

На правах рукописи

ЕВСТИГНЕЕВ Дмитрий Андреевич

**МОЩНЫЕ БИПОЛЯРНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ С
ПОЛОСОЙ РАБОЧИХ ЧАСТОТ, ДОСТИГАЮЩЕЙ
ОКТАВЫ**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических
наук

Автор:



Москва 2014

Работа выполнена в Открытом акционерном обществе «Научно-производственном предприятии «ПУЛЬСАР»

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Аронов Вадим Львович
главный научный сотрудник ОАО «НПП
«Пульсар»

Официальные оппоненты: доктор технических наук
Косов Александр Сергеевич
заведующий лабораторией ИКИ РАН

кандидат технических наук
Ефремов Вячеслав Самсонович
Заместитель Генерального директора ОАО
«НПО «ЛЭМЗ»

Ведущая организация: Открытое акционерное общество
"Государственный рязанский приборный
завод", г. Рязань

Защита состоится 16 февраля 2015 г. в ___ час. ___ мин. на заседании диссертационного совета Д 212.130.02 при НИЯУ МИФИ по адресу: 115409, г. Москва, Каширское шоссе, д. 31, тел. (499) 324-84-98.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке НИЯУ МИФИ и на сайте НИЯУ МИФИ <http://ods/mephi.ru>

Автореферат разослан «_____» _____ 2014 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.130.02

Скоробогатов П.К.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы

До недавнего времени мощные СВЧ транзисторы относили к принципиально узкополосным усилительным приборам. Даже по прошествии нескольких десятков лет после появления мощных биполярных СВЧ транзисторов лучшие зарубежные разработчики и производители приборов такого класса выпускают транзисторы с полосой рабочих частот в лучшем случае порядка 20 % при уровнях выходной импульсной мощности в несколько сотен ватт. Это явилось фактором, ограничивающим системные задачи для различных устройств, включающих мощные передающие тракты.

Определенный прорыв был осуществлен сотрудниками ОАО «НПП «Пульсар». Расчетным путем, а затем экспериментально был реализован мощный транзисторный усилитель в полосе частот, достигающей половины октавы (1.0 – 1.5 ГГц), при выходной импульсной мощности транзисторного каскада более 300 Вт.

В настоящей работе представлено исследование предельных широкополосных возможностей приборов этого класса и показана возможность расширения полосы рабочих частот до октавы без существенного проигрыша по достигнутому уровню мощности.

Поставленная задача представляется актуальной, поскольку широкополосный тракт в современных системах связи и радиолокации может обслуживать несколько функционально отличных подсистем, что существенно улучшает массогабаритные характеристики системы в целом.

Разработка нового семейства широкополосных транзисторов ляжет в основу для создания многофункциональных РЛС с высоким потенциалом, повышенной эффективностью и с большой помехозащищенностью. Однако создание таких систем помимо транзисторов потребует разработки ряда сопутствующих широкополосных устройств (антенн, ферритовых устройств, мостов для сложения мощности и др.).

Полученные практические результаты, а также теоретически предсказанные широкополосные характеристики мощных СВЧ биполярных транзисторов позволяют сделать вывод о том, что кремниевые приборы этого класса сохранят свою эксплуатационную нишу на фоне бурного развития мощных СВЧ приборов на основе GaN.

Цель работы

Целью работы является исследование возможностей реализации предельных широкополосных характеристик мощных биполярных СВЧ транзисторов. Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Разработан транзисторный кристалл с двумерной равномерной структурой, обладающей повышенным отношением периметра эмиттера к площади коллектора, создана модель для описания работы такой структуры и соответствующая программа анализа.

2. Реализована принципиально новая конструкция широкополосного транзистора с индуктивной компенсацией емкости коллектор-эмиттер.

3. Расчетным путем синтезированы широкополосные цепи согласования транзистора с использованием оригинальной программы анализа эксплуатационных параметров.

4. Разработана конструкция мощного широкополосного транзистора с цепями подавления поперечной неустойчивости и с повышенной плотностью компоновки согласующих элементов.

Научная новизна

1. Разработан транзисторный кристалл с двумерной равномерной структурой, обладающей повышенным отношением выходной мощности к емкости коллектора ценой возможной неравномерности распределения тока по периметру активной структуры. Создана модель, описывающая работу предложенной структуры с учетом ее специфических особенностей. Проведена количественная оценка эффективности работы такой структуры с использованием специально разработанной оригинальной программы анализа эксплуатационных параметров усилительного каскада.

2. С помощью модельного анализа и полномасштабного эксперимента показана возможность выравнивания АЧХ транзистора в широкой полосе частот путем введения цепи индуктивной компенсации емкости коллектор-эмиттер транзисторного кристалла, реализуемой внутри корпуса транзистора.

3. Предложена структура транзисторного кристалла с резистивными элементами для подавления поперечной неустойчивости. Разработана оригинальная конструкция транзисторного кристалла такого типа.

4. Разработана конструкция мощного широкополосного транзистора, реализующая совокупность перечисленных новаций в полном объеме.

5. На экспериментально изготовленных транзисторах, частично реализующих конструктивные предложения автора, экспериментально подтверждена возможность получения выходной импульсной мощности 200 Вт в полосе рабочих частот 1,0 – 2,0 ГГц, что не имеет аналогов в отечественной и зарубежной технике.

6. Впервые показана возможность получения высокой выходной импульсной мощности (до 150 Вт) в полосе частот, превышающей октаву, для транзисторного СВЧ усилительного каскада.

Практическая ценность

Под руководством автора разработан ряд транзисторов, работающих в L- и S-диапазонах частот, с выходной импульсной мощностью от 30 до 200 Вт. Эти приборы использованы для построения передающих трактов в серийно выпускаемых ОАО «НПП «Пульсар» изделиях для следующих систем: многофункциональный РЛК 55Ж6МЕ («Небо-М»), система опознавания истребителя СУ-35, ТРЛК «Сопка-2», АРЛК «Утес-А» и других.

Под руководством автора разработан и реализован на практике мощный СВЧ транзистор с выходной импульсной мощностью 200 Вт, работающий в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц.

На основе разработанных транзисторов при участии автора созданы широкополосные усилительные тракты с выходной импульсной мощностью до 1200 Вт в полосе частот 1,0 – 1,5 ГГц, нашедшие применение в ряде ОКР (ОКР «Протокол-Е», ОКР «Попутчик»), а также в ряде планируемых разработок СВЧ модулей.

Положения, выносимые на защиту

1. Мощный биполярный СВЧ транзистор при оптимальном проектировании транзисторного кристалла и согласующих цепей может обеспечивать полосу рабочих частот, превышающую октаву.

2. Применение топологии двумерной транзисторной структуры позволяет получать плотность импульсной мощности не менее 500 Вт/мм² в L-диапазоне и 300 Вт/мм² в S-диапазоне.

3. Индуктивная компенсация положительной обратной связи, обусловленной емкостью коллектор-эмиттер, приводит к расширению полосы

рабочих частот и существенно улучшает равномерность работы транзистора в полосе частот.

4. Применение специализированных многозвенных внутренних цепей согласования транзистора позволяет уменьшить потери и повысить воспроизводимость энергетических параметров в полосе частот.

5. В мощном биполярном СВЧ транзисторе подавление поперечной неустойчивости возможно без ухудшения широкополосных свойств.

Апробация и публикации

По результатам работы получено 3 патента на изобретение и опубликовано 9 печатных работ, из них 3 в рецензируемых изданиях.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, шести основных глав с выводами, заключения и списка литературы из 68 наименований.

Основное содержание работы изложено на 114 страницах, включает 56 рисунков и 13 графиков.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении сформулированы цели диссертационной работы, определены положения, выносимые на защиту и научная новизна результатов работы.

В первой главе оценены перспективы применения мощных биполярных СВЧ транзисторов в современных радиолокационных системах в свете активно развивающегося в последнее время класса НЕМТ-транзисторов на нитриде галлия. По оценке автора биполярные транзисторы будут и дальше активно применяться при разработке новых изделий для систем опознавания, а также для создания новых АФАР радиолокационных систем L-диапазона.

Описаны конструктивно-технологические особенности современных мощных биполярных СВЧ транзисторных кристаллов, касающихся выбора типа транзисторной структуры, геометрии расположения структур на кристалле, а также основных технологических направлений при создании кремниевых биполярных СВЧ транзисторных кристаллов.

Изложены основные проблемы при проектировании биполярных СВЧ транзисторов, касающиеся современных способов уменьшения положительной обратной связи, уменьшения потерь в согласующих цепях и подавления поперечной неустойчивости.

Проведен обзор современных методов моделирования применительно к мощным широкополосным биполярным СВЧ транзисторам, работающим в нелинейном режиме.

Во второй главе описана топология разработанной двумерной элементарной транзисторной ячейки, показанной на рисунке 1.

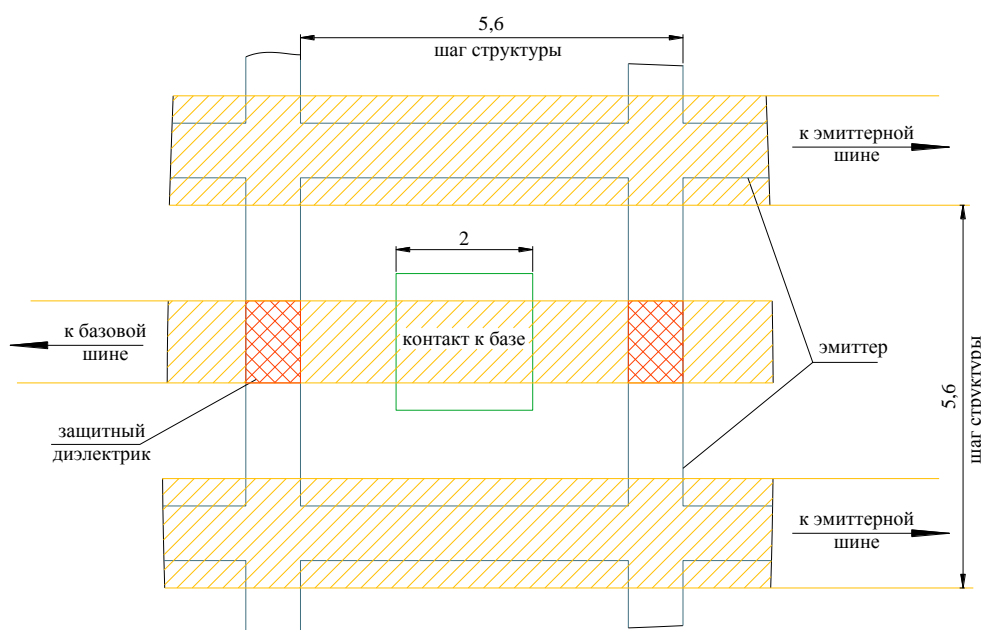


Рисунок 1 – новая двумерная структура транзисторной ячейки

Эмиттер такой структуры представляет собой равномерную сетку с шагом от 5.6 мкм по обоим направлениям, а ширина эмиттера не превышает 1 мкм. Подконтактные p+-области сформированы в центре ячеек эмиттерной сетки в виде квадратов с размером от 2.0 мкм. Контакт металлизации к эмиттеру осуществляется по всей длине одной из сторон эмиттерной сетки. При этом отношение периметра эмиттера к площади коллектора составляет 0.58 мкм^{-1} , что существенно превышает аналогичный показатель современных кристаллов.

Проведена оценка влияния отрицательных моментов предложенной топологии структуры, связанных с неравномерным распределением эмиттерного сопротивления в одной части структуры и пассивного базового сопротивления в угловых участках структуры.

На рисунке 2 показана одна элементарная ячейка и указаны топологические параметры, необходимые для расчета неравномерности работы предложенной структуры.

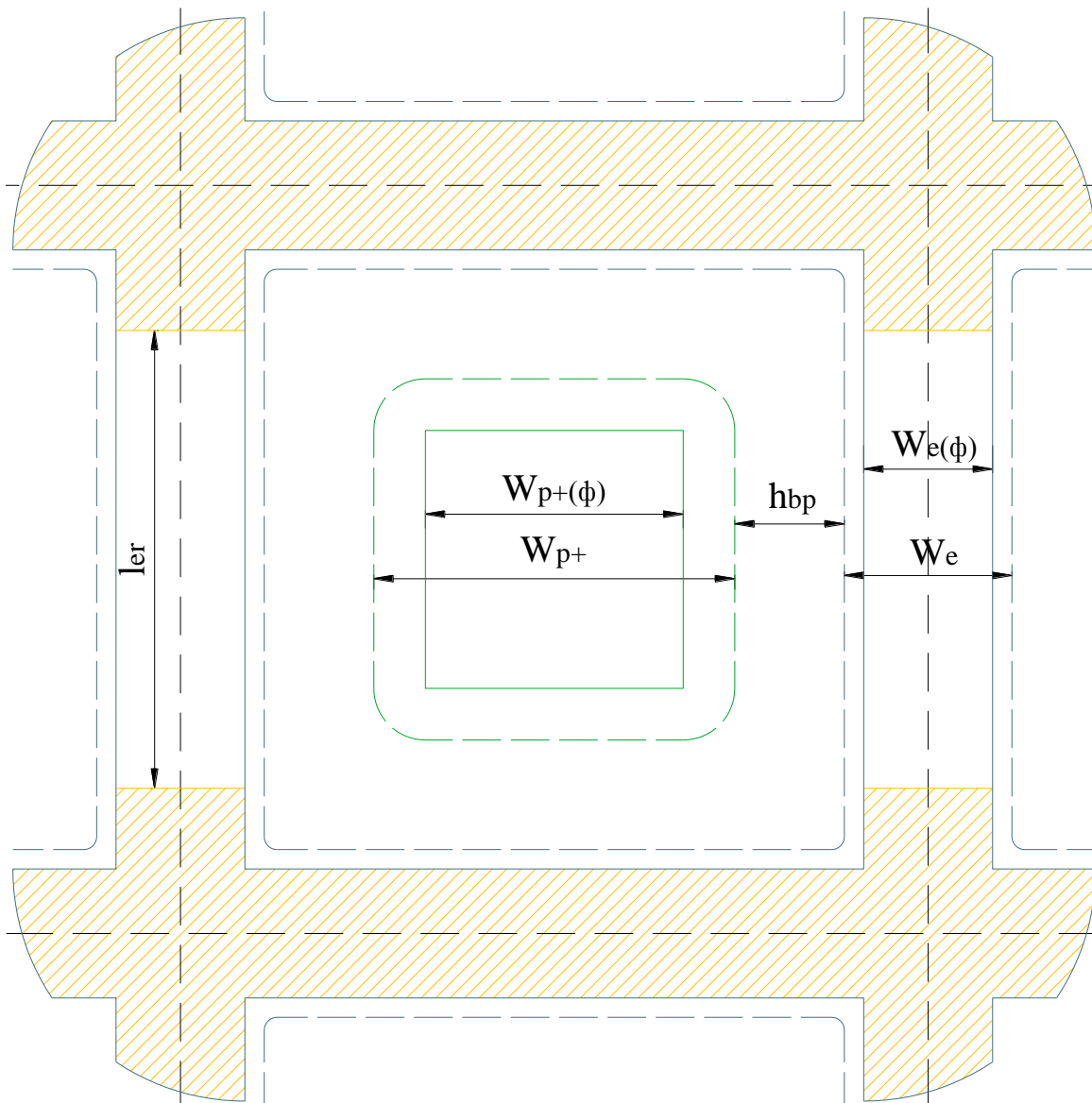


Рисунок 2 – элементарная ячейка двумерной структуры

- ширина окна фотолитографического шаблона для создания эмиттера $W_{e(φ)} = 1,0$ мкм;
- ширина эмиттерной области с учетом боковой диффузии при создании эмиттера $W_e = 1,2$ мкм;
- размер окна фотолитографического шаблона для создания подконтактной p⁺-области $W_{p+(φ)} = 2,0$ мкм;

- размер подконтактной p+-области с учетом боковой диффузии при создании эмиттера $W_{p+} = 2,6$ мкм;
- расстояние между границей эмиттерного перехода и границей подконтактной p+-области $h_{bp} = 0,9$ мкм;
- длина участка эмиттера, не покрытого металлом $l_{er} = 3.8$ мкм;
- значение поверхностного сопротивления пассивной базы $R_{sb} = 1000$ Ом/□;
- значение поверхностного сопротивления эмиттерной области $R_{se} = 60$ Ом/□.

Эмиттерные области предложенной структуры можно разбить на три участка, показанных на рисунке 3.

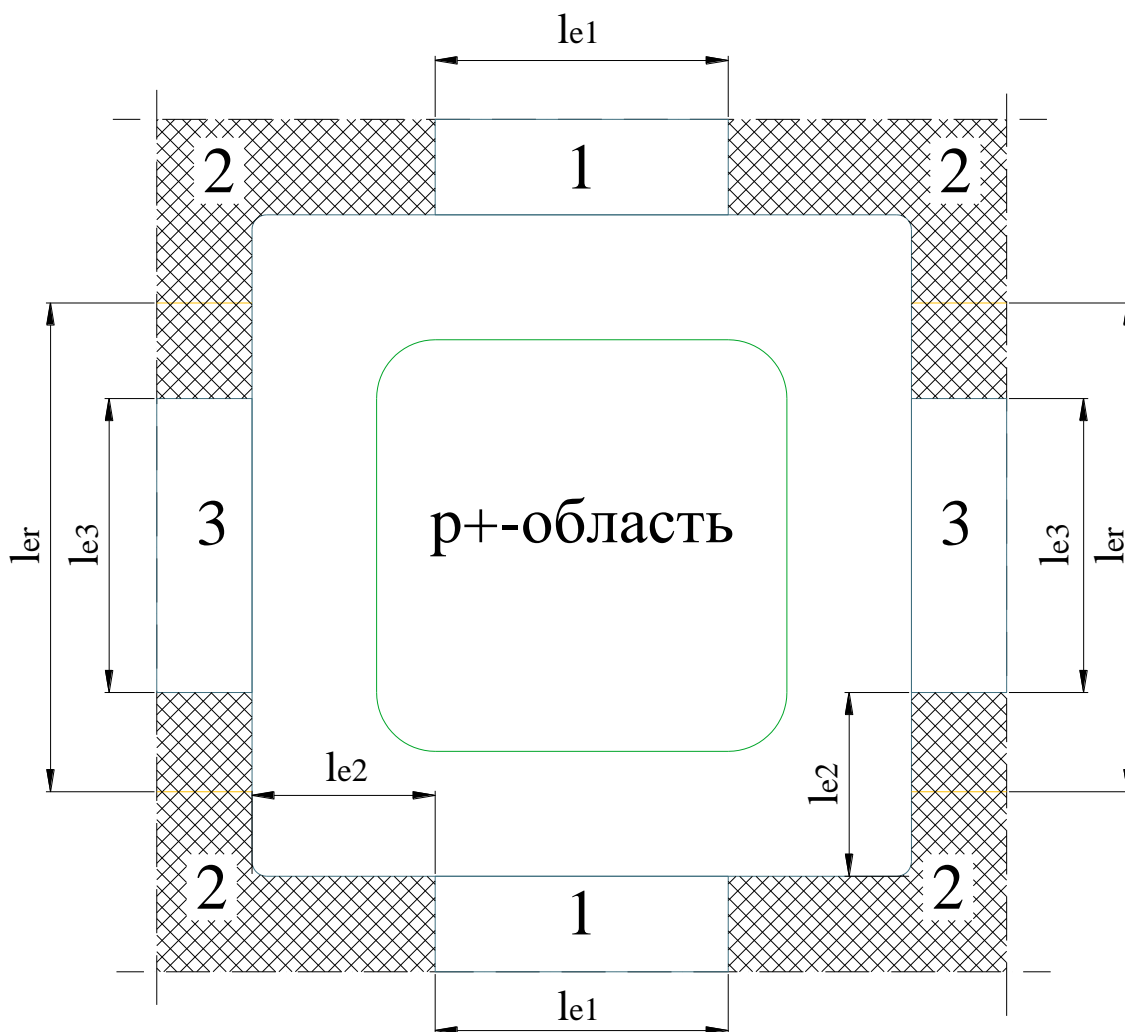


Рисунок 3 – три участка эмиттерной области элементарной ячейки двумерной структуры

Первый участок – две области эмиттера, покрытые металлизацией, расположенные на рисунке 3 непосредственно над и под подконтактной p+-

областью. Этот участок характеризуется отсутствием дополнительного сопротивления в эмиттере и минимальным значением пассивного базового сопротивления. Протяженность эмиттерного перехода ($2 \cdot l_{e1}$) первого участка составляет 4 мкм. Значение пассивного базового сопротивления r_{bp1} составляет:

$$r_{bp1} = h_{bp} / (2 \cdot l_{e1}) \cdot R_{sb} = 225 \text{ Ом.}$$

- расстояние между границей эмиттерной металлизации и границей третьего участка $(l_{er} - l_{e3}) / 2 = 0,9$ мкм.

Второй участок – четыре области эмиттера, практически полностью покрытые металлизацией, расположенные в углах сетки. Данный участок характеризуется отсутствием сопротивления в эмиттере и повышенным значением пассивного базового сопротивления. Протяженность эмиттерного перехода ($8 \cdot l_{e2}$) второго участка составляет 10 мкм. Исходя из геометрии структуры, значение пассивного базового сопротивления r_{bp2} можно приблизительно оценить следующим образом:

$$r_{bp2} = R_{sb} / 2\pi \cdot \ln(r_{bmax} / r_{bmin}) = 221 \text{ Ом,}$$

где $r_{bmin} = (W_{p+} - W_{p+(\phi)}) / 2$ – радиус кривизны $p+$ -области,

$r_{bmax} = h_{bp} + (W_{p+} - W_{p+(\phi)}) / 2$ – радиус эквивалентной дуги, приближенно заменяющей внутренний угол границы участка 2.

Таким образом, значение пассивного базового сопротивления выросло с 900 Ом (на 1 мкм периметра эмиттера) до 2210 Ом для данного участка.

Третий участок – две области эмиттера, непокрытые металлизацией, расположенные на рисунке 3 по бокам от подконтактной $p+$ -области. Этот участок характеризуется наличием дополнительного сопротивления в эмиттере и минимальным значением пассивного базового сопротивления. Протяженность эмиттерного перехода ($2 \cdot l_{e3}$) третьего участка составляет 4 мкм. Значение пассивного базового сопротивления составляет:

$$r_{bp3} = h_{bp} / (2 \cdot l_{e3}) \cdot R_{sb} = r_{bp1} = 225 \text{ Ом.}$$

Дополнительное сопротивление в эмиттере обусловлено, во-первых, протеканием тока по четырем непокрытым металлом областям второго участка (длина этих участков составляет $(l_{er} - l_{e3}) / 2 = 0,9$ мкм), а, во-вторых, протеканием тока вдоль эмиттерных областей третьего участка. Величину дополнительного сопротивления в эмиттере (r_{e3}) можно определить следующим образом:

$$r_{e3} = 0,25 \cdot (R_{se} \cdot (l_{er} - l_{e3}) / 2 / W_e + 1/3 \cdot R_{se} \cdot l_{e3} / 2 / W_e) = 15,5 \text{ Ом.}$$

Для корректного описания работы транзистора с такой структурой создана специальная модель транзистора, учитывающая неравномерность сопротивлений эмиттера и пассивной базы, показанная на рисунке 4.

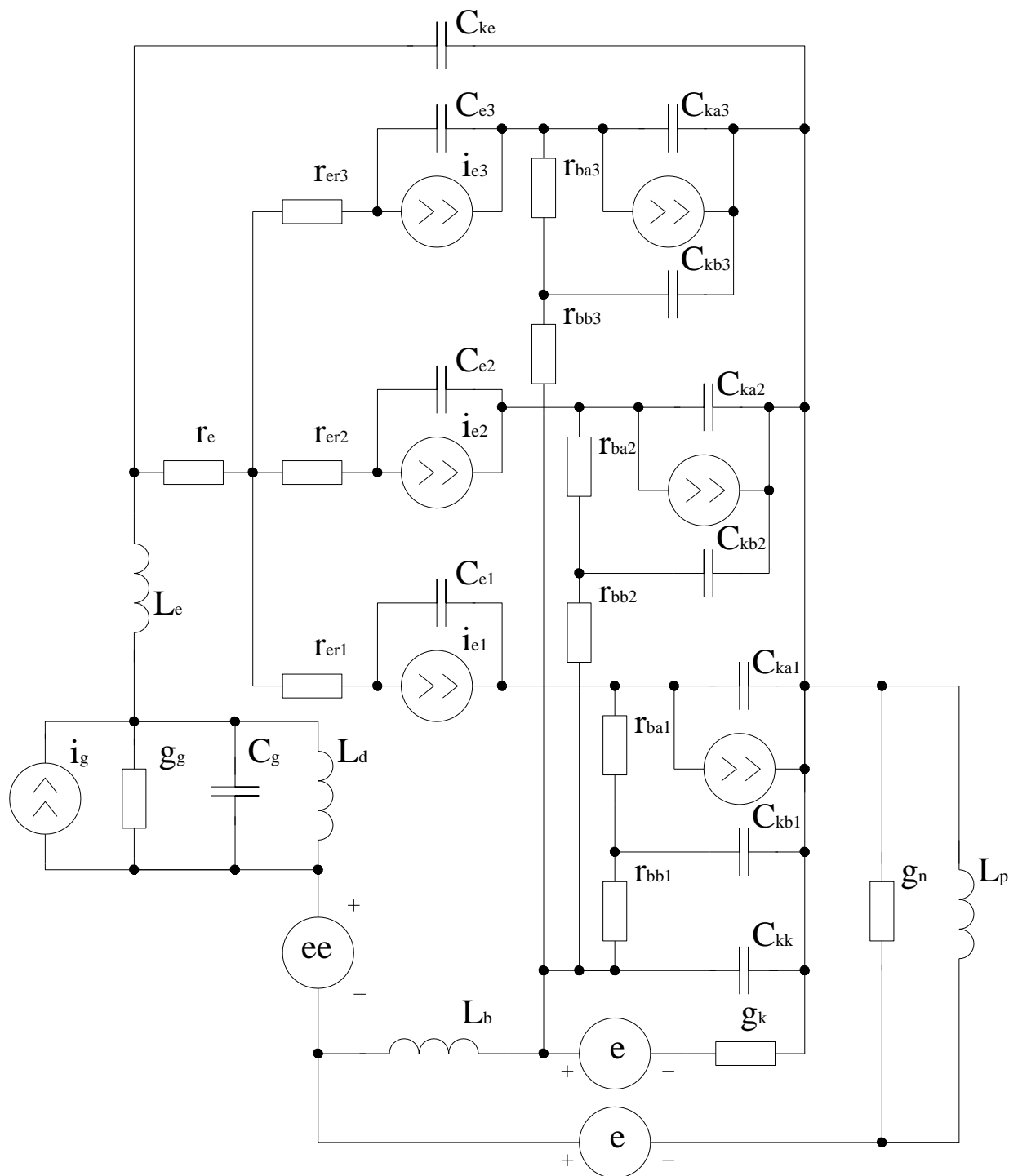


Рисунок 4 – модель транзистора для оценки неоднородности структуры

Новыми параметрами, которые призваны отразить искомые неравномерные топологические эффекты, являются: r_{er1} , r_{er2} , r_{er3} , r_{bb1} , r_{bb2} , r_{bb3} .

Для разработанной топологии транзисторного кристалла:

$$r_{er1} = 0,0001 \text{ Ом}; r_{er2} = 0,0001 \text{ Ом}; r_{er3} = 0,0027 \text{ Ом};$$

$$r_{bb1} = 0,039 \text{ Ом}; r_{bb2} = 0,047 \text{ Ом}; r_{bb3} = 0,039 \text{ Ом}.$$

Для анализа трехзвенной модели написана специальная программа с использованием традиционного подхода (анализ во временной области). Заметное отличие состоит в том, что система дифференциальных уравнений стала гораздо объемней (16 независимых переменных вместо 6). Чтобы обработать такое количество уравнений, они представлены в матричной форме.

Оценка финишного эффекта неравномерности проведена многократно для разных частот в рабочем диапазоне и для разных уровней возбуждения транзистора. Во всех этих условиях деградация выходной мощности оказалась весьма малой (не более 2 %). Тем не менее наибольший эффект наблюдается на верхней рабочей частоте и при пониженном уровне мощности возбуждения.

Именно в этих условиях была сделана попытка выявить наиболее значимые параметры неравномерности. Оказалось, что для достижения 10-ти % спада выходной мощности отдельно неравномерность распределения эмиттерного сопротивления необходимо увеличить на два порядка относительно значения, которое соответствует первичной оценке.

Наиболее значимым оказалось неравномерность распределения пассивного базового сопротивления, которую необходимо увеличить в три раза для достижения 10-ти % спада мощности.

Таким образом, полученные данные с определенным запасом могут служить обоснованием эффективности использования предложенной двумерной топологии транзисторной структуры.

Описана технология изготовления транзисторного кристалла с такой структурой. Цикл изготовления транзисторного кристалла состоит из 11 фотолитографий. Процент выхода годных кристаллов с такой структурой составил 75 – 80 %, что является типовым процентом для современных биполярных кристаллов такого класса.

Описана топология транзисторного кристалла, приведены его основные статические и динамические параметры.

Для оценки энергетических параметров кристалла были изготовлены транзисторы с использованием одного кристалла с такой структурой, оптимизированные для работы в L- и S-диапазонах.

Проведены экспериментальные измерения энергетических параметров разработанного кристалла, подтвердившие целесообразность его применения

для работы как в L-, так и в S-диапазонах частот. В L-диапазоне частот выходная импульсная мощность составляет 85 Вт при КПД более 60 % и коэффициенте усиления не менее 9 дБ, в S-диапазоне частот выходная импульсная мощность составляет 50 Вт при КПД более 45 % и коэффициенте усиления не менее 8 дБ.

Проведено сравнение экспериментальных и расчетных (для созданной модели) данных. Разница результатов не превысила 15 %, что вполне приемлемо, поскольку не все параметры кристалла, заложенные в модель доступны для прямых измерений.

В третьей главе описана принципиально новая конструкция транзистора, включающая индуктивную компенсацию емкости коллектор-эмиттер транзисторных кристаллов, которая является источником положительной обратной связи.

Поскольку компенсация индуктивная, то ее степень зависит от частоты. На нижней частоте компенсация максимальна, а по мере увеличения частоты и соответственно увеличения индуктивного сопротивления, компенсация уменьшается. При этом становится возможным полностью исключить положительную обратную связь, обусловленную емкостью коллектор-эмиттер, на нижней рабочей частоте, а на верхней частоте лишь немного ее уменьшить. Стоит отметить, что чем шире рабочая полоса, тем больше разница в степени компенсации обратной связи на крайних частотах

Схема компенсации емкости коллектор-эмиттер, реализованная на практике, показана на рисунке 5, где $C_{ке}$ – емкость коллектор-эмиттер, $L_{ке}$ – индуктивная компенсация емкости коллектор-эмиттер, $C_{блок}$ – разделительный конденсатор, необходимый для разделения по постоянному току коллектора и эмиттера, $L_{согл}$ и $C_{согл}$ – индуктивность и емкость первого входного звена согласования транзистора, $L_б$ – индуктивность базы.

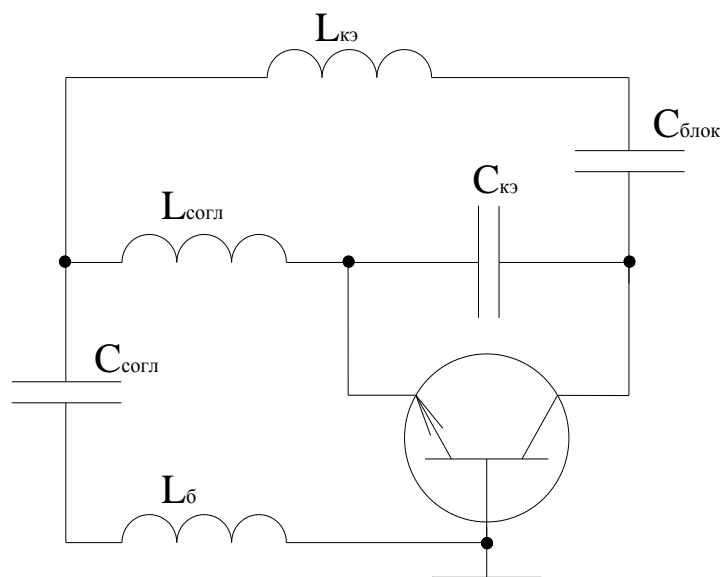


Рисунок 5 – схема введения индуктивной компенсации емкости коллектор-эмиттер через первое входное звено согласования транзистора

Конструкция транзистора по такой схеме показана на рисунке 6

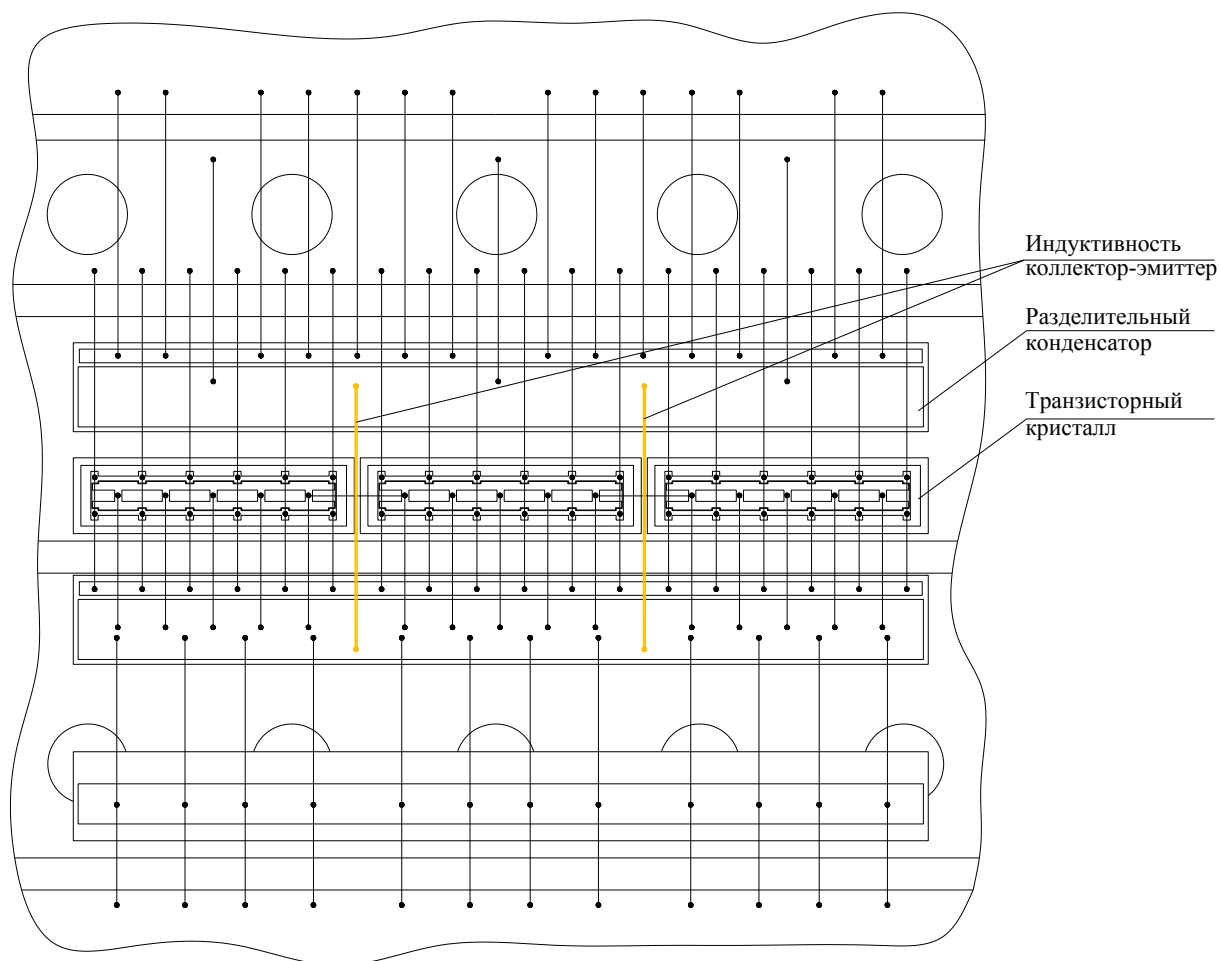


Рисунок 6 – конструктивная реализация схемы введения индуктивной компенсации через первое входное звено согласования транзистора

Рассмотрено влияние индуктивности коллектор-эмиттер на энергетические параметры транзистора в диапазоне частот 1.0 – 2.0 ГГц. Для этого была создана модель транзистора с дополнительной индуктивностью в цепи коллектор-эмиттер, показанная на рисунке 7, и были проведены расчеты параметров транзистора при значениях индуктивности варьируемых от 1 до 2 нГн. Результаты моделирования представлены на графиках 1 - 3.

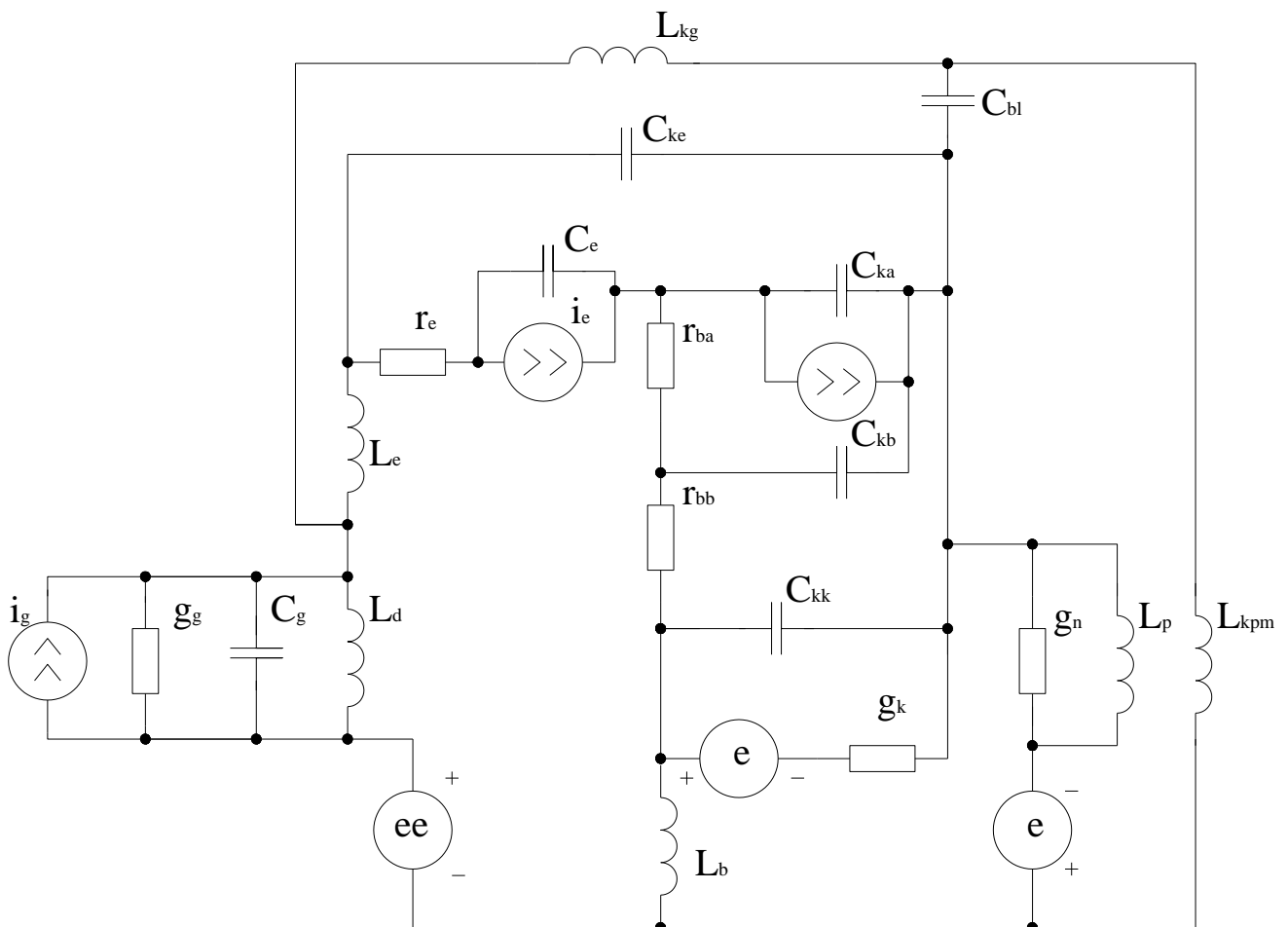


Рисунок 7 – модель транзистора с дополнительной индуктивностью в цепи коллектор-эмиттер

Р_{вых, и}, Вт

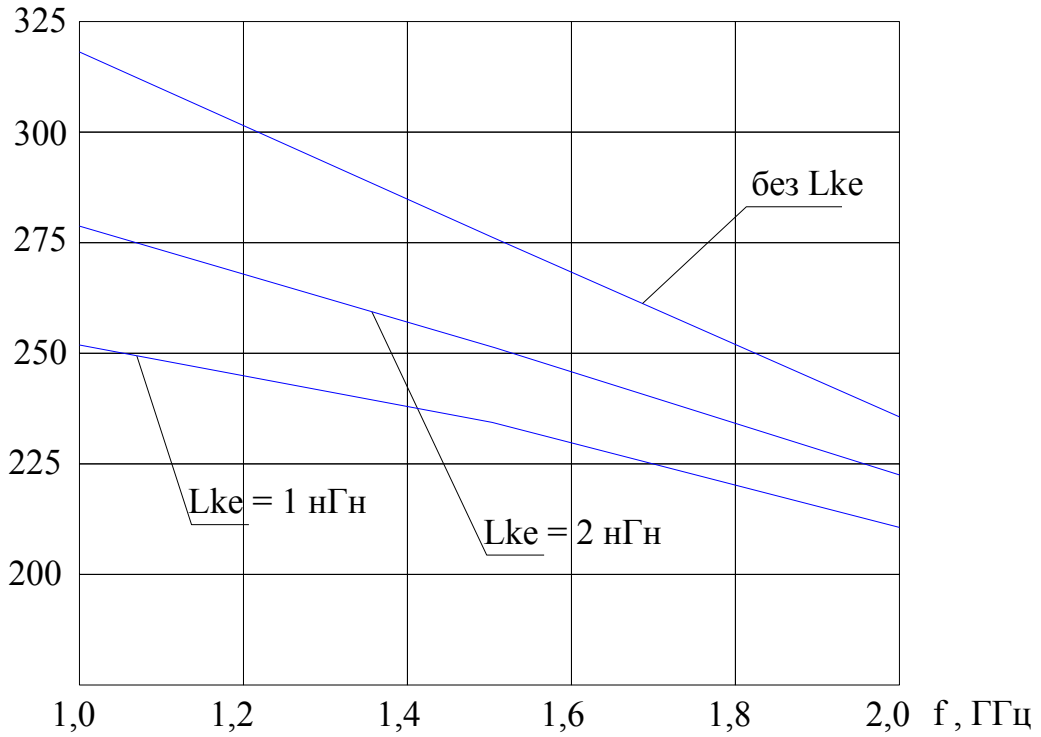


График 1 – зависимость выходной мощности от частоты при различных значениях индуктивности коллектор-эмиттер

КПД, %

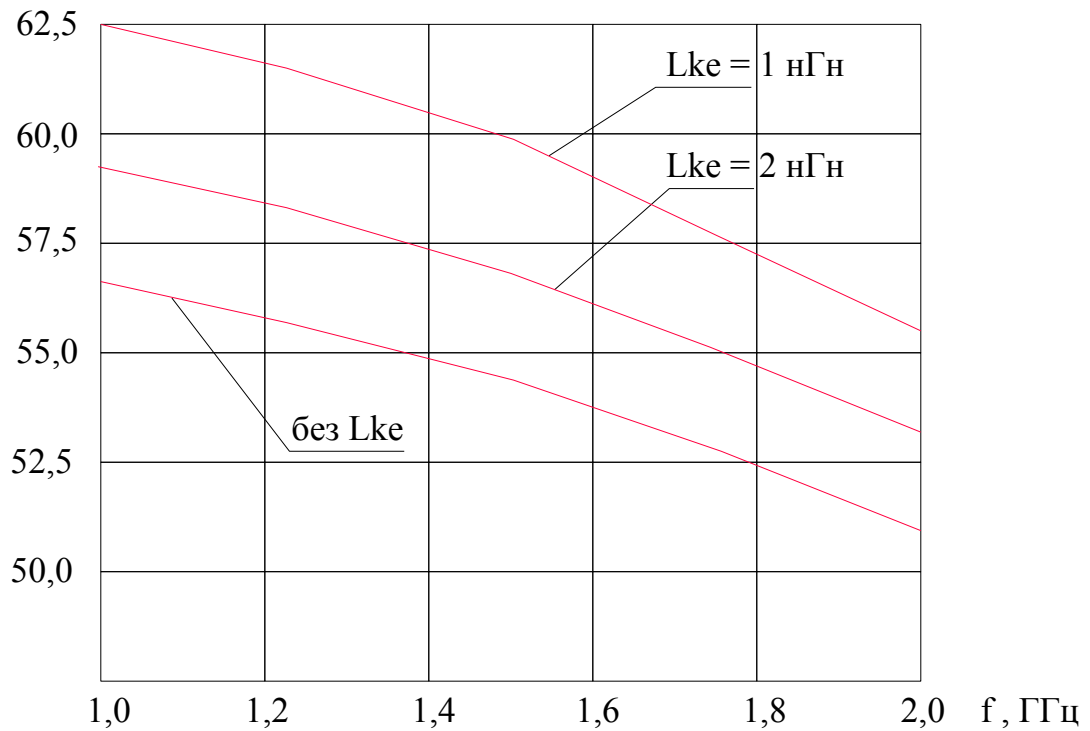


График 2 – зависимость КПД от частоты при различных значениях индуктивности коллектор-эмиттер

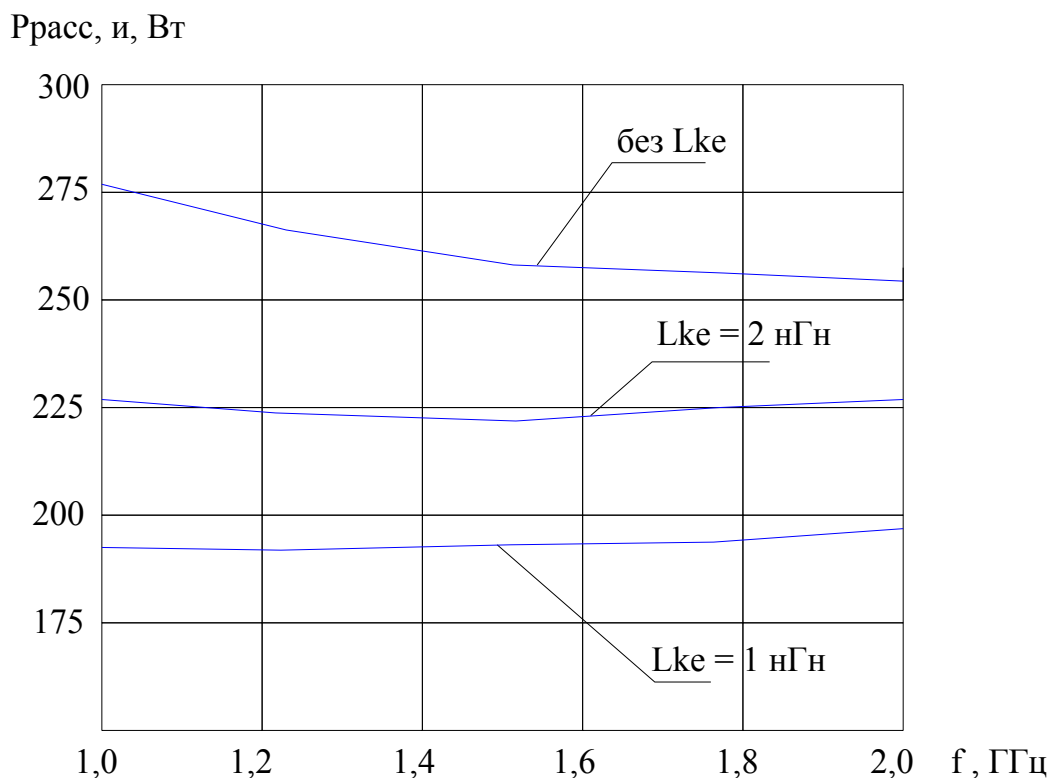


График 3 – зависимость рассеиваемой мощности от частоты при различных значениях индуктивности коллектор-эмиттер

Как видно из представленных графиков, введение индуктивности коллектор-эмиттер существенно выравнивает уровень выходной мощности в диапазоне частот, а так же заметно увеличивает КПД транзистора и снижает уровень рассеиваемой мощности при незначительном проигрыше по уровню выходной мощности на верхней рабочей частоте.

Были изготовлены экспериментальные образцы транзисторов со схемой сборки, соответствующей рисунку 4 с индуктивностью коллектор-эмиттер 2,0 нГн.

Проведено сравнение параметров транзисторов с индуктивностью коллектор-эмиттер и транзисторов без индуктивности. Для более объективной оценки влияния введения индуктивности коллектор-эмиттер в конструкцию транзистора были проведены измерения энергетических параметров при оптимальном согласовании транзистора на каждой частоте. Сравнение параметров в полосе частот менее объективно, поскольку отсутствуют критерии оптимальности настройки транзистора в широкой полосе частот.

В таблице 1 представлено сравнение энергетических параметров транзисторов при напряжении питания 38 В и входной мощности 30 Вт.

Таблица 1 – сравнение энергетических параметров транзисторов с индуктивностью коллектор-эмиттер и без нее

f, ГГц	Транзистор без индуктивности коллектор-эмиттер		Транзистор с индуктивностью коллектор-эмиттер 2,0 нГн	
	P _{ВЫХ, И} , Вт	КПД, %	P _{ВЫХ, И} , Вт	КПД, %
1,00	276	54,0	233	60,3
1,25	258	55,6	235	60,0
1,50	237	56,5	228	59,4
1,75	219	54,8	214	58,5
2,00	197	52,1	193	56,3

Экспериментальные данные подтверждают эффект выравнивания выходной мощности в диапазоне частот и роста КПД от введения в конструкцию транзистора индуктивности коллектор-эмиттер.

В четвертой главе рассмотрено проектирование цепей согласования транзистора с выходной мощностью 200 Вт (с использованием трех описанных выше транзисторных кристаллов) в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц в типовом транзисторном корпусе шириной 6.4 мм.

В выходной цепи для достижения заданной полосы необходимо использование четырех звеньев согласования. Внутри корпуса необходимо использование лишь одного звена, представляющего собой параллельную индуктивность, отстраивающую емкость коллектора, соединяющую коллекторную площадку с землей через блокировочный конденсатор, а три звена типа фильтра нижних частот можно расположить на внешней согласующей плате, поскольку индуктивность требуемого первого звена не превышает индуктивность вывода корпуса транзистора.

Для достижения полосы частот 1,0 – 2,0 ГГц во входной цепи необходимо применение пяти звеньев согласования. При этом два первых звена должны быть расположены внутри корпуса транзистора, поскольку требуемые индуктивности этих звеньев существенно меньше индуктивности вывода транзистора.

Для согласования входной цепи транзистора с выходной мощностью 200 Вт (значение входного сопротивления транзисторных кристаллов составляет при этом 0,13 – 0,15 Ом) были выбраны следующие номиналы согласующих конденсаторов: емкость конденсатора первого звена согласования – 210 пФ, емкость конденсатора второго звена согласования – 55 пФ.

Предложен способ исключения потерь во входной цепи согласования. Для этого разработан кристалл, на котором расположены оба согласующих МДМ-конденсатора, показанный на рисунке 8.

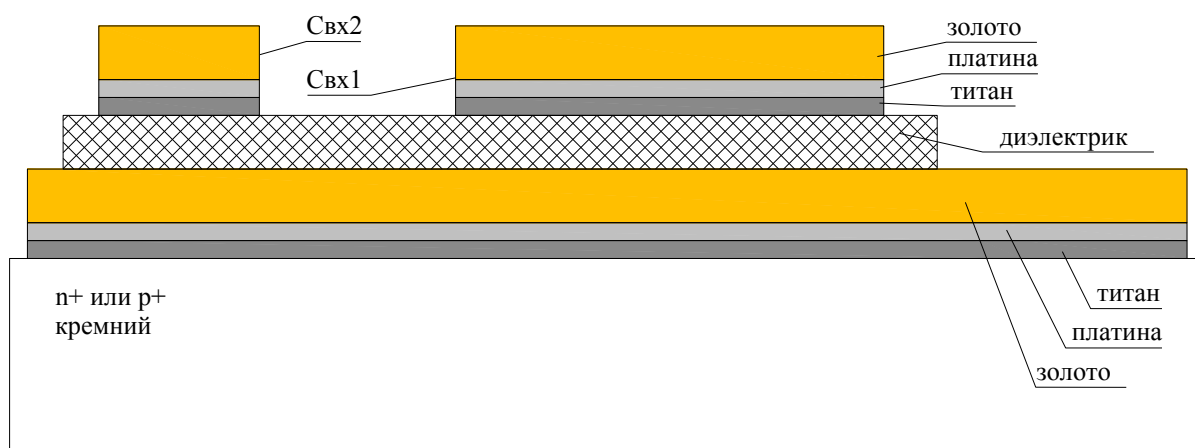


Рисунок 8 – конструкция входных конденсаторов, исключающая возникновение потерь во входной цепи транзистора

Помимо исключения протекания ответного тока по кремнию, такая конструкция имеет дополнительные преимущества по сравнению с традиционно используемыми дискретными конденсаторами. Во-первых, при расположении обоих конденсаторов на едином кристалле экономится до 0,5 мм пространства на площадке корпуса, поскольку при пайке отдельных кристаллов невозможно припаять их вплотную друг к другу из-за существующей конструкции посадочных инструментов. Этот фактор становится особенно важным при попытках дальнейшего расширения рабочей полосы частот. Во-вторых, поскольку в данном случае геометрическое положение конденсаторов друг относительно друга задается фотолитографией при изготовлении такого двойного конденсатора, то воспроизводимость сборки второго согласующего звена существенно повышается по сравнению с традиционным вариантом, где их взаимное положение определяется точностью при напайке кристаллов.

Схема сборки транзистора с выходной мощностью 200 Вт в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц представлена на рисунке 9.

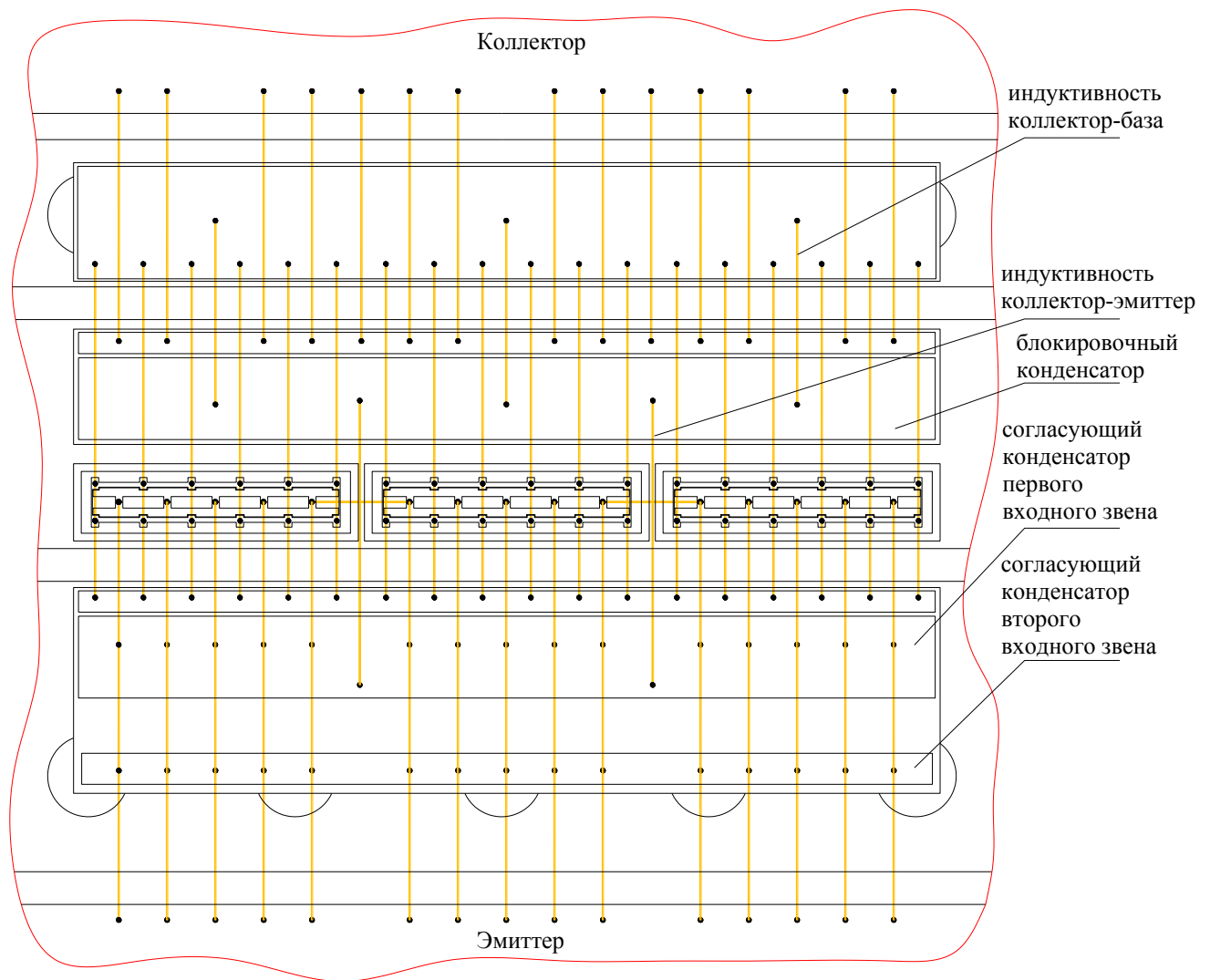


Рисунок 9 – схема сборки транзистора с выходной мощностью 200 Вт в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц

Результаты измерения параметров экспериментальных транзисторов в полосе частот при напряжении питания 40 В и входной мощности 30 Вт представлены в таблице 2.

Таблица 2 – результаты измерения параметров транзисторов в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц

	1,0 ГГц	1,25 ГГц	1,50 ГГц	1,75 ГГц	2,00 ГГц
$P_{\text{вых, и}}, \text{ Вт}$	214	212	238	217	203
$K_{\text{ур}}, \text{ дБ}$	8,5	8,5	9,0	8,6	8,3
$I_{\text{к}}, \text{ А}$	10,2	10,4	10,4	9,9	9,0
КПД, %	52,7	51,2	57,3	54,7	56,1

Как видно из представленных данных удалось добиться значения в 200 Вт с КПД не менее 50 % в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц.

Рассмотрены проблемы при проектировании транзистора с удвоенным (до шести) количеством транзисторных кристаллов в той же полосе частот.

Основная проблема, которую необходимо устранить, связана с поперечной неустойчивостью работы такого транзистора, в то время как транзистор, включающий три кристалла, работает устойчиво во всей полосе частот. Была выбрана методика подавления поперечной неустойчивости с использованием корпуса с коллекторной площадкой, разделенной на изолированные секции, соединенные друг с другом через резисторы. Поскольку транзистор с тремя кристаллами работает устойчиво во всей полосе частот, то для устойчивой работы транзистора с шестью кристаллами, коллекторную площадку достаточно разделить на две секции. Был предложен вариант создания подавляющих резисторов непосредственно на транзисторных кристаллах. В качестве резистивной области используется высокоомная эпитаксиальная область коллектора, удельное сопротивление которой составляет 1,0 – 2,0 Ом•см.

Для реализации индуктивной обратной связи коллектор-эмиттер была предложена конструкция с расположением блокировочного конденсатора на кристалле со входными МДМ-конденсаторами, представленная на рисунке 10.

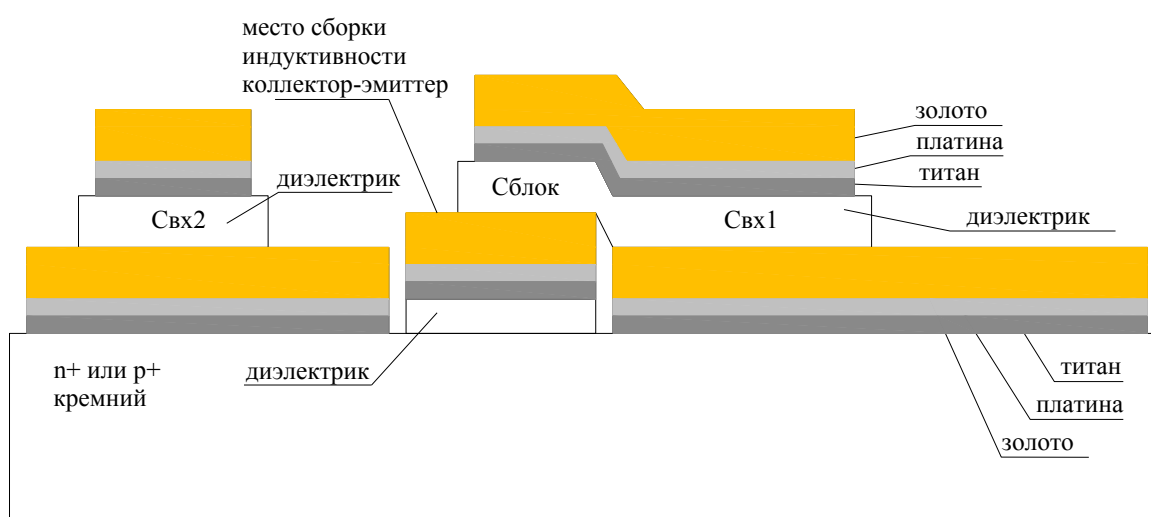


Рисунок 10 – вариант расположения блокировочного конденсатора на кристалле со входными МДМ-конденсаторами

На настоящее время изготовлены транзисторные кристаллы с резисторами для подавления поперечной неустойчивости и ведутся работы по

изготовлению корпусов с разделенной на секции коллекторной площадкой и по изготовлению МДМ-кондесаторов, показанных на рисунке 5.

В пятой главе проведен синтез широкополосных цепей транзисторов. Для транзистора, включающего в себя три описанных выше кристалла, без индуктивности коллектор-эмиттер в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц получены следующие результаты при использовании пяти звеньев во входной цепи и четырех в выходной.

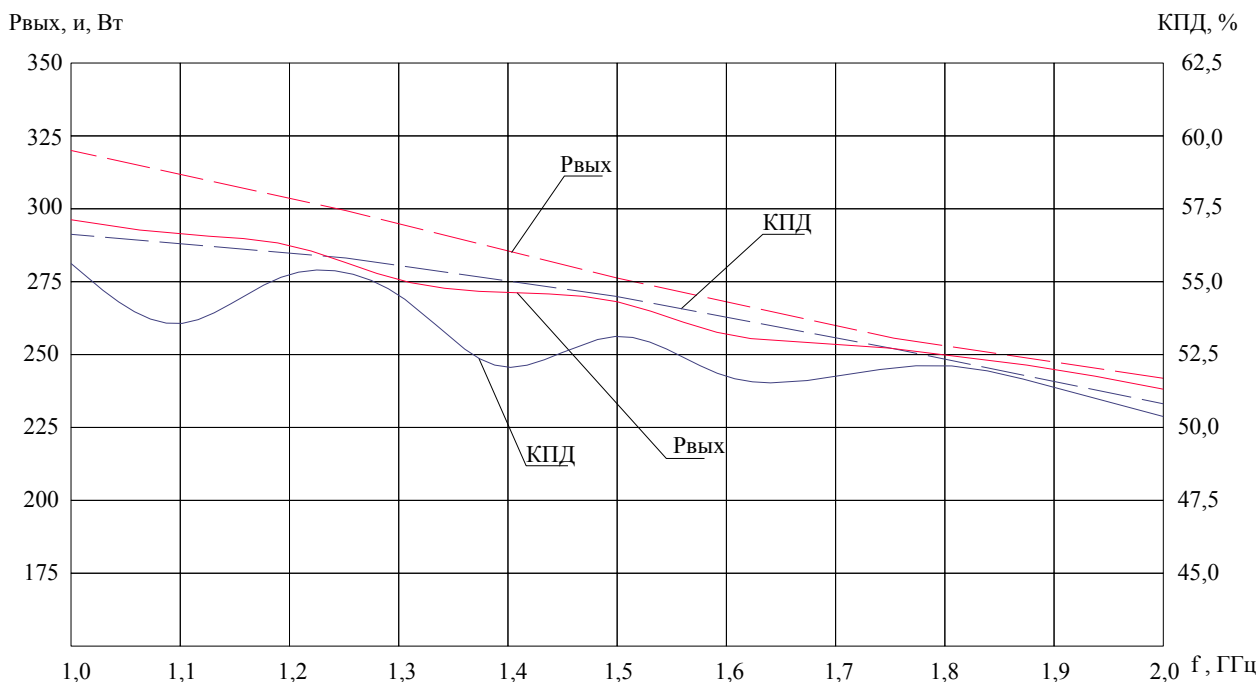


График 4 – расчетная АЧХ транзистора без индуктивности коллектор-эмиттер

Пунктиром показана АЧХ, полученная путем искусственной оптимизации нагрузки и сопротивления генератора в каждой частотной точке.

Вне зависимости от экспериментальной реализации эти расчетные результаты показывают перспективу радикального расширения полосы пропускания мощного СВЧ транзисторного усилителя до октавы или даже более.

Другой важный вывод из полученных широкополосных АЧХ состоит в том, что в пределах достигнутой полосы коэффициент усиления каскада существенно снижается от нижней рабочей частоты к верхней. Именно это обстоятельство послужило основанием для исследования варианта с использованием транзистора того же типа, но с добавлением встроенной цепи индуктивной обратной связи коллектор-эмиттер.

На рисунке 11 представлена конфигурация входной цепи транзистора с индуктивностью коллектор-эмиттер $L_{ке} = 1$ нГн в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц с использованием пяти звеньев согласования.

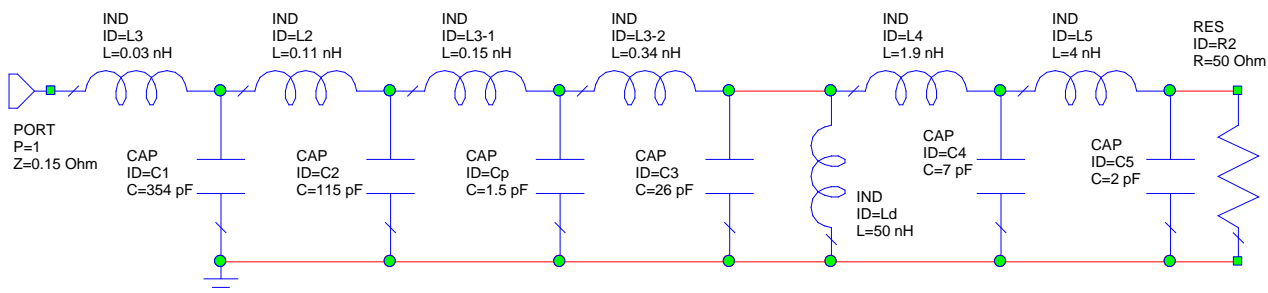


Рисунок 11 – конфигурация входной цепи транзистора с $L_{ке} = 1$ нГн в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц

На рисунке 12 представлена конфигурация выходной цепи транзистора с индуктивностью коллектор-эмиттер $L_{ке} = 1$ нГн в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц с использованием четырех звеньев согласования.

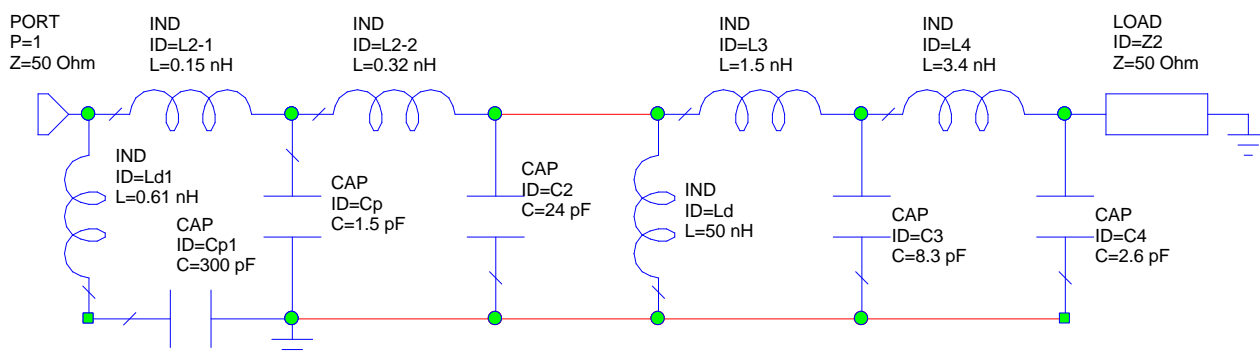


Рисунок 12 – конфигурация выходной цепи транзистора с $L_{ке} = 1$ нГн в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц

Результирующая АЧХ каскада с индуктивностью коллектор-эмиттер после завершения синтеза цепей согласования представлена на графике 5. Пунктиром показана АЧХ для транзистора без индуктивности коллектор-эмиттер.

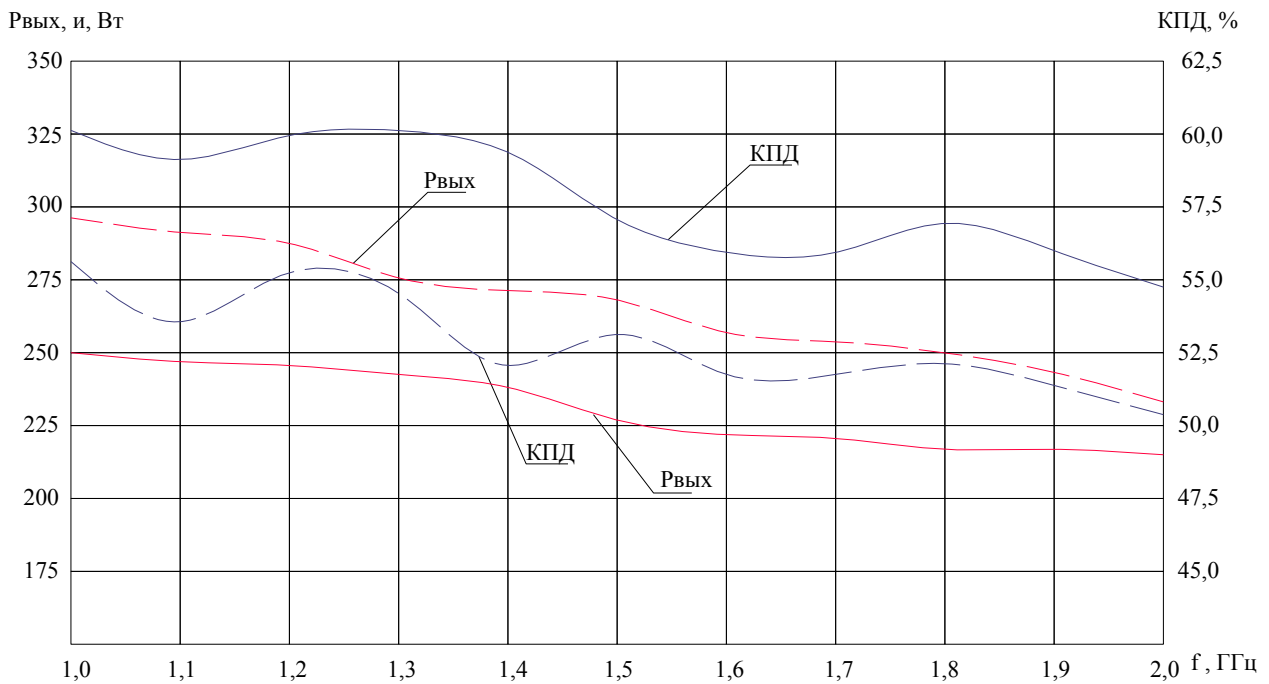


График 5 – АЧХ транзистора с $L_{ке} = 1,0$ нГн

На графике 6 приведены частотные зависимости рассеиваемой мощности транзисторов с индуктивностью коллектор-эмиттер 1 нГн и без нее.

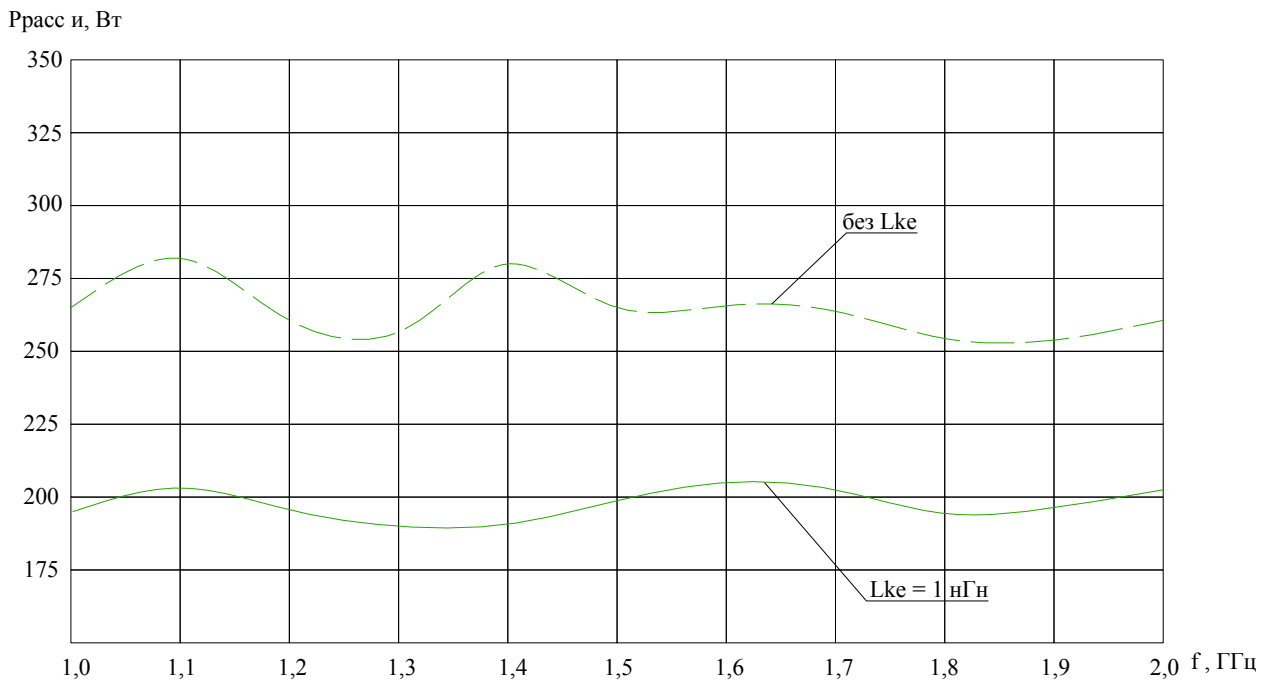


График 6 – частотные зависимости рассеиваемой мощности транзисторов

Как видно из представленных зависимостей, минимальная выходная мощность в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц снижается при введении индуктивности коллектор-эмиттер 1 нГн с 230 до 215 Вт. Но при этом минимальный КПД возрастает с 50,4 до 54,8 %, максимальная рассеиваемая мощность снижается с

280 до 205 Вт, а неравномерность выходной мощности в полосе частот уменьшается с 65 до 40 Вт. То есть, моделирование подтверждает выравнивание АЧХ транзистора и существенное снижение уровня рассеиваемой мощности при небольшом проигрыше по уровню выходной мощности в полосе частот 1,0 – 2,0 ГГц.

Был проведен синтез цепей согласования транзисторов в полосе частот 1,0 – 2,9 ГГц с применением шести звеньев согласования во входной цепи и пяти звеньев в выходной.

Результатирующие АЧХ каскада после завершения синтеза цепей согласования представлены на графике 7. Там же пунктиром показана АЧХ, полученная путем искусственной оптимизации нагрузки и сопротивления генератора в каждой частотной точке.

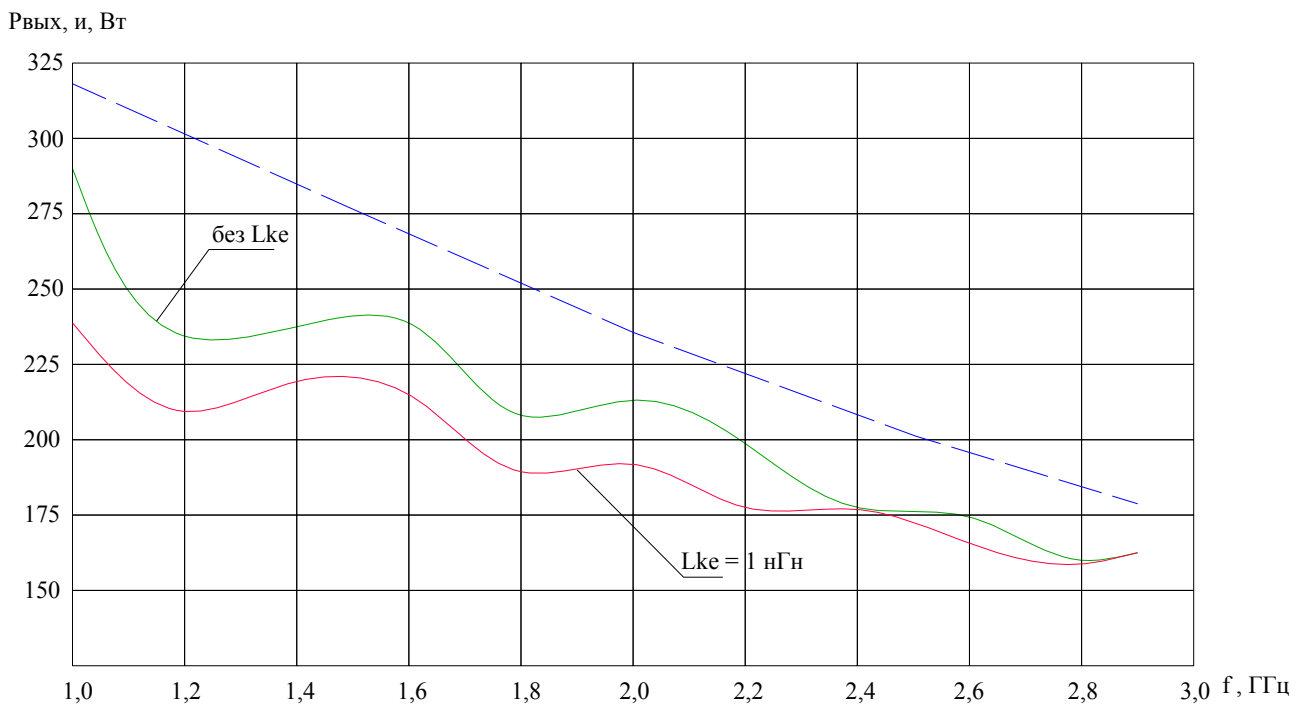


График 7 – АЧХ транзисторов в полосе частот 1,0 – 2,9 ГГц

Модельные исследования предельной полосы пропускания транзисторного каскада могут быть продолжены в направлении коррекции параметров транзистора и в направлении поиска более удачной конфигурации согласующих цепей. Однако более правильно сначала оценить с экспериментальной и практической точек зрения уже полученные результаты. Исключительно важно оценить востребованность полученных результатов для современного радиоприборостроения, а также конкретные аспекты пусть еще не оформленной, но ожидаемой востребованности.

В шестой главе представлен ряд мощных СВЧ транзисторов, разработанных под руководством автора с использованием кристалла, описанного во второй главе. Эти транзисторы нашли широкое применение в новых разработках и в серийно выпускаемых ОАО «НПП «Пульсар» изделиях для следующих систем: многофункциональный РЛК 55Ж6МЕ («Небо-М»), система опознавания истребителя СУ-35, ТРЛК «Сопка-2», АРЛК «Утес-А». Основные параметры разработанных транзисторов представлены в таблице 2.

Таблица 2 – параметры разработанных транзисторов

наименование	Δf , ГГц	$P_{\text{вых и}}$, Вт	$K_{\text{ур}}$, дБ	КПД, %	$\tau_{\text{и}}$, мкс	Q, ед	$U_{\text{п}}$, В
1015-70	1,0-1,5	70	9	55	50	50	38
1015-140	1,0-1,5	140	9	55	50	50	38
1015-200	1,0-1,5	200	9	55	50	50	38
1020-200	1,0-2,0	200	8	50	50	50	40
2025-30	2,0-2,5	30	8	50	500	10	38
2025-90	2,0-2,5	90	8	50	500	10	38
2729-30	2,7-2,9	30	7	45	300	10	38
2729-90	2,7-2,9	90	7	45	300	10	38

Все представленные транзисторы выпускаются в едином корпусе, количество складываемых кристаллов составляет от одного до трех.

Наиболее значительные результаты получены в следующих разработках:

- модернизация четырехканального приемо-передающего модуля L-диапазона для системы РЛК 55Ж6МЕ («Небо-М»), в результате которой удалось снизить на 15 % энергопотребление модуля.

- разработан передающий восьмиканальный модуль, предназначенный для построения передатчика S-диапазона системы РЛК 55Ж6МЕ («Небо-М»).

- модернизация четырехканального приемо-передающего модуля L-диапазона для системы опознавания истребителя СУ-35, в результате которой удалось улучшить параметры передающего тракта в диапазоне температур от -50 до +70 °С.

- разработаны передающие модули с выходной мощностью 700 Вт в диапазоне частот 2,0 – 2,5 ГГц, предназначенные для построения корабельной твердотельной РЛС.

- ведется разработка двухканального модуля, передающий тракт которого обеспечивает импульсную мощность более 3 кВт на один канал на рабочих частотах 1,0 и 1,5 ГГц.

- ведется разработка двухканального приемопередающего модуля, в котором совмещаются функции первичной и вторичной радиолокации в L-диапазоне частот в едином передающем тракте. В данном модуле заложен в конструкцию транзистор с индуктивной компенсацией емкости коллектор-эмиттер.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Внедрение в производство новой мощной транзисторной двумерной структуры. Транзисторы с такой структурой прошли необходимые испытания и в настоящее время используются при изготовлении серийных и разработке новых передающих блоков в L- и в S- частотных диапазонах.

2. Применение данных транзисторов позволяет достигать высокой импульсной мощности при использовании малых по габаритам корпусов, что исключительно важно в бортовой аппаратуре с рекордными массогабаритными характеристиками;

- увеличить на 5 – 10 % коэффициент полезного действия передающих модулей;

- снизить трудоемкость настройки широкополосных мощных усилителей.

3. Внедрение принципиально новой конструкции мощного транзистора с интегрированной индуктивной компенсацией емкости коллектор-эмиттер, позволяющей реализовать полосу рабочих частот 1,0 – 2,0 ГГц с выходной импульсной мощностью 200 Вт, что не имеет аналогов в отечественной и зарубежной технике.

4. В ближайшее время состоится внедрение транзисторов, использующих сложение шести кристаллов в одном корпусе с применением новой интегральной конструкции элементов подавления поперечной неустойчивости, что позволит сделать значительный шаг по увеличению выходной мощности транзистора.

Основные публикации по теме диссертации

- 1 Аронов В.Л., Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор (варианты). Патент на изобретение РФ № 2308120, приоритет от 10.01.2006.
- 2 Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор. Патент на полезную модель № 128009, приоритет от 18.01.2013.
- 3 Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор. Патент на полезную модель № 132257, приоритет от 18.01.2013.
- 4 Аронов В.Л., Евстигнеев Д.А., Коренков И.В. Моделирование тепловой режимной неустойчивости в структуре мощного СВЧ биполярного транзистора в существенно нелинейном режиме. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2012. – Вып. 2. – с. 9-17.
- 5 Аронов В.Л., Диковский В.И., Евстигнеев А.С., Евстигнеев Д.А. Мощный СВЧ транзистор: три схемы включения. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2005. Вып. 1-2. – с. 3-12.
- 6 Евстигнеев А.С., Евстигнеев Д.А. Восьмиканальный мощный передающий модуль S-диапазона. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 2011. – Вып. 1. – с. 74-80.
- 7 Аронов В.Л., Евстигнеев Д.А. Перспективы создания широкополосных мощных усилительных трактов L-диапазона на кремниевых транзисторах. // Тезисы доклада XII научно-технической конференции. «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Москва. – 2013. – стр. 43.
- 8 Евстигнеев Д.А., Лысаковский Б.А., Пазинич Л.М. Современное состояние и пути развития производства мощных СВЧ транзисторов L- и S-диапазонов на ФГУП «ГЗ «Пульсар». // Тезисы доклада IV научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Владимир. – 2007. – стр. 73.
- 9 Евстигнеев Д.А., Аронов В.Л., Евстигнеев А.С., Подадаева А.А., Поляков С.А. Модернизация мощного модуля бортовой АФАР L-диапазона. // Тезисы доклада IX научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Звенигород. – 2010. – стр. 38.
- 10 Вишневецкий Е.Г., Евстигнеев Д.А. Усилитель мощности для наземных станций ВРЛ УВД двойного назначения. // Тезисы доклада IX научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Звенигород. – 2010. – стр. 108.

11 Григорян Р.М., Евстигнеев Д.А., Евстигнеев А.С. Восьмиканальный мощный передающий модуль S-диапазона. // Тезисы доклада IX научно-технической конференции. «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Звенигород. – 2010. – стр. 35.

12 Аронов В.Л., Синкевич В.Ф., Евстигнеев Д.А. Обратимая деградация мощных СВЧ транзисторов. // Тезисы доклада XI научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА», Дубна. – 2012. – стр. 197.