволок, соединяющих две поликоровые платы, а также для случая, когда

проволокой соединялись две поликоровые и одна керамическая (ε = 80) платы (рис. 40).



Рис. 40. Изображение 3D модели расчетной области: две 50-Омные линии на поликоровых платах, соединенные проволоками над воздушным зазором с керамической платой в центре.

Для всех трёх случаев поправка к эквивалентной схеме рассматриваемого объекта представлялась в виде Т-соединения (рис. 41), подключенного к концу рассматриваемого элемента с двух сторон. После включения поправок результаты 2D и 3D моделирования практически совпадали. Здесь и далее индуктивность L1 присоединялась к рассматриваемому элементу, индуктивность L2 – к следующему элементу схемы (на рис. 40 – это микрополосковая линия на поликоровой плате).



Рис. 41. Эквивалентная схема поправок к 2D моделям

При расчетах поправок к модели одиночной проволоки, представленной в виде эквивалентной схемы, использовались следующие данные: расстояние между точками разварки проволоки – 400 мкм, диаметр проволоки – 20 мкм, толщина поликоровой платы – 250 мкм ($\varepsilon = 10,4$), микрополосковые линии имеют волновое сопротивление – 50 Ом, расстояние от края полосковой линии до точки разварки – 50 мкм, высота проволоки над подложкой – 30 мкм, угол наклона – 45^{0} .

Оказалось, что для одиночной проволоки можно удовлетвориться одной добавочной индуктивностью: индуктивности L = 0.042 нГ с каждой стороны проволоки можно заменить на удвоенную L = 0.084 нГ с одной стороны. Затем, для проверки области применения данных поправок, в 3D расчете часть поликоровой подложки под проволокой была удалена, и рассчитана другая поправка к 2D – модели. Разница в величине поправок не превосходит 10%. Увеличение длины проволоки и увеличение расстояния от подложки до проволоки не изменило значение поправочных индуктивностей.

Аналогичная процедура была проведена и для расчёта системы двух связанных проволок. Параметры модели в этом случае были следующие: расстояние между проволоками – 160 мкм, расстояние между точками разварки каждой проволоки – 400 мкм, диаметр проволок – 20 мкм, толщина поликоровой платы – 250 мкм, волновое сопротивление линий – 50 Ом, расстояние от края линии до точки разварки – 50 мкм, высота подъема проволоки над подложкой – 30 мкм, угол наклона проволоки к подложке = 45° . В этом случае поправки в эквивалентную схему в виде дополнительных индуктивностей оказались недостаточными. Для двух параллельных проволок, соединяющих две 50-Омные микрополосковые линии, расположенные на двух поликоровых подложках были получены следующие параметры поправок: индуктивность со стороны двух проволочек L1 = 0.151 нГ, индуктивность со стороны поликора L2 = 0.135нГ, емкость C = 0.0085 пФ.

На следующем этапе определялись поправки для модели отрезка микрополосковой линии, выполненного на подложке из керамики БСТ (ε = 80).

В этом случае параметры модели были следующими: толщина поликоровых плат – 250 мкм, микрополосковые линии на поликоре имеют волновое сопротивление – 50 Ом, в центре керамическая плата с є = 80, толщиной 250 мкм, ширина микрополосковой линии на керамической плате – 290 мкм, длина – 0,6 мм, расстояние от конца отрезка линии до края платы – 75 мкм, расстояния от концов 50-Омных линий до краев поликоровых плат – 100 мкм, величина воздушного зазора между платами и вставкой – 50 мкм. Каждая 50-Омная линия и линия на керамической плате соединены проволокой соответствующей длины, приваренной на расстоянии 50 мкм от края металлизации, высота подъема проволоки над подложкой – 30 мкм, диаметр проволоки добавлялись поправки, полученные ранее.

Значения элементов эквивалентной схемы поправки (*L*1, *L*2, *C*) зависят от материала, заполняющего зазоры между платами. В первоначальном расчете было принято, что в зазорах между платами находился воздух. На следующем этапе расчетов зазоры заполнялись металлом, и проводилась та же процедура нахождения поправок к модели линии на керамике. В этом случае значения поправочных индуктивностей и емкостей существенно изменились. Также проводился расчет для ситуации, когда зазоры заполнены металлом на половину высоты. В таблице 8 приведены значения поправочных элементов для этих трех вариантов заполнения зазоров.

Таблица 8

Материал, заполняющий зазор	$L1,$ н Γ н	<i>L</i> 2, нГн	С, пФ		
Воздух	0,012	0,064	0,047		
Металл	0,045	0,115	0,171		
Металл на половину высоты зазора	0,034	0,09	0,089		

- 101 -

Из таблицы видно, что в случае, если зазор заполнен металлом, величина добавочной емкости существенно возрастает, однако и индуктивность проволок будет отличаться от номинальной. Наличие подобных реактивностей в схеме мощного усилителя может приводить к изменению амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) этого прибора. Для оценки такого рода изменений АЧХ мощного усилителя было проведено моделирование различных вариантов монтажа плат согласующих цепей гибридного усилителя.

2.3.2. Исследование влияния трехмерных неоднородностей схемы на выходные характеристики мощных внутрисогласованных транзисторов

Для оценки влияния особенностей конструкции мощного гибридного усилителя на его выходные характеристики было проведено компьютерное моделирование нескольких вариантов мощного ВСТ без учета и с учетом поправок к моделям элементов схемы, описанных выше. Были рассмотрены следующие варианты прибора: ВСТ, включающий одну элементарную ячейку мощного транзистора и ВСТ, включающий один мощный транзистор. В качестве ВСТ на одной ячейке мощного транзистора рассматривалась схема, состоящая из 50-Омных линий на поликоровой подложке, керамических плат для согласования затвора и стока транзистора, проволок разварки, и нелинейной модели ячейки мощного полевого транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина». Ячейка транзистора имеет длину затвора 0,25 мкм, длину «пальца» затвора составляет 1680 мкм. 70 мкм, общую ширину Длины затвора равна отрезков микрополосковых линий на керамике с $\varepsilon = 80$ подбирались так, чтобы максимум выходной мощности ВСТ находился на частоте 10,2 ГГц. Длина отрезка микрополосковой линии на керамической плате на входе транзистора составила 1 мм, длина микрополосковой линии на керамической плате на выходе транзистора была равна 1,2 мм. Первоначально был проведен расчет без учета поправок к моделям элементов схемы. Затем в расчетах были учтены поправки к моделям проволок, и к 2D моделям микрополосковых линий на керамике с $\varepsilon = 80$, возникающие из-за наличия зазоров размером 50 мкм между керамическими

платами, пьедесталом транзистора и поликоровыми платами. Рассматривались различные варианты заполнения зазоров между платами: воздухом или припоем. Частотные зависимости выходной мощности такого ВСТ приведены на рис. 42.



Рис. 42. Частотная зависимость выходной мощности ВСТ: 1 – в зазорах – воздух, 2 – в зазорах – металл, 3 – в зазорах - металл на половину глубины зазора, 4 – расчет без всех поправок, 5 – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике.

Из рис. 42 видно (кривые 4, 5), что учет поправок только к моделям проволок смещает максимум выходной мощности ВСТ вниз по частоте на 0,5ГГц. Учет поправок к моделям линий и проволок при заполнении зазоров воздухом (кривая 1) приводит к увеличению рабочей частоты ВСТ на 0,4 ГГц и немного (менее чем на 5%) увеличивает мощность. Учет поправок к моделям линий и проволок при заполнении зазоров металлом (кривая 2) приводит к уменьшению рабочей частоты на 0,2 ГГц при увеличении мощности примерно на 20%. Заполнение зазоров металлом на половину глубины (кривая 3) является промежуточным вариантом между первыми двумя: рабочая частота прибора возрастает на 0,1 ГГц, выходная мощность увеличивается примерно на 10%. Таким образом, расчеты с учетом поправок разного вида показывают, что в зависимости от способа сборки смещение рабочей частоты прибора может

достигать 1 ГГц, а выходная мощность ВСТ может изменяться на величину около 20 % от номинальной.

Для оценки влияния трехмерных неоднородностей на характеристики более сложного ВСТ было проведено проектирование ВСТ, включающего один мощный транзистор, согласующие микрополосковые линии, выполненные на керамике с $\varepsilon = 80$, делитель и сумматор мощности – на поликоровых платах. Топологический рисунок такой схемы представлен на рис. 43.



Рис. 43. Рисунок топологии ВСТ на одном мощном транзисторе.

В этом ВСТ использовался мощный транзистор, состоящий из четырех элементарных ячеек с такими же параметрами, как в предыдущем ВСТ. Длины согласующих отрезков линий на керамике с $\varepsilon = 80$ подбирались так, чтобы максимум выходной мощности ВСТ находился на частоте 10 ГГц: 0,7 мм - на входе транзистора и 1 мм – на выходе транзистора. Делитель и сумматор мощности также являлись элементами согласования, и поэтому длины плеч мостов Уилкинсона отличаются от стандартных величин. Для этого ВСТ было исследование влияния выходную мощность проведено на материала, заполняющего зазоры между платами, аналогичное предыдущему случаю. В данном случае рассматривались варианты различного заполнения зазоров между платами: одни зазоры заполнены воздухом (А), другие зазоры заполнены металлом (М). На рис. 44 показаны частотные зависимости выходной мощности этого ВСТ, рассчитанные по результатам 2D моделирования.



Рис. 44. Частотная зависимость выходной мощности ВСТ: 1 – во всех зазорах – воздух, 2 – в зазорах – А–М–М–А, 3 – во всех зазорах - металл, 4 – в зазорах – М–А–А–М, 5 – в зазорах: А–М-А–А, 6 – в зазорах: А–А–М–А, 7 – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике, 8 – расчет без всех поправок.

В обозначениях материалов заполнения зазоров приняты следующие обозначения: первое место в записи обозначает зазор между поликоровой платой делителя мощности и керамической согласующей платой затвора транзистора. Второе место в записи относится к зазору между керамической платой затвора и пьедесталом транзистора. На третьем месте записан материал, заполняющий зазор между пьедесталом транзистора и керамической платой согласования стока, последним записан материал заполнения зазора между керамической платой стока и поликоровой платой сумматора мощности.

Из рис. 44 видно (кривые 3, 4), что заполнение металлом зазоров между керамическими и поликоровыми платами делителя и сумматора мощности приводит к значительному смещению вниз рабочей частоты прибора. Величина этого смещения намного больше, чем в аналогичном сдвиге в характеристиках ВСТ на одной ячейке мощного транзистора. Это обстоятельство связано с тем, что делитель (сумматор) мощности вместе с микрополосковыми линиями на керамике представляет собой единую согласующую цепь и введение в эту цепь

дополнительных элементов изменяет ее импеданс и, тем самым, нарушает ее согласование с транзистором. В ВСТ на одной ячейке делитель и сумматор отсутствуют, поэтому трехмерные неоднородности схемы оказывают меньшее влияние на ее выходные характеристики. Учет поправок к моделям проволок (кривая 7) также вызывает (в меньшей мере) смещение вниз рабочей частоты ВСТ. Это также связано с нарушением настройки согласующей цепи на импеданс транзистора, поскольку длины согласующих линий и плеч делителя (сумматора) рассчитываются для конкретных значений параметров модели проволок. Таким образом, расчеты с учетом поправок показывают, что в зависимости от особенностей сборки для ВСТ на одном транзистора «разлет» рабочей частоты прибора может достигать 1,5 ГГц. Выходная мощность ВСТ при этом изменяется мало.

2.3.3. Исследование влияния трехмерных неоднородностей схемы на выходные характеристики двухкаскадного усилителя мощности

В гибридном транзисторном УМ [68, 121, 123] кристалл мощного транзистора располагается на металлическом пьедестале, к которому с двух сторон примыкают платы согласующих цепей, выполненных на керамике с $\varepsilon = 80$, к этим платам примыкают поликоровые платы с сумматорами и делителями мощности. Фотография такого гибридного УМ Х-диапазона приведена на рис. 45.



Рис. 45. Фотография двухкаскадного гибридного УМ Х-диапазона.

В усилителе с такой конструкцией существует восемь зазоров между платами первого и второго каскадов (по четыре на каждый каскад). Для каждого из каскадов эти зазоры располагаются между поликоровой платой делителя и согласующей керамической платой затвора и пьедесталом, между пьедесталом и согласующей керамической платой стока, между согласующей керамической платой стока, между согласующей керамической платой стока и поликоровой платой стока, между согласующей керамической платой стока, между согласующей керамической платой стока и поликоровой платой стока, между согласующей керамической платой стока и поликоровой платой сумматора. Эти зазоры могут быть заполнены воздухом, или (в зависимости от технологии) полностью или частично заполнены припоем или токопроводящим клеем. В дальнейшем конфигурацию воздушных зазоров для одного из каскадов обозначим как А–А–А. Если один из зазоров заполнен припоем или токопроводящим клеем, обозначим эту ситуацию как А–А–А–М.

Экспериментальные образцы усилителя демонстрировали выходную мощность более 17 Вт в Х-диапазоне частот. На рис. 46 приведены экспериментальные зависимости выходной мощности от частоты для нескольких

экземпляров усилителя. Из рисунка видно, что как выходная мощность, так и ширина рабочей полосы частот усилителей имеют разброс.



Рис. 46. Зависимости выходной мощности от частоты гибридного УМ Х-диапазона: пунктирные линии – экспериментальные образцы, сплошная линия – расчёт.

У некоторых экземпляров усилителей наблюдалось смещение рабочей полосы частот в нижнюю часть диапазона, у отдельных экземпляров усилителей сужена рабочая полоса частот. Уровень выходной мощности также колеблется от 17 Вт до 20 Вт.

Можно предположить, что разброс по частоте и уровню выходной мощности усилителей определяется, в том числе и влиянием не идентичности трехмерных неоднородностей схемы усилителя. Следует отметить, что существуют и другие причины разброса выходных характеристик. Одна из них связана с разбросом параметров транзисторов, другая – с разбросом длин соединительных проволок. В то же время анализ поведения выходных характеристик ВСТ на одном транзисторе однозначно свидетельствует о том, что трехмерные неоднородностей схемы могут оказывать влияние на выходные характеристики усилителя.
Для выявления степени этого влияния было проведено компьютерное моделирование схемы усилителя с учетом и без учета поправок к моделям линий на керамике и проволок. Результаты расчетов выходной мощности усилителя при этих условиях приведены на рис. 47. Мощность на входе усилителя в этих расчетах была равна 26 дБм.



Рис. 47. Частотная зависимость выходной мощности усилителя: 1 – расчет без всех поправок, 2 – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике, 3 – во всех зазорах - воздух, 4 – в зазорах - металл, 5 – в зазорах – А–М–М–А, 6 – в зазорах – М–А–А–М.

Из рис. 47 видно (кривые 4, 6), что заполнение металлом зазоров между керамическими и поликоровыми платами делителя и сумматора мощности приводит к значительному сужению рабочей полосы частот усилителя. Кроме того, рабочая полоса частот смещается в нижнюю часть диапазона. При этом наблюдается значительное увеличение выходной мощности усилителя, хотя и в более узком диапазоне частот. Такое поведение характеристик усилителя связано со значительным изменением импедансов согласующих цепей усилителя. В такое катастрофическое влияние двухкаскадном усилителе трехмерных неоднородностей связано не только с изменением сопротивлений нагрузок транзистора, но и с разбалансом в работе первого и второго каскадов усилителя. Из графика видно, что наличие трехмерных неоднородностей в виде зазоров

между платами, заполнение этих зазоров припоем может приводить к изменению выходной мощности двухкаскадного усилителя в полтора раза и к сужению в три раза рабочей полосы частот. Полученные результаты по нахождению поправок к 2D моделям элементов схемы гибридного УМ позволили повысить точность проектирования УМ такого типа. В качестве примера на рис. 48 показаны расчетная и экспериментальные (для трех экземпляров) частотные зависимости выходной мощности десятиваттного усилителя.



Рис. 48. Частотная зависимость выходной мощности двухкаскадного гибридного УМ Х-диапазона: расчет (——) и эксперимент (– – –).

2.4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ МОЩНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ Х- И Ки-ДИАПАЗОНОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДЛОЖЕННОЙ МЕТОДИКИ ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

На основе нелинейных моделей полевых транзисторов, разработанных по представленным в разделе 2.1. методикам, и методик проектирования гибридных УМ с согласующими цепями на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью (раздел 2.3.), а также с учетом особенностей их конструкции (раздел 2.2.), был разработан ряд серийных усилителей мощности.

2.4.1. Десятиваттный усилитель мощности Х-диапазона

В работе [69] описан процесс создания мощного десятиваттного усилителя на основе мощных полевых транзисторов АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной затвора 0,25 мкм, длиной «пальца» 70 мкм и общей шириной затвора 6,72 мм, состоящих из четырех элементарных ячеек каждый.

Исходя из требуемых характеристик, а именно: выходная мощность – 10 Вт, коэффициент усиления по мощности – не менее 13 дБ, КПД – не менее 25%, и выбранного транзистора, УМ должен представлять собой двухкаскадную схему, первый каскад которой содержит один кристалл транзистора, а во втором каскаде суммируется мощность четырех транзисторов.

Первым этапов в проектировании двухкаскадного УМ является создание нелинейной модели транзисторов, входящих в его состав. В данном случае нелинейная модель строилась по методике, представленной в разделе 2.1.2, но не для целого транзистора, а для его элементарной ячейки. Из партии транзисторов делалась выборка из 10 образцов, которые распаивались в специальную схему (рис. 19), и измерялись их S-параметры и BAX. По измеренным характеристикам из 10 образцов выбирался наиболее типичный для данной партии, а затем для него строилась нелинейная модель. На основе полученной нелинейной модели сначала была рассчитана схема BCT на основе одного кристалла транзистора. Основное согласование транзистора в схеме BCT обеспечивали связанные микрополосковые линии на керамике БСТ с є = 80 и толщиной 0,25 мкм, а делители и сумматоры на поликоровой подложке толщиной 0,25 мкм служили дополнительными элементами согласования.

Еще 10 образцов транзисторов распаивались в оправку, состоящую из медного основания с пьедесталом и двух поликоровых плат с 50-Омными линиями, и проводились измерения выходной мощности на установке с согласующими трансформаторами, обеспечивающими необходимый импеданс на затворе и стоке транзистора для получения максимальной мощности на частоте 10 ГГц. Выходная мощность типичной ячейки мощного транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной «пальца» затвора 70 мкм составила 1 – 1,1 Вт при входной мощности 150 мВт, КПД был равен 40 – 45%.

Однако, в рассчитанной схеме ВСТ транзистор, состоящий из четырех ячеек, выходил из строя при включении, или через короткое время после него. Выяснилось, что ВАХ схемы имеет ярко выраженный отрицательный наклон при напряжении на стоке от 0,5 до 2В. Ток стока в этом диапазоне напряжений увеличивался в 3 раза, что и приводило к выходу из строя транзистора.

Вероятной причиной аномальной характеристики могло быть наличие разности потенциалов между затворами секций транзистора и, как следствие, самовозбуждение в поперечном направлении. Отметим, что при компьютерном моделировании самовозбуждение ВСТ не наблюдалось, поскольку в расчетах используются идентичные модели ячеек транзистора. Для выравнивания потенциалов на ячейках были изготовлены транзисторы с топологически объединенными затворами. У таких транзисторов ВАХ имеют меньшую аномалию (область отрицательного сопротивления). Транзистор не выходил из строя, но паразитная генерация, хоть и в меньшей степени, но оставалась.

Для подавления паразитной генерации в цепях согласования вблизи транзистора на керамике БСТ были введены планарные резисторы величиной 15 – 20 Ом. Использование этих мер позволило получить в схеме ВСТ выходную мощность 3 – 3,5 Вт и КПД 30...35% в диапазоне частот 9 – 10 ГГц.

- 112 -

С учётом перечисленных мер был рассчитан и изготовлен двухкаскадный УМ, фотография которого показана на рис. 49.



Рис. 49. Фотография десятиваттного усилителя мощности.

Режим работы усилителя был следующий: постоянное напряжения питания по входу минус 5 В, и импульсное питание по выходу – 8 В при длительности импульса не более 5 мкс и скважности не менее 4.

ВСТ был стабилен, однако выходная мощность была на 1,5...2 Вт меньше требуемой. Измерение температуры кристалла транзистора и возможных областей нагрева конструкции с использованием пирометра показало, что стабилизирующие резисторы на керамической платке со стороны стока перегреты. Вероятной причиной могло быть возникновение поперечного потенциала на стоке между центром и краями кристалла из-за разности фазового набега. Для устранения этого недостатка схемы была изменена конфигурация сумматора УМ. В результате был получен УМ с выходной мощностью более 10 Вт и КПД 26 – 30% в диапазоне частот 9 – 10 ГГц.

На рис. 50 приведены расчетные и экспериментальные зависимости выходной мощности двухкаскадного УМ от частоты. Расчетная характеристика имеет более широкую полосу частот и большие пиковые значения выходной мощности. Эти отличия от экспериментальных значений можно объяснить наличием в расчетной схеме меньших потерь. Сужение полосы частот в эксперименте объясняется, скорее всего, наличием щелей и зазоров между платами усилителя. Следует отметить, что на момент создания данного усилителя еще не была разработана методика, представленная в разделе 2.3.



Рис. 50. Расчетные и экспериментальные зависимости выходной мощности двухкаскадного УМ от частоты.

Схема УМ была размещена в стандартном металлокерамическом корпусе с внутренними размерами 10 × 14 × 1,8 мм.

В последствие данная схема УМ была модернизирована в связи с низкой технологичностью, надежностью и проблемами устойчивости. Для упрощения топологии и повышения технологичности изготовления УМ было принято решение изготовить транзисторы с большей длиной «пальца» затвора, что позволит получать большую мощность при таком же вертикальном размере транзистора. В новой схеме УМ использовались: в первом каскаде – один мощный транзистор АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной «пальца» 70 мкм и общей шириной затвора 3,36 мм, состоящий из двух ячеек; во втором каскаде – два мощных транзистора с длиной «пальца» 105 мкм и общей шириной 10,08 мм [124]. Предполагалось получить те же выходные характеристики УМ, что и в первом варианте схемы.

Для проектирования УМ были построены нелинейные модели мощных полевых транзисторов АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной «пальца» затвора 70 и 105 мкм по методике, представленной в разделе 2.1.3. Отбор

типичного транзистора в партии проводился таким же образом, как и для первого варианта схемы. Затем была рассчитана схема УМ с учетом опыта, полученного в результате первой разработки. Для обеспечения рабочего режима транзистора внутрь корпуса были введены фильтры питания входного и двух выходных транзисторов. Режим питания УМ был аналогичен режиму питания ранее разработанного УМ.

Для подавления паразитной генерации также как и в предыдущем случае использовалось топологическое объединение затворов транзисторов и введение в схему резисторов между согласующими линиями на керамике БСТ. Для выравнивания потенциалов в симметричных точках схемы также проводилась точная посадка кристаллов симметрично относительно оси прибора.

Следует отметить, что при проектировании модернизированной схемы УМ учитывались трехмерные особенности гибридного усилителя по методике, приведенной в разделе 2.3. А при изготовлении УМ старались не допускать заполнения припоем зазоров между платами.

На рис. 51 представлен внешний вид, разработанного УМ, а на рис. 52 и 53 приведено сравнение частотных зависимостей выходной мощности и КПД десятиваттного УМ, представленного в работе [69], с модернизированным.



Рис. 51. Фотография модернизированного УМ.



Рис. 52. Частотные зависимости выходной мощности для модернизированного УМ (——) и УМ, представленного в работе [69] (- - -).



Рис. 53. Частотные зависимости КПД для модернизированного УМ (——) и УМ, представленного в работе [69] (- - -).

Из рис. 52 и 53 видно, что разработанный УМ с применением методик рассмотренных в разделах 2.1.3. и 2.3. имеет более высокие выходные

характеристики, несмотря на уменьшение суммарной ширины затворов транзисторов (в первом каскаде периферия уменьшилась с 6,72 мм до 3,36 мм, во втором каскаде с 26,88 мм до 20,16 мм). Выходная мощность УМ составила более 14 Вт, КПД – более 35%.

2.4.2. Двухкаскадный усилитель мощности Х-диапазона для передающего канала АФАР с выходной мощностью 14 Вт

В работе [125] был представлен двухкаскадный усилитель мощности на пяти транзисторах TGF2021-04 с общей шириной затвора 4 мм каждый (один в первом каскаде и четыре во втором). Выходная мощность разработанного усилителя составляла порядка 11 – 13 Вт в диапазоне частот 9 – 10 ГГц.

По паспортным данным транзистор TGF2021-04 обеспечивает выходную мощность до 4 Вт при КПД 59% в частотном диапазоне до 12 ГГц [126]. Следует отметить, что из-за особенностей аппаратуры, в состав которой входил разработанный усилитель, напряжение питания на стоке не должно было превышать 8 В. По паспорту транзистор TGF2021-04 может работать в диапазоне напряжений на стоке от 8 до 12 В. Скорее всего из-за низкого напряжения питания транзистор не отдавал полной мощности.

В разрабатываемой системе [127, 128] ограничений по питанию не было, однако требовалась максимальная выходная мощность.

Разрабатываемый УМ представляет собой двухкаскадный усилитель, по составу согласующих элементов аналогичный приведенному в разделе 2.4.1.

Измерение S-параметров и восстановление нелинейной модели транзистора проводились по методике, представленной в разделе 2.1.3. [105]. Транзистор (четыре ячейки с общей шириной затвора 4 мм) распаивался и измерялся целиком. При расчете топологии были использован опыт разработки [125]. Нелинейная модель транзистора была дополнительно уточнена на напряжения питания по стоку 10 - 12 В. В работе особое внимание уделялось расчёту стоковой цепи, так как при изменении длины согласующих микрополосковых линий на керамике с $\varepsilon = 80$ всего лишь на 10% приводило к уменьшению

выходной мощности на 2 – 2,5 Вт. Для обеспечения оптимальных электрических параметров (выходной мощности и КПД) опытным путём было подобрано напряжение питания на стоке равное 11 В. Внешний вид разработанного УМ показан на рис. 54.



Рис. 54. Фотография УМ на основе транзистора TGF2021-04.

Прибор оказался устойчив, и не требовал специальных мер по устранению УМ самовозбуждения. помещается В герметичный с размерами 13,8 × 10.7 × 4.5 мм корпус. Вносимые потери корпуса не превышают 0,4 дБ (или менее 0,2 дБ на один ввод/вывод), а КСВн микрополоскового ввода не превышает величину 1,2. Конструкция корпуса выдерживает: вибрационные нагрузки частотой 1-500 Гц с амплитудой ускорения 3g, механический удар (типовое ударное ускорение – 15g длительностью – 2–20 мс, число ударов – 6000), термоциклы (-60°С, +150°С – 5 циклов), климатические воздействия (повышенная влажность 98% при +35°С в течение 8 суток), воздействие повторных нагревов до 310°С в защитной среде, имитирующих пайку кристаллов и плат в корпус низкотемпературными припоями.

Вопросы конструкции, монтажа кристаллов и технологических особенностей УМ более подробно приведены в работах [67, 125]. Несмотря на простоту конструкции и минимизацию использования ручного труда, благодаря малым технологическим разбросам транзисторов TGF2021-04, УМ требует

минимальной настройки. Для настройки использовались генератор, технологический усилитель и измеритель мощности. Вначале УМ настраивался на максимальную выходную мощность в центре полосы, затем проводилась коррекция по краям полосы. Время настройки обычно не превышало нескольких минут. Результаты измерения выходной мощности от частоты для 4 экземпляров УМ при входной мощности 2 Вт, а также рассчитанная по нелинейной модели характеристика прибора приведены на рис. 55.





Более подробно результаты измерений выходной мощности и постоянного тока текущего через транзистор приведены в таблице 9.

Таблица 9

N⁰	F	9	9.5	10
1	Р _{вых}	14.2	15.6	14.2
	I _d	3.2	3.5	4.5
2	$P_{\rm bbix}$	13.0	15.5	14.2
	I _d	3.2	3.6	4.3
3	Р _{вых}	15.0	16.0	14.0
	I _d	3.0	3.2	3.5
4	Р _{вых}	14.1	15.6	15.3
	I _d	3.5	2.9	3.5

Характеристики ВСТ

- 120 -	•
---------	---

5	$P_{\rm Bbix}$	14.0	15.8	15.4
	I _d	3.2	2.8	4.0
6	$P_{\rm bbix}$	15.1	15.6	15.0
	I _d	3.0	2.9	4.0

По результатам данной разработки было изготовлено несколько сотен УМ с выходной мощностью 14 — 15 Вт, КПД не менее 30% и коэффициентом усиления не менее 8 дБ.

2.4.3. Двухкаскадный усилитель Х-диапазона с выходной мощностью 17 Вт

В работе [129] представлены результаты разработки усилителя для приёмопередающего субмодуля Х-диапазона (СПП) с выходной мощностью не менее 15 Вт. УМ представляет собой двухкаскадный усилитель по составу согласующих элементов аналогичный приведенному в разделе 2.4.1 и 2.4.2. В первом каскаде используется один мощный транзистор АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной «пальца» затвора 70 мкм и общей шириной 6,72 мм, во втором каскаде суммируется мощность четырех таких же транзисторов. Транзистор состоит из четырех ячеек, каждая из которых обеспечивает выходную мощность 1,4-1,5 Вт на частоте 10 ГГц при усилении в режиме большого сигнала 7-8 дБ и КПД 40-45%.

«Исток» «НПП Т.к. технология производства транзисторов В AO им. Шокина» пока еще не до конца устоялась, для каждой партии транзисторов приходится строить нелинейную модель. По методике, приведенной в разделе 2.1.3, была построена нелинейная модель ячейки мощного полевого транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной пальца 70 мкм. Далее было проведено проектирование топологии УМ с учетом трехмерных неоднородностей по методике, представленной в разделе 2.3.

Обычно питание на УМ подается через керамический микрополосковый ввод, который имеет довольно большое сопротивление (0,06 Ом) и при токах стока около 8 А падение напряжения на нём достигает 0,5 В. В связи с этим, в конструкции разработанного УМ питание на сток в представленной конструкции поступает через гермоввод, вклеиваемый в стенку корпуса.

Разработанный усилитель (рис. 56) обеспечивает выходную мощность 17 – 20 Вт в 10% полосе частот и КПД 25-30%. Рассчитанная по нелинейной модели и измеренная на реальном экземпляре частотная зависимость выходной мощности УМ показаны на рис. 57.



Рис. 56. Фотография семнадцативаттного УМ.



Рис. 57. Частотная зависимость выходной мощности УМ: расчет (—) и эксперимент (– –)

В приёмопередающем субмодуле УМ нагружен на плечо Х-циркулятора (с потерями на выходе не более 0,3 дБ) и копланарную линию длиной 6 мм. Полученные экспериментальные характеристики восьми экземпляров СПП с представленным усилителем мощности показаны на рис. 58.



Рис. 58. Частотная зависимость выходной мощности экспериментальных образцов приемопередающих субмодулей.

2.4.4. Мощные усилители Ки-диапазона

В выходном канале АФАР Ки-диапазона длин волн требовался импульсный УМ с выходной мощностью ($P_{вых}$) не менее 6 Вт, коэффициентом усиления (K_y) 33 дБ и КПД не менее 25%, работающий в диапазоне частот 13,5 – 14.5 ГГц (литера 1) и УМ с $P_{вых}$ не менее 500 мВт в диапазоне частот 16,0 – 16,8 ГГц, с таким же КПД (литера 2) [130, 131]. УМ должны иметь малые габариты, низкое напряжение питания и высокую надёжность. Кроме высоких требований по электрическим параметрам, на размеры герметичного корпуса УМ было наложено ограничение: поперечный размер его не должен превышать 6,5 мм.

На первый взгляд заданным требованиям могут отвечать мощные СВЧ монолитные интегральные схемы (МИС). Однако имеются два существенных ограничения:

- промышленный выпуск отечественных МИС отсутствует, зарубежные МИС дороги и труднодоступны из-за ограничительных мер;

- лучшие низковольтные GaAs МИС Ки-диапазона, например, HMC 5879LS7 фирмы Analog Devices с P_{Bbix} 5 Вт, K_y 28 дБ, КПД 22% в диапазоне частот 12 – 16 ГГц имеет размеры корпуса 7 × 7 мм; бескорпусная МИС TGA 2514 фирмы TriQuint с P_{Bbix} 6 Вт, K_y 24 дБ, КПД 28% в диапазоне частот 13 – 16 ГГц имеет размеры кристалла 2,87 × 3,9 × 0,1 мм. В то же время цепи питания, необходимые для нормального функционирования МИС в 3 – 5 раз превышают поперечные размеры кристалла, что затрудняет применение МИС при заданных размерах корпуса.

Разработка УМ проводилась с учётом опыта создания модуля М42229 с Р_{вых} не менее 8 Вт в диапазоне частот 15,8 – 16,4 ГГц [123]. Применение согласующих цепей на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью, подробно представлены в работе [121]. Необходимо также отметить, что в отличие от поперечных размеров, продольные размеры УМ не столь критичны.

УМ литеры 1 – пятикаскадный. В 3-х каскадном предусилителе (ПУМ) с Р_{вых} не менее 500 мВт использованы транзисторы АО «НПП «Исток» им. Шокина» средней мощности (Курс ТГ-5, 3П612 А-5) и ячейка мощного транзистора с длиной «пальца» затвора 50 мкм и общей шириной 1,2 мм. В выходном двухкаскадном усилителе (ВУМ) с Р_{вых} не менее 6 Вт использовались мощные транзисторы с длиной «пальца» затвора 70 мкм (один транзистор с общей шириной 3,36 мм в первом каскаде и два транзистора с общей шириной 6,72 мм во втором каскаде). Транзисторы Курс ТГ-5 и 3П612 А-5 приклеивались к основанию корпуса токопроводящим клеем ЭЧЭ-С. С целью уменьшения индуктивности вводов транзистор 3П612 А-5 монтировался с помощью балочных выводов. Ячейка мощного транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» припаивалась к основанию с помощью золото-оловянной эвтектики. Между ПУМ и ВУМ размещен микрополосковый вентиль МПВ 15-6-3А. ПУМ и ВУМ заключены отдельные металлокерамические корпуса, имеющие В

микрополосковые входы и выходы СВЧ мощности и вводы источников питания. Крышки УМ приклеивались к корпусам компаундом ТК8-А.

В связи с малыми поперечными размерами усилителя невозможно было изготовить качественный фильтр в цепях питания транзисторов и вначале наблюдалось самовозбуждение каскадов, несмотря на то, что корпус представлял собой запредельный волновод. Возбуждение удалось устранить вводом полосовых фильтров между каскадами, а также вводом вентиля между ПУМ и ВУМ.

Усилитель литеры 2 – трёхкаскадный. В нём применялись транзисторы АО «НПП «Исток» им. Шокина» среднем мощности (Курс ТГ-5 – входной каскад и 3П612 А-5 –промежуточный каскад) и ячейка мощного транзистора с длиной «пальца» затвора 50 мкм (выходной каскад). По своей структуре усилитель идентичен ПУМ.

Усилительные каскады изготовлены на поликоровых подложках толщиной 0,5 мм (входной каскад) и 0,25 мм (промежуточный и выходной каскады).

Для устранения самовозбуждения между промежуточным и выходным каскадом помещён полосовой фильтр, одновременно служащий развязкой по постоянному току.

Расчет ПУМ на основе транзисторов Курс ТГ-5, 3П612 А-5 и ячейки мощного транзистора с длиной «пальца» затвора 50 мкм проводился с использованием нелинейных моделей, полученных по описанной в разделе 2.1.3. методике. Результаты расчёта ПУМ на основе нелинейных моделей приведены на рис. 59.

В результате эксперимента получены следующие характеристики ПУМ: коэффициент усиления при $P_{BX} = 3$ мВт и токе потребления 300мА составляет 23 – 25 дБ, выходная мощность – не менее 0,6 Вт (Рис. 60).









Габариты корпуса ПУМ – 25 × 6,5 × 4,5 мм. На рис. 61 представлен внешний вид разработанного ПУМ.



Рис. 61. Фотография ПУМ.

Определяющим элементом УМ по электрическим характеристикам и габаритам является ВУМ.

В ВУМ используются мощные полевых транзистора АО «НПП «Исток» им. Шокина» с длиной «пальца» затвора 70 мкм (в первом каскаде с общей шириной затвора 3,36 мм, во втором – с общей шириной затвора 6,72 мм). Выходная мощность одной ячейки транзистора (общая ширина затвора 1,67 мм) не менее 1,5 Вт на частоте 10 ГГц.

Проектирование усилителя на транзисторах с большой шириной затвора представляет сложную задачу. Традиционные цепи согласования на общую нагрузку неприменимы из-за сильного влияния секций друг на друга и черезвычайно малых входных и выходных импедансов транзистора. При этом, необходимо учитывать взаимное влияние проволочных выводов транзистора, существенно ограничивающих рабочую полосу частот УМ [132] и эффективность сложения мощности ячеек транзистора.

Для согласования ячеек мощного транзистора использовалась керамика БСТ с диэлектрической проницаемостью, равной 80.

При проектировании ВУМ так же выполнялись расчётноэкспериментальные работы по созданию нелинейной модели транзистора [69, 106]. Был проведен расчет характеристик последовательного соединения предвыходного и выходного каскадов ВУМ. Результаты расчета приведены на рис. 62.





Рис. 62. 1 – частотная зависимость выходной мощности предвыходного каскада (на одном мощном транзисторе) при мощности на входе 500 мВт; 2 – частотная зависимость выходной мощности выходного каскада (на двух мощных транзисторах) при мощности на входе 1,7 Вт; 3 – частотная зависимость выходной мощности на входе 500 мВт.

На рис. 63 представлены экспериментальные характеристики соединения предвыходного и выходного каскадов ВУМ при мощности на входе 300 мВт. На рис. 64 представлен внешний вид ВУМ.



Рис. 63. Экспериментальная частотная зависимость выходной мощности ВУМ.



Рис. 64. Фотография ВУМ.

Был также решён ряд задач по обеспечению устойчивости, в частности, введены полосовые фильтры между каскадами, уменьшены до минимума поперечные потенциалы, как ячеек транзисторов, так и между соседними транзисторами.

Конструкция УМ литеры 2 мало отличается от ПУМ, за исключением ширины корпуса, которая была равной 5 мм, что ввело дополнительные трудности при проектировании. С целью обеспечения устойчивости усилителя входной каскад работает с автосмещением и включён полосовой фильтр между каскадами. Внешний вид УМ показан на рис. 65.



Рис. 65. Фотография УМ литеры 2.

Зависимость выходной мощности от частоты УМ литеры 2 показана на рис. 66.

Конструкции корпусов ПУМ, ВУМ литеры 1 и УМ литеры 2 идентичны, отличаются только по длине и ширине. Корпуса изготовлены из меди. Основание, стенки и микрополосковые вводы спаяны с помощью серебрянного припоя при температуре 800 0 С. На основаниях выполнены пьедесталы высотой 0,25 мм для монтажа транзисторов. Поверхности корпусов покрыты золотом толщиной 2 мкм.





Рис. 66. Экспериментальная частотная зависимость выходной мощности УМ литеры 2.

В результате получены усилители для АФАР со следующими характеристиками:

Литера 1

- центральная частота	14,0 ГГц	
- полоса рабочих частот	1000 МГц	
- выходная мощность, не менее	6 Вт	
- КПД, не менее	25%	
- Ку дБ, не менее	33 дБ	
- Напряжение стока	8 B	
- Габаритные размеры ПУМ	25 х 6,5 х 4,5 мм	
ВУМ	24 х 6,5 х 4,5 мм	
Литера 2		
центральная частота	16,4 ГГц	
- полоса рабочих частот	800 МГц	
- выходная мощность, не менее	500 мВт	
- КПД, не менее	25%	
- Ку дБ, не менее	23 дБ	
- Напряжение стока	6 B	
- Габаритные размеры	26 х 5 х 4,5 мм	

2.5. РАЗРАБОТКА МОЩНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ С ДОНОРНО–АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ

В разделе 1.1. представлены результаты разработки мощного транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием, которое позволило получать выходную мощность GaAs транзисторов заметно больше 1 Вт/мм [32, 35, 60]. Апробация данного типа гетероструктур проводилась на конструкции мощного полевого транзистора с длиной трапециевидного затвора 0,4 – 0,5 мкм и шириной 0,8 мм. На частоте 10 ГГц в импульсном режиме удельная выходная мощность такого транзистора (DA-DpHEMT) составила более 1,7 Вт/мм при коэффициенте усиления более 9,5 дБ и КПД до 50% [32, 33]. Полученный результат демонстрирует существенное (в 1,5-2 раза) увеличение коэффициента усиления по мощности по сравнению с приборами на традиционных DpHEMTбыл структурах. Этот результат подтвержден BO время последующих экспериментов на DA-DpHEMT с общей шириной затвора 0,4 мм, 0,8 мм и 1,2 мм и длиной затвора 0,3 и 0,5 мкм [60]. Однако все измерения мощности проводились с помощью измерительной установки, в которой согласующие трансформаторы обеспечивали хорошее согласование в одной задаваемой точке частотного диапазона (10 ГГц). Поэтому для оценки эффективности применения DA-DpHEMT в промышленных изделиях важно было провести исследование транзисторов с большой шириной затвора в используемых на практике согласующих схемах, и в достаточно широкой полосе частот [134-136].

2.5.1. Сравнение выходных характеристик усилительных каскадов на основе DA-DpHEMT и DpHEMT, изготовленных по одной технологии

Для изучения возможностей данного типа транзисторов в реальной схеме усилителя были изготовлены DA-DpHEMT с шириной Г-образного затвора 4,8 мм. Несколько экземпляров транзисторов были смонтированы в тестовые схемы двух типов (Рис. 67). Эти схемы применяются для тестирования мощных транзисторов типа pHEMT, выпускаемых АО «НПП «Исток» им. Шокина», в диапазоне частот 8-12 ГГц.





(б)

(a)

Тестовые схемы состоят из двух плат толщиной 0,25 мм, выполненных из керамики БСТ (барий-самарий-титан) с диэлектрической проницаемостью 80, и двух плат из поликора толщиной 0,25 мм. Микрополосковые линии на керамике БСТ являются основными элементами согласования транзистора, расположенные на поликоре делитель и сумматор мощности, помимо своих основных функций, также играют роль дополнительных элементов согласования. Так как тестовые платы разрабатывались как универсальные для нескольких типов приборов, то получения оптимальных для выходных характеристик дополнительно использовались простые индиевые подстройки. В целях достижения максималной выходной мощности для усилительного каскада на DA-DpHEMT были подобраны длины отрезков микрополосковых линий (из имеющихся в наличии) на керамике БСТ, однако поскольку делители и сумматоры ранее рассчитывались для другого типа транзисторов, то площадь подстроек на некоторых образцах оказалась довольно значительной (Рис. 68).



Рис. 68. Фотография тестовой схемы типа 2 с DA-DpHEMT, настроенным на максимум выходной мощности с помощью индиевых подстроек.

Были проанализированы данные измерений тестовых схем типа 1 и 2 на основе традиционных DpHEMT за 5 предыдущих лет и выбраны наиболее

- 131 -

типичные образцы для сравнения с данными измерений тестовых схем на основе DA-DpHEMT. На рис. 69 приведены частотные зависимости выходных характеристик одной из тестовых схем типа 1 с DA-DpHEMT, и характеристики тестовой схемы типа 1 с DpHEMT, измеренные при $P_{Bx} = 500$ мBт и напряжении на стоке 8 В.



Рис. 69. Выходные характеристики тестовых схем типа 1: а) зависимость выходной мощности от частоты, б) зависимости коэффициента усиления по мощности и КПД от частоты. $-\Delta$ - DA-DpHEMT при U_d = 8 B, $-\Delta$ - DA-DpHEMT при U_d = 9 B, $-\Box$ - DpHEMT при U_d = 8 B.

Из графиков видно, что выходная СВЧ мощность и коэффициент усиления тестовой схемы с DA-DpHEMT более чем в 1,5 раза превосходит аналогичные параметры в тестовой схеме с DpHEMT, а КПД данных схем практически одинаков. Следует отметить, что DA-DpHEMT эффективно работают, т.е. имеют максимальную выходную мощность, при напряжении на стоке более 9 В, в то время как у DpHEMT снижаются выходные характеристики при увеличении напряжения на стоке более 8 В. Для демонстрации максимальных возможностей транзисторов в дальнейшем измерения DA-DpHEMT проводились при напряжении на стоке 9 В, а DpHEMT – при напряжении на стоке 8 В.

На рис. 70 приведено семейство графиков амплитудных характеристик нескольких тестовых схем типа 2 на частоте 9,2 ГГц. Из графиков видно, что на частоте 9 ГГц при входной мощности 600 мВт и напряжении на стоке 9,5 В, в импульсном режиме выходная мощность тестовой схемы на DA-DpHEMT составила более 6 Вт.



Рис. 70. Амплитудные характеристики тестовых схем типа 2 на частоте 9,2 ГГц на основе транзисторов: Образец 2 DA-DpHEMT при $U_d=9B$ (— \diamond —), $U_d=9.5$ B (\times) , $U_d=10$ B (+); Образец 3 DA-DpHEMT при $U_d=9$ B (— \diamond —); Образец 4 DA-DpHEMT при $U_d=9$ B (— Δ —); DpHEMT при $U_d=8$ B (— \Box —).

На рис. 71 приведены частотные зависимости выходных характеристик двух тестовых схем типа 2 с DA-DpHEMT в сравнении с характеристиками тестовой

схемы типа 2 с DpHEMT, измеренные при P_{Bx} =500 мВт. Как видно из графиков, оба типа транзисторов в схеме данного типа имеют более высокие выходные характеристики. Так в полосе частот 7,5-8,5 ГГц тестовая схема на основе DA-DpHEMT имеет выходную мощность более 6 Вт при коэффициенте усиления более 10,5 дБ и КПД около 45 %, а в полосе частот 7-9 ГГц – более 5 Вт при коэффициенте усиления более 10 дБ, и КПД более 30 %.



Рис. 71. Выходные характеристики тестовых схем типа 2: а) зависимость выходной мощности от частоты, б) зависимости коэффициента усиления по мощности и КПД от частоты. $-\Delta$ - DA-DpHEMT (Образец 1) при U_d = 9 B, $-\Box$ - DA-DpHEMT (Образец 2) при U_d = 9 B, $-\Box$ - DpHEMT при U_d = 8 B.

Если соотнести полученные результаты С удельной мощностью транзистора, то получим, что в полосе частот 7,5-8,5 ГГц DA-DpHEMT с общей шириной затвора 4,8 мм имеет удельную выходную мощность равную 1,25 Вт/мм, а в полосе частот 7-9 ГГц – более 1 Вт/мм, тогда как DpHEMT имеет всего лишь 0.7 Вт/мм в полосе частот 9-9,5 ГГц. Представленные характеристики усилительного каскада на DA-DpHEMT находятся на уровне лучших мировых достижений в области разработки мощных транзисторов на AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктурах [137] (а, возможно, и превосходят его, т.к. получены при большом значении общей ширины затвора – 4,8 мм, и в достаточно широком диапазоне частот).

Из рис. 70 и 71 видно, что, как и в случае с тестовой схемой типа 1, DA-DpHEMT демонстрирует выходную мощность и коэффициент усиления более чем в 1,5 раза превосходящие аналогичные характеристики тестовой схемы на основе DpHEMT.

Следует отметить, что оба типа транзисторов, сравниваемых по поведению в составе одинаковых тестовых схем, были изготовлены по одной и той же технологии с использованием метода оптической литографии, имели одинаковую топологию и длину затвора.

2.5.2. Сравнение выходных характеристик усилительных каскадов на основе DA-DpHEMT и DpHEMT, изготовленных по разным технологиям

Для сравнения были выбраны DA-DpHEMT и DpHEMT с геометрическими размерами, обусловленными технологией изготовления: DA-DpHEMT с длиной затвора 0,3 мкм, шириной затвора 4800 мкм, размер кристалла 600х1950 мкм, толщина полупроводниковой подложки 100 мкм, расстояние между затворами 28 мкм; и DpHEMT с длиной затвора 0,25 мкм, шириной затвора 6720 мкм, размер кристалла 580х1830 мкм, толщина полупроводниковой подложки 30 мкм, расстояние между затворами 14 мкм. Изготовление всех элементов конструкции DA-DpHEMT проводилось на установке проекционной фотолитографии Nikon, большинство операций изготовления DpHEMT также проходило на этом типе литографа, однако затворы транзисторов изготавливались с помощью метода электронной литографии (нанолитограф фирмы Vistec). На рис. 72 приведены фотографии сравниваемых транзисторов, а на рис. 73 – частотные зависимости выходных характеристик тестовых схем типа 2 на их основе.





(б)

Рис. 72. Фотографии транзисторов: а) DA-DpHEMT, б) DpHEMT.

Из сравнения результатов эксперимента (рис. 73) видно, что при входной мощности 500 мВт и напряжении на стоке 9 В для DA-DpHEMT, и при входной мощности 700 мВт и напряжении на стоке 8В для DpHEMT выходная СВЧ мощность и КПД тестовых схем на основе DA-DpHEMT и DpHEMT практически равны и составляют около 6 Вт и 40% соответственно, при этом коэффициент усиления тестовой схемы на DA-DpHEMT более чем в 1,5 раза больше. Таким образом, транзистор DA-DpHEMT в сравнении с транзистором DpHEMT

показывает практически равные значения выходной мощности и КПД, хотя он имеет общую ширину затвора в 1,4 раза меньше.



Рис. 73. Выходные характеристики тестовых схем типа 2: а) зависимость выходной мощности от частоты, б) зависимости коэффициента усиления по мощности и КПД от частоты. $-\Delta$ - - DA-DpHEMT (Образец 1) при U_d = 9 B, $-\Box$ - - DA-DpHEMT (Образец 2) при U_d = 9 B, $-\Box$ - - DpHEMT при U_d = 8 B.

Таким образом, продемонстрирована как перспективность использования исходной конструкции в мощных полевых транзисторах, так и перспективность модификаций данного типа гетероструктур [138] для продвижения в миллиметровый диапазон частот.

Необходимо отметить ещё две особенности разработанного транзистора:

1) DA-DpHEMT изготовлены с помощью метода оптической литографии, что сокращает время операции экспонирования в 10 раз, и ведет к снижению общей стоимости изделия;

2) Большая толщина кристалла (100 мкм) обеспечивает простоту монтажа DA-DpHEMT в гибридные схемы.

Однако эти преимущества обусловлены не применением новой гетероструктуры, а способом изготовления транзистора [14].

При анализе результатов данной работы видно, что удельная выходная мощность DA-DpHEMT с общей шириной затвора 4,8 мм оказалась меньше удельной выходной мощности DA-DpHEMT с общей шириной 0,8 мм [32, 33, 60]. По-видимому, это обусловлено как потерями на суммирование, так и тем, что усилительный каскад был настроен на более широкую полосу частот (более 25%) [132]. Также возможен естественный разброс характеристик между партиями транзисторов в условиях не отработанной пока технологии изготовления.

2.6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ ПО ГЛАВЕ 2

Предложена оперативная методика определения и коррекции параметров нелинейных моделей мощных полевых транзисторов, основанная на оригинальном методе измерений дискретных транзисторов в согласующей микрополосковой схеме с регулируемым импедансом. Разработана тестовая схема, удобная для транзисторов с большой периферией и сильной обратной погрешность контактирования связью, позволяющая уменьшить при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов. Методика основана на измерении одного и того же транзистора сначала в 50-Омной линии, потом В согласующей известным импедансом, реализующим цепи С максимальный коэффициент усиления в рабочей точке, и в тестовой схеме, настроенной на максимум отдаваемой мощности.

Предложен метод и представлены результаты измерений соединительных проволок на затворе и стоке транзистора для группы трехваттных И десятиваттных усилителей мощности. Обнаружено, что для каждой сборки кроме случайной погрешности (10-20 мкм), связанной с точностью разварочного автомата, существует большая погрешность (промахи, порядка 150 мкм), которая во много раз превосходит погрешность автомата. Исследовано влияние промахов проволочки на характеристики в задании длины мощных усилителей Х-диапазона. Показано, что промахи в задании длин проволочек могут приводить к смещению рабочей частоты прибора более чем на 1 ГГц, и изменяет выходную мощность до 2 раз. Проведена работа по устранению промахов и показана ее эффективность.

Проведено исследование влияния трехмерных неоднородностей схемы гибридного усилителя Х-диапазона, использующего в согласующих цепях керамику с большим значением є, на его выходные характеристики. Показано, что трехмерные неоднородности схемы: маленькие расстояния до края платы, зазоры между платами, заполнение этих зазоров припоем могут существенно повлиять на выходные характеристики усилителя. В зависимости от типа вещества,

заполняющего зазор (воздух или металл), сдвиг центральной частоты прибора может достигать 15%, значение выходной мощности может измениться на 30%. В соответствии с проведенным анализом, наиболее сильное влияние трехмерные неоднородности такого рода оказали на выходные характеристики двухкаскадного усилителя. Изменения выходной мощности одиночного ВСТ были не столь значительны.

Проведенные исследования выявили, что при проектировании гибридных усилителей, использующих в согласующих цепях керамику с большим значением є, методы двумерного электродинамического моделирования не позволяют адекватно учесть особенности конструкции таких гибридных усилителей. Для компенсации этого недостатка разработаны поправки, уточняющие двумерные модели элементов схемы усилителя. На примере конкретного усилителя показано, что применение поправок к двумерным моделям элементов схемы позволяет более точно моделировать схему гибридного усилителя.

Представлен ряд мощных усилителей X- и Кu- диапазонов, созданных с использованием разработанных методик.

Проведены исследования работы DA-DpHEMT транзисторов с большой шириной затвора (4,8 мм) в используемых на практике усилительных схемах. Показано, что мощные гетероструктурные полевые транзисторы с донорноакцепторным легированием обеспечивают в усилительных каскадах выходную CBЧ мощность, более чем в 1,5 раза превышающую выходную мощность усилителей с транзисторами на традиционной гетероструктуре (DpHEMT). При входной мощности 600 мВт и напряжении на стоке 9,5 В в импульсном режиме на частоте 9,2 ГГц выходная мощность усилительного каскада на DA-DpHEMT составила более 6 Вт. Продемонстрировано, что при работе в усилительном каскаде DA-DpHEMT имеет удельную выходную мощность более 1 Вт/мм в рабочей полосе частот более 2 ГГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате работы были получены следующие основные результаты:

Показано, что уменьшение поперечного пространственного переноса и усиление размерного квантования приводят к увеличению в 1,4 – 1,6 раза средней дрейфовой скорости горячих электронов под затвором и максимальной рабочей частоты транзистора DA-DpHEMT по сравнению с традиционными DpHEMT.

Продемонстрировано, что из-за малых времен релаксации по энергии при прочих равных условиях всплеск дрейфовой скорости в традиционных полевых транзисторах на ochoвe GaN заметно ниже, чем в приборах на GaAs, и поэтому их быстродействие и максимальная рабочая частота будет не выше аналогичных параметров полевых транзисторов на ochoвe GaAs.

Обнаружено, что в условиях резкого уменьшения поперечного пространственного переноса в гетероструктурных полевых транзисторах за период СВЧ колебания может происходить перестройка статического домена изпод затвора к стоку и обратно, что снижает до 20 % максимальный перегрев таких приборов относительно температуры корпуса.

Предложен метод измерений СВЧ характеристик дискретных полевых транзисторов в согласующих микрополосковых схемах С регулируемым импедансом, на основе которого разработана методика оперативного определения параметров их нелинейных моделей. Предложенный метод измерений позволяет повысить точность построения нелинейных моделей транзисторов в Х-диапазоне частот, как за счет уменьшения погрешности контактирования, так и за счет измерений транзистора в условиях согласования с измерительным трактом. Данная методика позволяет проводить верификацию модели по коэффициенту усиления и мощности в различных цепях согласования для одного и того же экземпляра транзистора без использования дорогостоящего оборудования. Продемонстрирована результативность данной методики на примере создания УМ передающих каналов АФАР, имеющих характеристики, ряда для соответствующие мировым аналогам.

Исследованы основные причины, влияющие на точность проектирования Х-Kuгибридных УМ И диапазонах, В использующих связанные высокой микрополосковые линии на керамике С диэлектрической проницаемостью в качестве согласующих элементов.

Продемонстрировано, что при увеличении общей ширины затвора транзистора сохраняется преимущество DA-DpHEMT перед DpHEMT по удельной выходной мощности более чем в 1,5 раза, что позволяет создавать усилительные каскады на DA-DpHEMT в Х-диапазоне частот с выходной мощностью более 5 Вт в рабочей полосе частот более 25%, что соответствует удельной выходной мощности более 1 Вт на миллиметр ширины затвора. Этот результат находится на уровне лучших мировых достижений в области разработки усилителей мощности на основе GaAs полевых транзисторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. А.А. Кищинский Твердотельные СВЧ-усилители мощности на нитриде 19 состояние И перспективы развития // Материалы галлия _ Международной Крымской конференции "СВЧ-техника И телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2009, с. 11–16.
- А.Ф. Цацульников, В.В. Лундин, Е.Е. Заварин, М.А. Яговкина, А.В. Сахаров, С.О. Усов, В.Е. Земляков, В.И. Егоркин, К.А. Булашевич, С.Ю. Карпов, В.М. Устинов Влияние параметров гетероструктур AlN/GaN/AlGaN и AlN/GaN/InAlN с двумерным электронным газом на их электрофизические свойства и характеристики транзисторов на их основе. // ФТП, т.50, в.10, 2016, с. 1401.
- К.С. Журавлев, Т.В. Малин, В.Г. Мансуров, В.Е.Земляков, В.И. Егоркин, Я.М. Парнес Нормально закрытые транзисторы на основе in situ пассивированных гетероструктур AlN/GaN // Письма в ЖТФ, 42 (14), 2016, с. 72.
- К.М. Томош, А.Ю. Павлов, В.Ю. Павлов, Р.А. Хабибуллин, С.С. Арутюнян, П.П. Мальцев Исследование процессов изготовления НЕМТ AlGaN/AlN/GaN с пассивацией Si₃N₄ in situ. // ФТП, т.50, в.10, 2016, с. 1434.
- 5. И.О. Майборода, А.А. Андреев, П.А. Перминов, Ю.В. Федоров, М.А. Занавескин. Селективный рост невжигаемых омических контактов к двумерному электронному газу в транзисторах с высокой подвижностью электронов на основе гетеропереходов GaN/AlGaN методом молекулярнопучковой эпитаксии // Письма в ЖТФ, 40 (11), 2014, с. 80.
- А.А. Кальфа, А.С. Тагер Гетероструктуры с селективным легированием и их применение в полевых транзисторах СВЧ // Электронная техника, Сер 1, Электроника СВЧ, в. 12 (348), 1982, С.26-38.
- C. Gaquiere, J. Grunenutt, D. Jambon, E. Dolos, D. Ducatteau, M. Werquin, D. Treron, P. Fellon. A high-power W-band pseudomorphic InGaAs channel PHEMT // IEEE Electron. Dev. Lett., 26 (8), 2005, p. 533-534.

- M.V. Baeta Moreira, M.A. Py, M. Gailhanou, M. Ilegems Higher mobility of charge carriers in InAs/GaAs superlattices through the elimination of InGaAs alloy disorders on GaAs // J. Vac. Sci. Technol. B, 10, 1992, p. 103.
- C.S. Wu, F. Ren, S.J. Pearton, M. Hu, C.K. Pao, R.F. Wang. High efficiency microwave power AlGaAs/InGaAs PHEMTs fabricated by dry etch single gate recess // IEEE Trans. Electron. Dev., 42, 1995, p. 1419 - 1424.
- 10.И.С. Василевский, Г.Б. Галиев, Е.А. Климов, В.Г. Мокеров, С.С. Широков, Р.П. Имамов, И.А. Субботин Электрофизические и структурные свойства двусторонне δ-легированных РНЕМТ-гетероструктур на основе AlGaAs/InGaAs/AlGaAs // ФТП, т. 42, в. 9, 2008, с. 1102-109.
- 11. A.P. Mills, L.N. Pfeiffer, and K.W. West Mechanisms for Si dopant migration in molecular beam epitaxy Al_xGa_{1-x}As. // Journal Of Applied Physics, v. 88, № 7, 1 October, 2000.
- L.J. Kushner Estimating power amplifier large signal gain //Microwave Journal, 8, 1990, p. 87-102.
- 13.TriQuint Semiconductor, Advance Product Information, Septembe 19, 2005 Web: <u>www.triquint.com</u>.
- 14.Н.А. Кувшинова, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, К.И. Петров. Мощный полевой транзистор со смещенным к истоку Г-образным затвором // Радиотехника, № 11, 2011, с. 90-93.
- 15. А.В. Климова, В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский Поперечный пространственный перенос в полевых транзисторах на гетероструктурах с селективным легированием и границы применимости квазигидродинамических моделей // ФТП, т. 43, В. 1, 2009, с. 113-118.
- 16. Тематические базы данных ФТИ им. А.Ф. Иоффе.
- 17. A.K. Saxena The conduction band structure and deep levels in Ga_{1-x}Al_xAs alloys from a high-pressure experiment // J. Phys. C. Solid State Physics, v. 13, № 23, 1980, p. 4323-4334.
- 18. З.С. Грибников, О.Э. Райчев ГХ перенос в реальном пространстве: вклад рассеяния на междолинных фононах. // ФТП, т. 23, в. 12. 1989, с. 2171-2178.
- 19.J. Zou, Z. Abid, H. Dong, A. Gopinath Reduction of real-space transfer in depletion-mode dipole heterostructure field-effect transistors // Applied Physics Letters, Vol. 58, № 21, 1991, p. 2411-2413.
- 20.J. Zou, H. Dong, A. Gopinath, and M.S. Shur Performance and Optimization of Dipole Heterostructure Field Effect Transistor // IEEE Trans. Electron Devices, ED-39, № 2, 1992, p. 250-256.
- 21. Патент РФ на полезную модель №80069 по заявке № 2008133793. Приоритет от 19.08.2008. Гетероэпитаксиальная структура для полевых транзисторов // Е.И. Голант, К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, Ю.Н. Свешников.
- 22. М. Шур Современные приборы на основе арсенида галлия // Москва: Мир, 1991. с. 312.
- 23. Y.-C. Chang, L. Hailin, Y. Wang, H.-S. Wang, J.-G. Wang, G.-T. Du A Novel GaAs/InGaAs/AlGaAs structure of modulation-doped field-effect transistors with high transconductances. // Chin. Phys. Lett, v. 19, № 4, 2002, c. 588.
- 24. А.А. Кальфа, А.Б. Пашковский Двумерный электронный газ в пространственно неоднородной потенциальной яме // ФТП, т. 22, в. 11, 1988, с. 2090 2092.
- 25.Н.А. Банов, В.И. Рыжий Численное моделирование нестационарных кинетических процессов в субмикронных полевых транзисторах с затвором Шоттки // Микроэлектроника, т. 15, в. 6, 1986, с. 490-501.
- 26. В.А. Николаева, В.Д. Пищалко, В.И. Рыжий, Г.Ю. Хренов, Б.Н. Четверушкин Сравнение результатов расчетов субмикронного полевого транзистора с затвором Шоттки основе на квазигидродинамической и кинетической моделей // Микроэлектроника, т. 17, в. 6, 1988, с. 504-510.
- 27. В.Е.Чайка Двумерная двухтемпературная модель полевого транзистора с затвором типа барьера Шотки // Техн. Электродинамика, в. 3 № 3, 1985, с. 85-91.

- 28. Я.Б. Мартынов, А.С. Тагер Особенности лавинного пробоя планарного полевого транзистора с затвором Шотки // Электронная техника, Сер. 1, Электроника СВЧ, в. 7(413), 1988, с. 14-20.
- 29. Г.З. Гарбер Квазигидродинамическое моделирование гетероструктурных полевых транзисторов // Радиотехника и Электроника, т. 48, № 1, 2003, с. 125-128.
- 30. V.G. Lapin, A.M. Temnov, K.I. Petrov, V.A. Krasnik GaAs microwave offset gate self-aligned MESFET's and their applications. // GaAs 2000 Conference proceedings, 2nd-3rd October, 2000, c. 314.
- 31. В.Г. Лапин, В.А. Красник, К.И. Петров, А.М. Темнов Мощные GaAs полевые СВЧ транзисторы со смещенным затвором // Материалы 11 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь: Вебер, 2001, с. 135-136.
- 32. К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.Б. Соколов, А.И. Торопов Серийный рНЕМТ с удельной мощностью 1,4 Вт/мм // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(512), 2012, с. 55- 61.
- 33.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.Б. Соколов Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов // Письма в ЖТФ, т. 38., в. 17, 2012, с. 84-89.
- 34.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, Е.И. Голант, А.А. Капралова (Маковецкая) Особенности электронного транспорта в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорноакцепторным легированием // Материалы 23 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2013, с. 122-124.
- 35.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, Е.И. Голант, А.А. Капралова (Маковецкая) Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // ФТП, т. 48, в. 5, 2014, с. 684-692.

- 36.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая), К.И. Петров, Е.И. Голант, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Перспективы использования наноструктур с донорно-акцепторным легированием в производстве мощных полевых транзисторах // Тезисы докладов 10 Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии – производству 2014», г. Фрязино Московской обл., 2014, с. 52-53.
- 37.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая), К.И. Петров, Е.И. Голант, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Особенности физических процессов в полевых транзисторах на наноструктурах с комбинированным типом легирования // Тезисы докладов 10 Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии – производству 2014», г. Фрязино Московской обл., 2014, с.54-55.
- 38. Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, R.P. Smith, S. Sheppard, P.M. Chavarkar, T. Wisleder, U.K. Mishra, P. Parikh 30-W/mm GaN HEMTs by field plate optimization // IEEE Electron Device Letters, v. 25, № 3, 2004, p. 117-119.
- 39. Патент РФ №2463685 по заявке № 2011123071. Приоритет от 07.06.2011. Мощный полевой транзистор // А.А. Воробьев, А.В. Галдецкий, В.Г. Лапин.
- 40.А.А. Воробьев, Е.В. Воробьева, А.В. Галдецкий Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов // Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, в. 3(510), 2011, с. 37-41.
- 41.F. Medjdoub, Y. Tagro, M. Zegaoui, B. Grimbert, F. Danneville, D. Ducatteau, N. Rolland, P.A. Rolland Sub-1-dB minimum-noise-figure performance of GaN-on-Si transistors up to 40 GHz // IEEE Electron Device Letters, 33(9), 2012, c. 1258.
- Л.В. Манченко, О.И. Обрезан, 42. И.А. Баранов, А.В. Климова, А.Б. Пашковский Влияния глубоких уровней в буферном слое на характеристики транзисторов и малошумящих усилителей при воздействии импульсов СВЧ мощности на входе // Радиотехника, в. 7, № 3, 2006, с. 34-42. 43.А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, Я.Б. Мартынов, А.А. Капралова (Маковецкая), И.А. Анисимов Нелокальный дрейф

электронов в полевых транзисторах на основе нитрида галлия // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в.4(523), 2014, с. 5-16.

- 44.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.А. Капралова (Маковецкая),
 И.А. Анисимов Особенности нелокального разогрева электронов в полевых транзисторах на основе нитрида галлия // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2014, с. 207-211.
- 45.А.Б. Пашковский Влияние инерционности изменения импульса на нелокальный разогрев электронов в полупроводниковых СВЧ-приборах // Электронная техника, Сер.1, Электроника СВЧ, в. 5(399), 1987, с. 22-26.
- 46.C.M. Snowden, D. Loret Two-dimensional hot-electron models for short-gatelength GaAs MESFET's // IEEE Trans. Electron. Dev., v. 34, 1987, p. 212-223.
- 47.M. Shur Influence of nonuniform field distribution on frequency limits of GaAs field-effect transistors // Electronics Letters, v. 12, № 23, 1976, p. 615-616.
- 48.А.В. Гарматин Программа моделирования методом Монте-Карло нестационарных процессов разогрева электронов электрическим полем в полупроводниках // Электронная техника, Сер.1, Электроника СВЧ, № 3 (377), 1985, с. 66.
- 49.B. E. Foutz, S.K. O'Leary, M. S. Shur, L.F. Eastman Transient electron transport in wurtzite GaN, InN, and AlN // J. Appl. Phys., v. 85, № 11, 1999, p. 7727-7734.
- 50.А.Б. Пашковский, А.С. Тагер Влияние близких к затвору n+ областей на характеристики полевых СВЧ транзисторов // Электронная Техника, Сер.1, Электроника СВЧ, в. 7(401), 1987, с. 29-32.
- 51.А.Б. Пашковский, А.С. Тагер Оценка характеристик полевых СВЧ транзисторов с планарным легированием // Электронная техника, Сер.1, Электроника СВЧ, в. 3(407), 1988, с. 28-32.
- 52.А.В. Климова Нелокальный разогрев электронов в транзисторных структурах с субмикронным рельефом поверхности // Материалы 15 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2005, с. 476-477.

- 53. L.A. Samoska An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, v. 1, № 1, 2011, p. 9-24.
- 54.R. Gavande et al. W-band heterodine receiver module with 27 K noise temperature // IEEE MTT-S Digest, 2012, p.1-3.
- 55.C. Zech, A. Hülsmann, R. Weber, A. Tessmann, S. Wagner, M. Schlechtweg,
 A. Leuther, O. Ambacher A compact 94 GHz FMCW radar MMIC based on 100 nm InGaAs mHEMT technology with integrated transmission signal conditioning // 8th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2013,p: 436-439.
- 56.А.А. Борисов, К.С. Журавлев, С.С. Зырин, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин,
 А.А. Маковецкая, В.И. Новоселец, А.Б. Пашковский, А.И. Торопов,
 Н.Д. Урсуляк, С.В. Щербаков Исследование средней дрейфовой скорости электронов в рНЕМТ транзисторах // Письма в ЖТФ, т. 42, в. 16, 2016, с. 41-47
- 57.А.А. Борисов, С.С. Зырин, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.А. Маковецкая, В.И. Новоселец, А.Б. Пашковский, Н.Д. Урсуляк, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Анализ малосигнальных СВЧ-характеристик DA-pHEMT // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(528), 2016, с. 65-69.
- 58.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.А. Капралова (Маковецкая), В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, К.И. Петров, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Исследование малосигнальных СВЧ характеристик полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2015, с. 99-101.
- 59.В.М. Лукашин, А. Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая) Малосигнальные СВЧ характеристики DA-НЕМТ // Материалы 25 Международной Крымской конференции "СВЧтехника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2015, с. 95-96.

- 60.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, А.А. Капралова (Маковецкая) Управление положением оптимальной рабочей точки мощного гетероструктурного полевого транзистора путем формирования подзатворного потенциального барьера на основе донорно-акцепторной структуры // Письма в ЖТФ, т. 41, в. 3, 2015, с. 81-87.
- 61.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, А.А. Капралова (Маковецкая), К.С. Журавлев, А.И. Торопов Мощные гетероструктурные полевые транзисторы с донорно-акцепторным легированием, эффективно работающие при нулевом смещении на затворе // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 3(522), 2014, с. 5- 14.
- 62.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая) Мощные гетероструктурные полевые транзисторы, работающие при нулевом смещении на затворе // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2014, с. 111-113.
- 63.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая) Мощные гетероструктурные полевые транзисторы, работающие при нулевом смещении на затворе // Материалы 24 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2014, с. 79-80.
- 64.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, А.А. Капралова (Маковецкая) Полевые транзисторы на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2015, с. 19-23.
- 65.Н.З. Шварц Линейные транзисторные усилители СВЧ. Москва: Советское радио, 1980.

- 66.В.Г Лапин. В.М. Лукашин, К.И. Петров, А.М. Темнов Полевые транзисторы со смещенным затвором // Электронная техника, Сер.1, СВЧтехника, в. 4(511), 2011, с. 59-71.
- 67.А.Н. Королев, А.В. Климова, В.А. Красник, Л.В. Ляпин, В.М. Малыщик, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Мощные корпусированные внутрисогласованные транзисторы S-, C-, X- и Кu- диапазонов длин волн // Радиотехника, № 3, 2007, с. 53-56.
- 68.Д.В. Бабинцев, А.Н. Королев, А.В. Климова, В.А. Красник, В.Г. Лапин, В.М. Малыщик, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов, В.Ю. Язан Мощный твердотельный импульсный усилитель двухсантиметрового диапазона // Радиотехника, № 3, 2007, с. 41-42.
- 69.Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Двухкаскадный усилитель мощности Х-диапазона на гетероструктурных полевых транзисторах ФГУП «НПП «Исток» // Материалы 20-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационной технологии», Севастополь: Вебер, 2010, с. 127-128.
- 70.В.А. Пчелин, И.П. Корчагин, В.М. Малыщик, А.В. Галдецкий, Л.В. Манченко, А.А. Капралова (Маковецкая) Двухкаскадный усилитель Хдиапазона с выходной мощностью 17 Вт на элементной базе ФГУП «НПП «Исток» // Материалы 21-й Международной Крымской конференции «СВЧтехника и телекоммуникационной технологии», Севастополь: Вебер, 2011, с. 129-130.
- 71.К.В. Дудинов, В.М. Ипполитов, А.В. Климова, А.Б. Пашковский, И.В. Самсонова Особенности тепловыделения в мощных полевых транзисторах // Радиотехника, № 3, 2007, с. 60-62.
- 72.П.В. Бережнова, В.М. Лукашин, А.К. Ратникова, А.Б. Пашковский Оценка области нелокального тепловыделения в мощных гетероструктурных полевых транзисторах // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 4(492), 2007, с. 21-24.

- 73.А.А. Кальфа, А.Б. Пашковский, А.С. Тагер Математическое моделирование полевого транзистора с субмикронным затвором в режиме большого сигнала // Электронная техника, Сер.1, Электроника СВЧ, в. 10(382), 1985, с. 30-34.
- 74.А.А. Маковецкая Особенности рассеяния тепла в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(532), 2017, с. 59- 65.
- 75.А.А. Капралова (Маковецкая), А.Б. Пашковский "Поперечный пространственный перенос электронов и особенности рассеяния тепла в гетероструктурных полевых транзисторах // Сборник трудов всероссийской конференции "Микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, т. 1, 2012, с. 54-58.
- 76.В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, (Маковецкая) А.А. Капралова Поперечный пространственный перенос электронов И особенности локализации домена сильного поля В гетероструктурных полевых транзисторах // Материалы 22 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2012, c. 153-154.
- 77.K. Blotekjar Transport equations for electros in two-valley semiconductors // IEEE Trans. Electron. Dev., v. 17, № 1, 1970, p. 38-47.
- 78.В.Л. Бонч-Бруевич, И.П. Звягин, А.Г. Миронов Доменная электрическая неустойчивость в многодолинных полупроводниках // М.: Наука, 1972. – с. 66.
- 79.В.Б. Горфинкель, С.Г. Шофман Феноменологическая модель динамики разогрева электронов в многодолинных полупроводниках // ФТП, т. 19., в. 1, 1985, с. 83-87.
- 80.W.R. Curtice A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v. MTT-28, May 1980, p. 448-456.
- 81.I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 40, № 12, December, 1992, p. 2258-2266

- 82.K. Fujii, Y. Hara, F.M. Ghannouchi, T. Yakabe, and H. Yabe A Nonlinear GaAs FET Model Suitable for Active and Passive MM-Wave Applications // IEICE Trans., v. E83-A, № 2, Feb., 2000, p. 228.
- 83.K. Fujii, Y. Hara, T. Yakabe and H. Yabe Accurate Modeling for Drain Breakdown Current of GaAs MESFETs // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v. 47, № 4, April, 1999, p. 516.
- 84.В.М. Красник, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, Т.И. Потапова, В.А. Пчелин Нелинейная модель гетероструктурных полевых транзисторов с субмикронным затвором на гетероструктурах с селективным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 4(492), 2007, с. 25-28.
- 85.A.M. Pelaez-Perez, S. Woodington, M. Femandez-Barciela, P.J. Tasker, and J.I. Alonso Application of an NVNA-based system and load-independent X-parameters in analytical circuit design assisted by an experimental search algorithm // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 61, № 1, January, 2013, p. 581-585.
- 86.А.А. Коколов, Л.И. Бабак, Д.В. Гарайс Сравнение методов расчёта большесигнальных параметров рассеяния // Материалы 24 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2014, с. 129-130.
- 87.N.A. Torkhov, L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.S. Salnikov, I.M. Dobush, V.A. Novikov, and I.V. Ivonin Nature of size effects in compact models of field effect transistors // Citation: Journal of Applied Physics 119, 094505 (2016); doi: 10.1063/1.4942617.
- 88.Н.А. Торхов Влияние периферии контактов металл-полупроводник с барьером Шоттки на их статические вольтамперные характеристики // ФТП, т. 44, в. 5, 2010, с. 615-627.
- 89.Н.А. Торхов, В.Г. Божков Фрактальный характер распределения неоднородностей потенциала поверхности n-GaAs(100) // ФТП, т. 43, в. 5, 2009, с. 577-583.

- 90.А.А. Кищинский, Б.Б. Надеждин, Е.А. Свистов, Н.В. Шульга Метод автоматизированного определения параметров линейной модели СВЧ полевого транзистора // Материалы 10 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь: Вебер, 2000, с. 56-58.
- 91.К.С. Дмитриенко, Л.И. Бабак Построение табличной нелинейной модели РНЕМТ-транзистора // Материалы 19 Международной Крымской конференции «СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь: Вебер, 2009, с. 119-120.
- 92.А. В. Климова, А. Н. Королев, В.М. Красник, Л.В. Манченко, В. А. Пчелин Сравнение нелинейных моделей для транзисторов с субмикронным затвором. Радиотехника, № 3, 2006, с. 72-77.
- 93.А.А. Баров, Ю.Н. Бидненко, А.В. Кондратенко Восстановление нелинейной модели GaAs pHEMT CBЧ-транзистора // Доклады ТУСУРа, № 2, ч. 1, декабрь, 2010, с. 137-139.
- 94.T.T.-L. Nguyen and S.-D. Kim A gate-width scalable method of parasitic parameter determination for distributed HEMT small-signal equivalent circuit // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 61, № 10, October, 2013, p. 3632-3638.
- 95.J. Gao, C.L. Law, H. Wang, and S. Adita An approach to linear scalable DH-PHEMT model // Int. J. Infrared Millim. Waves, v. 23, № 12, Dec., 2002, p. 1787–1801.
- 96.G. Crupi, D.M.M. P. Schreurs, A. Raffo, A. Caddemi, and G. Vannini A new millimeter-wave small-signal modeling approach for pHEMTs accounting for the output conductance time delay // IEEE Trans. Microw.Theory Techn., v. 56, № 4, Apr., 2008, p. 741-746.
- 97.F. Diamant and M. Laviron Measurement of extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions // in Proc. 12th European Microwave Conf., 1982, p. 451–456.

- 98.W. Curtice and R. Caamisa Self-cosistent GaAsFET models for amplifier design and device diagnostic // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v. 32, № 12, July, 1984, p. 1573–1578.
- 99. G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v. 36, № 7, July 1988, p. 1151–1159.
- E. Chigaeva and W. Walthes Determination of small-signal parameters of GaN-based HEMTs // in Proc. IEEE/Cornell High Performance Devices Conf., 2000, p. 115–122.
- 101. A. Zárate de Landa, J.E. Zúñiga-Juárez, J.R. Loo-Yau, J.A. Reynoso-Hernández, M.C. Maya-Sánchez, and J.L. Valle-Padilla Advances in linear modeling of microwave transistors // IEEE Microwave magazine, April 2009, p. 100-111.
- 102. А.А. Кальфа, А.С. Тагер Горячие электроны в гетероструктурах с селективным легированием // ФТП, т. 21., в. 8, 1987, с. 1353-1363.
- 103. В.А. Пчелин СВЧ усилители мощности на сосредоточенных элементах // Электронная техника, Сер.1, СВЧ - техника, В. 1, 2000, с. 5-9.
- 104. А.А. Капралова (Маковецкая), В.М. Лукашин, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский Уменьшение погрешности контактирования при измерении параметров мощных полевых транзисторов // Радиотехника, № 6, 2011, с. 72-77.
- 105. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, В.А. Пчелин Уменьшение погрешности контактирования при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов // Материалы - 19 Крымской конференции "СВЧ-техника Международной И телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2009, с. 121-122.
- И.П. Кочагин, 106. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, Э.В. Погорелова, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Тестовая плата для коррекции нелинейных построения моделей мощных И полевых

транзисторов // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(520), 2014, с. 39-44.

- 107. А.А. Капралова (Маковецкая), И.П. Корчагин, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Коррекция нелинейных моделей мощных полевых транзисторов по их измерениям в тестовой плате // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 261-262.
- 108. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, Т.И. Потапова, В.А. Пчелин, И.П. Чепурных Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 139-140.
- 109. В.А. Иовдальский, Л.В. Манченко, В.Г. Моргунов, С.В. Герасименко Эффективность применения плоских внутрисхемных соединений в ГИС СВЧ диапазона // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 2(509), 2011, с. 41-47.
- 110. А.А. Капралова (Маковецкая) Влияние промахов в задании длин проволочек разварки транзисторов на характеристики гибридных СВЧ усилителей мощности // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 3(514), 2012, с. 13-22.
- 111. А. Н. Королев, А.В. Климова, В.А. Красник, Л.В. Ляпин, В.М. Малыщик, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Мощные корпусированные внутрисогласованные транзисторы S-, C-, X- и Кu- диапазонов длин волн..// Радиотехника, № 3, 2007, с. 53-56.
- 112. А.А. Капралова, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Внутрисогласованный транзистор Х-диапазона с выходной мощностью 14 Вт // Материалы 20 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2010, с.129-130.
- http://html.alldatasheet.com/html-pdf/548499/TOSHIBA/TGI0910-50/600/2/TGI0910-50.html

- 114. http://www.datasheetcatalog.com/triquintsemiconductor
- 115. http://www.macom.com/products/amplifiers/power-amplifiers
- 116. http://html.alldatasheet.com/html-pdf/117051/FUJITSU/FLC257MH-8/297/1/FLC257MH-8.html
- 117. П.Н. Астахов, С.В. Гармаш, А.А. Кищинский, Б.В. Крылов, Е.А. Свистов Принципы конструирования и параметры широкополосных транзисторных СВЧ усилителей мощности, разрабатываемых в ФГУП «ЦНИРТИ» // Электронная техника, Сер.1, СВЧ–техника, в. 2, 2003, с. 83-88.
- 118. А.А. Маковецкая, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, Т.И. Потапова, И.П. Чепурных, В.А. Пчелин, В.И. Новоселец, С.В. Левашов, И.П. Корчагин, В.Б. Трегубов, Р.А. Силин, В.Н. Уласюк, К.Г. Симонов Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для мощных гибридных транзисторных усилителей // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(528), 2016, с. 75-85.
- 119. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, Т.И. Потапова, В.А Пчелин, И.П. Чепурных Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 139-140.
- 120. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, И.П. Чепурных Уточнение двумерных моделей пассивных элементов ГИС СВЧ по результатам их трехмерного моделирования // Сборник трудов всероссийской конференции "Микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, т. 2, 2012, с. 301-303.
- 121. В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов, И.П. Корчагин, А.Г. Далингер, Л.В. Манченко, В.А. Красник, В.М. Малыщик Гибридно-интегральные малогабаритные усилители мощности // Электронная техника, Сер.1, СВЧтехника, в. 4(527), 2015, с. 57 – 62.
- А.В. Галдецкий, А.В. Климова, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский,
 В.А. Пчелин, Р.А. Силин, И.П. Чепурных Особенности проектирования

согласующих цепей мощных полевых транзисторов на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью // Электронная техника, Сер.1, СВЧтехника, в. 2, 2006, с. 26-28.

- 123. Д.В. Бабинцев, А.Н. Королёв, В.А. Красник, А.В. Климова, В.Г. Лапин, В.М. Малыщик, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов, В.Ю. Язан Мощный твердотельный импульсный усилитель двухсантиметрового диапазона // Радиотехника, № 3, 2007, с. 41-42.
- 124. В.Б. Трегубов, В.А. Пчелин, Л.В. Манченко Оптимизация структурной схемы усилителя мощности Х-диапазона // Материалы 21 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь: Вебер, 2010, с. 137-138.
- 125. Л.В. Ляпин, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Внутрисогласованный транзистор Х-диапазона с повышенным коэффициентом усиления и КПД // Материалы 18 Международной конференции "СВЧ-техника Крымской телекоммуникационные И технологии", Севастополь: Вебер, 2008, с. 69-70.
- 126. TriQuint Semiconductor, Advance Product Information, Septembe19, 2005Web: www.triquint.com.
- 127. А.А. Капралова (Маковецкая), В.Б. Трегубов Мощный внутрисогласованный транзистор Х-диапазона для передающего канала АФАР // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 3(510), 2011, с. 14-22.
- 128. А.А. Капралова (Маковецкая), В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Внутрисогласованный транзистор Х-диапазона с выходной мощностью 14 Вт // Материалы 20 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2010, с. 129-130.
- 129. В.А. Пчелин, И.П. Корчагин, В.М. Малыщик, А.В. Галдецкий, Л.В. Манченко, А.А. Капралова (Маковецкая) Двухкаскадный усилитель Х-диапазона с выходной мощностью 17 Вт на элементарной базе ФГУП «НПП «Исток» // Материалы 21 Международной Крымской конференции

"СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 135-136.

- 130. В.А. Пчелин, А.А. Лисицын, В.Б. Трегубов, И.П. Корчагин, Л.В. Манченко, А.А. Маковецкая, С.С. Семенюк Малогабаритные усилители с выходной мощностью не менее 0,5 и 6 Вт для АФАР Кидиапазона // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(534), 2017, с. 22-27.
- 131. В.А. Пчелин, А.А. Лисицын, В.Б. Трегубов, А.А. Маковецкая Применение керамики с высокой диэлектрической проницаемостью в усилителях мощности Ки-диапазона // Материалы 27 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2017, с. 118-126.
- 132. Ф. Сечи, М. Буджатти Мощные твердотельные СВЧ-усилители // под редакцией д.т.н. А. А. Борисова, Москва: Техносфера, 2016, с. 218-224.
- 133. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Мощный внутрисогласованный транзистор Х-диапазона на основе транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2017, с. 192-195.
- 134. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Мощный усилительный каскад Х-диапазона с удельной выходной мощностью более 1 Вт/мм на основе DA-DpHEMT" // Материалы XIX координационного научно-технического семинара по СВЧ технике, Нижний Новгород, 2017, с. 71-73.
- 135. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов GaAs BCT Х-диапазона с удельной выходной мощностью более 1 Вт/мм // Материалы

27 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2017, с. 71-77.

- 136. А.А. Маковецкая, Д.В. Калита, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Усилительный каскад Х-диапазона частот с выходной мощностью более 6 Вт на гетероструктурных полевых транзисторах с донорно-акцепторным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧтехника, в. 1(538), 2018, с. 25-31.
- 137. D. Fanning, L. Witkowski, J. Stidham, H.-Q. Tserng, M. Muir and P. Saunier Dielectrically defined optical T-gate for high power GaAs pHEMTs // GaAs MANTECH Conference.
- В.Г. Лапин, 138. С.И. Новиков, А.Б. Пашковский, Я.Б. Мартынов, В.М. Лукашин, А.А. Маковецкая Особенности заполнения размерноквантованных подзон В обращённых гетероструктурах с донорноакцепторным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(536), 2018, c. 6-20.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

СВЧ – сверхвысокочастотная.

УМ – усилитель мощности.

ВАХ – вольтамперная характеристика.

КПД – коэффициент полезного действия.

pHEMT – (pseudomorphic high electron mobility transistor) – СВЧ транзисторы на основе псевдоморфных AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктур.

DpHEMT – pHEMT транзистор с двухсторонним наполнением канала
 электронами за счет легирования донорами широкозонных слоев,
 сформированных выше и ниже слоя канала.

DA-DpHEMT – DpHEMT транзистор с локализующими потенциальными барьерами, сформированными зарядами доноров и акцепторов в AlGaAs-слоях, сформированных выше и ниже слоя канала, и имеющими p-i-n профиль легирования.

ВСТ – внутрисогласованный транзистор.

АФАР – активная фазированная антенная решетка.

ћω – энергия оптического фонона.

 f_t – максимальная частота усиления по току.

L_g – длина основания затвора, индуктивность затвора, индуктивность соединительных проволок припаянных к затвору транзистора.

*L*_d – индуктивность стока, индуктивность соединительных проволок припаянных к стоку транзистора.

2D, 3D – двумерный, трехмерный.

*v*_D – средняя дрейфовая скорость электронов под затвором.

µ, n – подвижность и концентрация электронов.

*n*_s – поверхностная плотность электронов.

ε – диэлектрическая проницаемость, энергия электронов.

КЯ – квантовая яма.

Е_с – значение энергии дна зоны проводимости.

E_v – значение энергии потолка валентной зоны.

ИФП СО РАН – Институт физики полупроводников Сибирского отделения Российской академии наук.

СПб АУ НОЦНТ РАН – Санкт-Петербургский академический университет научно-образовательный центр нанотехнологий Российской академии наук (Академический университет).

Р_{входа}, Р_{іп} – СВЧ мощность, подаваемая на входной контакт прибора.

Р_{выхода}, Р_{оиt} – СВЧ мощность, снимаемая с выходной контакта прибора.

К_Р-коэффициент усиления по мощности.

 $I_{cтока}, I_{ds}$ – ток стока.

U_{стока,} U_d – напряжение на стоке транзистора.

U_g – напряжение на затворе транзистора.

F_{min} – минимальны коэффициент шума.

К_{v,} -коэффициент усиления по току.

W_g – ширина затвора.

q – заряд электрона.

v – скорость электронов.

m*- эффективная масса электронов.

Е- напряженность электрического поля.

τ_р – гидродинамическое время релаксации импульса электронов.

τ_ε – гидродинамическое время релаксации энергии электронов.

 $v_{s}(\varepsilon), E_{s}(\varepsilon)$ – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие некоторой кинетической энергии электронов ε (в гидродинамической модели).

т – время перехода между слоями.

 $\mu(\varepsilon)$ – подвижность электронов, зависящая от их энергии.

G_{max} – максимально возможный коэффициент усиления при двухстороннем согласовании транзистора.

К – коэффициент устойчивости транзистора.

с – кинетическая энергия, переносимая электроном при переходе через
 потенциальный барьер гетероперехода (в гидродинамической модели).

kT – тепловая энергия.

Е_F – энергия Ферми.

 $\varphi_{\rm b}$ – высота барьера Шоттки.

 $U_{\rm g}$ – напряжение на затворе.

 $\varphi(x)$ – распределение потенциала по продольной координате в канале транзистора (от истока к стоку).

 $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_g}$ – крутизна транзистора.

*E*_s – напряженность электрического поля, при которой статическая дрейфовая скорость электронов имеет максимальное значение.

 $Q_{\rm s}$ – плотность источников тепла (плотность мощности тепловыделения).

n_{s1,2} – поверхностные плотности электронов в узкозонном и в широкозонном слоях гетероперехода.

*L*_{1,2} – эффективная толщина узкозонного и широкозонного слоев гетероперехода с учетом теплового разогрева.

Керамика БСТ – полупроводниковая подложка, изготовленная из сочетания материалов: бериллия, самария и стронция.

ВУМЗ, трехваттный – усилитель, имеющий выходную мощность не менее 3 Вт.

ВУМ10, десятиваттный усилитель – усилитель, имеющий выходную мощность не менее 10 Вт.

ВУМ15, пятнадцативаттный – усилитель, имеющий выходную мощность не менее 15 Вт.

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.

A–A–A–A – вариант заполнения зазоров между платами двухкаскадного гибридного усилителя мощности обозначающий, что во всех зазорах находится воздух (Air).

A–A–A–M – вариант заполнения зазоров между платами двухкаскадного гибридного усилителя мощности обозначающий, что в трех зазорах воздух, а в последнем припой (Metal).

СПП – приёмопередающий субмодуль.

TGF2021-04 – мощный полевой GaAs транзистор, производимый фирмой TriQuint.

КСВн – коэффициент стоячей волны по напряжению.

МИС – монолитная интегральная схема.

ПУМ – предварительный усилитель мощности.

ВУМ – выходной усилитель мощности.

ЭЧЭ-С – токопроводящий клей.

Курс ТГ-5, 3П612 А-5 – транзисторы средней мощности, производимые АО «НПП «Исток» им. Шокина».

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации по теме диссертации в журналах, индексируемых в международных базах данных

- А1. А.А. Борисов, К.С. Журавлев, С.С. Зырин, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин,
 А.А. Маковецкая, В.И. Новоселец, А.Б. Пашковский, А.И. Торопов,
 Н.Д. Урсуляк, С.В. Щербаков Исследование средней дрейфовой скорости
 электронов в рНЕМТ транзисторах // Письма в Журнал Технической Физики,
 том 42, вып. 16, 2016, с. 41 47.
- А2. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, А.А. Капралова (Маковецкая) Управление положением оптимальной рабочей точки мощного гетероструктурного полевого транзистора путем формирования подзатворного потенциального барьера на основе донорно-акцепторной структуры // Письма в Журнал Технической Физики, том 41, вып. 3, 2015, с. 81 - 87.
- АЗ. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, Е.И. Голант, А.А. Капралова (Маковецкая) Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Физика и Техника Полупроводников, том 48, вып. 5, 2014, с. 684 692.

Публикации по теме диссертации в журналах из перечня ВАК

- А4. А.А. Маковецкая Особенности рассеяния тепла в полевых транзисторах на гетеростурктурах с донорно-акцепторным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып.1 (532), 2017, с. 59- 65.
- А5. А.А. Капралова (Маковецкая) Влияние промахов в задании длин проволочек разварки транзисторов на характеристики гибридных СВЧ

усилителей мощности // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 3(514), 2012, с. 13-22.

- Аб. А.А. Маковецкая, Д.В. Калита, В.А. Пчелин, В.Г.Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, С.И. Новиков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Усилительный каскад Х-диапазона частот с выходной мощностью более 6 Вт на гетероструктурных полевых транзисторах с донорно-акцепторным легированием» // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып.1(536), 2018, с. 25-31.
- А7. С.И. Новиков, А.Б. Пашковский, Я.Б. Мартынов, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.А. Маковецкая Особенности заполнения размернообращённых квантованных подзон гетероструктурах донорно-В С акцепторным легированием // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, в. 1(536), 2018, с. 6-20.
- А8. В.А. Пчелин, А.А. Лисицын, В.Б. Трегубов, И.П. Корчагин, Л.В. Манченко, А.А. Маковецкая, С.С. Семенюк Малогабаритные усилители с выходной мощностью не менее 0,5 и 6 Вт для АФАР Ки-диапазона // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып.1(534), 2017, с. 22-27.
- А9. А.А. Маковецкая, Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский, Т.И. Потапова, И.П. Чепурных, В.А. Пчелин, В.И. Новоселец, С.В. Левашов, И.П. Корчагин, В.Б. Трегубов, Р.А. Силин, В.Н. Уласюк, К.Г. Симонов Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для мощных гибридных транзисторных усилителей // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып.1 (528), 2016, с. 75- 85.
- А10. А.А. Борисов, С.С. Зырин, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.А. Маковецкая,
 В.И. Новоселец, А.Б. Пашковский, Н.Д. Урсуляк, С.В. Щербаков,
 К.С. Журавлев, А.И. Торопов Анализ малосигнальных СВЧ-характеристик
 DA-pHEMT // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 1(528), 2016,
 с. 65- 69.
- А11. А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, Я.Б. Мартынов, В.Г. Лапин,А.А. Капралова (Маковецкая), И.А. Анисимов Нелокальный дрейф

электронов в полевых транзисторах на основе нитрида галлия // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 4(523), 2014, с. 5- 16.

- А12. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, (Маковецкая), К.С. Журавлев, А.И. Торопов А.А. Капралова Мошные гетероструктурные полевые транзисторы с донорно-акцепторным легированием, эффективно работающие при нулевом смещении на затворе // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 3(522), 2014, с. 5-14.
- А13. А.А. Капралова (Маковецкая), И.П. Кочагин, Л.В. Манченко,
 Э.В. Погорелова, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Тестовая плата для построения и коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов //
 Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 1(520), 2014, с. 39- 44.
- А14. А.А. Капралова (Маковецкая), В.Б. Трегубов Мощный внутрисогласованный транзистор Х-диапазона для передающего канала АФАР
 // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника, вып. 3(510), 2011, с. 14-22.
- А15. А.А. Капралова (Маковецкая), В.М. Лукашин, Л.В. Манченко,
 А.Б. Пашковский, В.А. Пчелин Уменьшение погрешности контактирования при измерении параметров мощных полевых транзисторов // Радиотехника, № 4, 2011, с. 67-71.

Другие публикации по теме диссертации

- А16. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, В.А. Пчелин Уменьшение погрешности контактирования при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов // Материалы 19 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2009, с. 121-122.
- А17. А.А. Капралова, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Внутрисогласованный транзистор Х-диапазона с выходной мощностью 14 Вт // Материалы 20 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2010, с. 129-130.

- А18. В.А. Пчелин, И.П. Корчагин, В.М. Малыщик, А.В. Галдецкий, Л.В. Манченко, А.А. Капралова (Маковецкая) Двухкаскадный усилитель Хдиапазона с выходной мощностью 17 Вт на элементарной базе ФГУП «НПП «Исток» // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧтехника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 135-136.
- А19. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, А.Б. Пашковский,
 Т.И. Потапова, В.А. Пчелин, И.П. Чепурных Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 139-140.
- А20. А.А. Капралова (Маковецкая), И.П. Корчагин, Л.В. Манченко,
 А.Б. Пашковский, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов Коррекция нелинейных моделей мощных полевых транзисторов по их измерениям в тестовой плате // Материалы 21 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2011, с. 261-262.
- А21. А.А. Капралова (Маковецкая), А.Б. Пашковский Поперечный пространственный перенос электронов и особенности рассеяния тепла в гетероструктурных полевых транзисторах // Сборник трудов всероссийской конференции "Микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, том 1, 2012, с. 54-58.
- А22. А.А. Капралова (Маковецкая), Л.В. Манченко, И.П. Чепурных Уточнение двумерных моделей пассивных элементов ГИС СВЧ по результатам их трехмерного моделирования // Сборник трудов всероссийской конференции "Микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, том 2, 2012, с. 301-303.
- А23. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.А. Капралова (Маковецкая) Поперечный пространственный особенности перенос электронов И локализации домена сильного поля гетероструктурных В полевых транзисторах // Материалы 22 Международной Крымской конференции "СВЧ-

техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2012, с. 153-154.

- А24. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин,
 Е.И. Голант, А.А. Капралова (Маковецкая) Особенности электронного
 транспорта в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорноакцепторным легированием // Материалы 23 Международной Крымской
 конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии",
 Севастополь: Вебер, 2013, с. 122-124.
- А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, А25. В.М. Лукашин, А.А. Капралова (Маковецкая), К.И. Петров, Е.И. Голант, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Перспективы использования наноструктур с донорно-акцепторным легированием в производстве мощных полевых транзисторах // Тезисы докладов 10 Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии – производству 2014», г. Фрязино Московской обл., 2014, c. 52-53.
- А.Б. Пашковский, А26. В.М. Лукашин, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая), К.И. Петров, Е.И. Голант, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Особенности физических процессов В полевых транзисторах на наноструктурах с комбинированным типом легирования // Тезисы докладов 10 Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии производству 2014», г. Фрязино Московской обл., 2014, с. 54-55.
- А27. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая) Мощные гетероструктурные полевые транзисторы, работающие при нулевом смещении на затворе // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2014, с. 111-113.
- А28. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.А. Капралова (Маковецкая),
 И.А. Анисимов Особенности нелокального разогрева электронов в полевых
 транзисторах на основе нитрида галлия // Сборник трудов всероссийской

конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2014, с. 207-211.

- А29. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин,
 А.А. Капралова (Маковецкая) Мощные гетероструктурные полевые транзисторы, работающие при нулевом смещении на затворе // Материалы 24 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2014, с. 79-80.
- АЗО. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, А.А. Капралова (Маковецкая) Полевые транзисторы на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2015, с. 19-23.
- А31. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, А.А. Капралова (Маковецкая), В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, К.И. Петров, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Исследование малосигнальных СВЧ характеристик полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2015, с. 99-101.
- АЗ2. В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова (Маковецкая) Малосигнальные СВЧ характеристики DA-НЕМТ // Материалы 25 Международной Крымской конференции "СВЧтехника и телекоммуникационные технологии", Севастополь: Вебер, 2015, с. 95-96.
- АЗЗ. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Мощный внутрисогласованный транзистор Х-диапазона на основе транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием // Сборник трудов всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, СПбГЭТУ, 2017, с. 192 – 195.

АЗ4. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов Мощный усилительный каскад Х-диапазона с удельной выходной мощностью более 1 Вт/мм на основе DA-DpHEMT // Материалы XIX координационного научнотехнического семинара по СВЧ технике, Нижний Новгород, 2017, с. 71-73.

А35. А.А. Маковецкая, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, А.Б. Пашковский,
В.М. Лукашин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов GaAs BCT Хдиапазона с удельной выходной мощностью более 1 Вт/мм // Материалы 27 Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь: Вебер, 2017, с. 71-77.

Личный вклад автора в получении научных результатов

Две статьи [A4, A5] в журналах, входящих в перечень ВАК, опубликованы без соавторов.

Личный вклад соискателя в опубликованных в соавторстве работах состоит:

1. В проведении теоретических исследований физических процессов в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием (DA-DpHEMT), в транзисторах на традиционных GaAs гетероструктурах (DpHEMT) и в транзисторах на GaN гетероструктурах [A1-A3, A10-A12, A21, A23-A32].

2. В проведении экспериментальных исследований характеристик DA-DpHEMT и DpHEMT [A1-A3, A6, A8, A10, A12-A18, A20, A24-A27, A29-A35].

3. В разработке малосигнальных моделей DA-DpHEMT и DpHEMT [A1, A6, A10, A30-A35].

4. В проектировании на основе разработанной малосигнальной модели DA-DpHEMT УМ Х-диапазона частот [A6, A33-A35].

5. В выдвижении идеи согласующей микрополосковой схемы с регулируемым импедансом, проектировании ее топологии, разработке на ее основе методики оперативного определения параметров нелинейных моделей дискретных полевых транзисторов и способа исключения погрешности контактирования из экспериментальных данных [А13-А17, А20].

6. В разработке ряда нелинейных моделей DpHEMT с различной общей шириной затвора и топологией для проектирования УМ Х- и Кu- диапазонов [A8, A14, A17, A18].

7. В проектировании УМ на основе разработанной нелинейной модели транзистора TGF2021-04 [A14, A17].

8. В проведении экспериментальных и теоретических исследований влияния основных факторов, вносящих погрешность в результаты численного анализа гибридных УМ Х- и Кu- диапазонов, использующих связанные микрополосковые линии на керамике БСТ в качестве согласующих элементов [A9, A19, A22].

9. В участии в постановке задачи и выборе модельной структуры [А7].

10. В инициативе постановки задач, обобщении и интерпретации полученных результатов [А1, А6, А10, А11, А13-А17, А19-А21, А23, А28, А31-А35].