МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Куликов Александр Александрович

НЕРАЗРУШАЮЩИЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ШНУРОВАНИЯ ТОКА В МОЩНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ВЧ И СВЧ ТРАНЗИСТОРАХ

Специальность 05.11.01- Приборы и методы измерения по видам измерений (электрические измерения)

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор Сергеев Вячеслав Андреевич

Ульяновск 2018

Оглавление

Введение	4
ГЛАВА 1. Теплоэлектрические процессы и токораспределение в мощ-	
ных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах	9
1.1. Особенности применения и основные характеристики мощных ВЧ	
и СВЧ транзисторов	9
1.2 Структура и конструкция мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов	11
1.3 Теплоэлектрические модели мощных ВЧ и СВЧ транзисторов	17
1.4 Виды и механизмы отказов и область безопасной работы мощных	
биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов	20
1.5 Методы и средства контроля температурной границы ОБР	27
1.6 Влияние теплоэлектрических параметров транзисторов на характерис-	
тики транзисторных усилительных каскадов	32
1.7 Выводы	33
Глава 2. Неразрушающие способы определения напряжения шнурова-	
ния тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах	35
2.1 Анализ и компьютерный расчет токораспределения в структурах мощ-	
ных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов с дефектами	35
2.2 Зависимость коэффициента внутренней обратной связи по напряжению	
от коллекторного напряжения в биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторах с де-	
фектами	39
2.3 Способ определения напряжения шнурования тока в МБТ по значениям	
характеристики $h_{125}(U_{\rm K})$, измеренным при трех значениях коллекторного	
напряжения	49
2.4 Способ измерения напряжения шнурования тока по заданным уровням	
характеристики $h_{125}(U_K)$	54
2.5 Выводы	59
Глава 3. Экспериментальная установка и исследование процессов	
шнурования тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах	60
3.1 Экспериментальная установка для исследования теплоэлектрических	
характеристик мощных биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторов	60
3.1.1 Генератор низкой частоты	63
3.1.2 Генератор линейно нарастающего напряжения	63

3.1.3 Сумматор
3.1.4 Усилитель мощности
3.1.5 Измерительный усилитель
3.2 Проверка способа определения напряжения шнурования тока в МБТ по
значениям h_{125} , измеренным при трех значениях коллекторного напряжения
3.3 Алгоритм определения напряжения шнурования тока в МБТ по задан-
ным уровням характеристики $h_{125}(U_K)$
3.4 Исследование процессов шнурования тока в мощных СВЧ транзисторах
3.5 Сравнение прямого и косвенного способов определения напряжения
шнурования тока в мощных биполярных транзисторах
3.6 Температурные зависимости напряжения шнурования тока в МБТ
3.6 Выводы
Глава 4. Влияние процессов тепловой неустойчивости токораспреде-
ления в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах на характери-
стики транзисторных усилителей
4.1 Выборочные распределения транзисторов по теплоэлектрическим пара-
метрам
4.2 Искажения тепловой природы в транзисторных каскадах класса А
4.3 Влияние эффектов тепловой неустойчивости в МБТ на характеристики
транзисторных усилителей
4.4 Искажения тепловой природы в дифференциальных транзисторных
каскадах
каскадах
каскадах 4.5 Искажения тепловой природы в транзисторном каскаде класса В 4.6 Выводы
каскадах 4.5 Искажения тепловой природы в транзисторном каскаде класса В 4.6 Выводы Заключение
каскадах 4.5 Искажения тепловой природы в транзисторном каскаде класса В 4.6 Выводы Заключение Список литературы

введение

Актуальность темы. Мощные биполярные и гетеробиполярные ВЧ и СВЧ транзисторы (МБТ) до настоящего времени наряду с мощными полевыми транзисторами широко используются в современных устройствах связи и инфокоммуникаций различного применения. МБТ относятся к классу наименее надежных полупроводниковых приборов, поскольку работают, как правило, в жестких электрических режимах, близких к предельным, при большом уровне рассеиваемой мощности. Предельные характеристики и надежность работы МБТ в этих режимах во многом определяются эффектами неоднородного и неустойчивого распределения плотности тока, мощности и температуры в приборных структурах.

Хорошо известно, что в результате действия положительной тепловой обратной связи электрический ток в структуре МБТ стягивается в узкий шнур и в кристалле МБТ образуется «горячее пятно» (ГП). Образование в структуре МБТ «горячего пятна» заканчивается, зачастую, тепловым пробоем и катастрофическим отказом прибора. Даже при отсутствии необратимых разрушений сильный перегрев локальной области структуры сопровождается большими термодеформациями, ростом числа дислокаций и микротрещин в полупроводнике, и ускорением деградации МБТ. Значения коллекторного тока и напряжения, соответствующих началу процесса локализации тока в МБТ, определяет одну из границ области безопасной работы (ОБР) транзистора. Выход режимов работы МБТ за пределы этой границы даже на короткое время крайне не желателен. Определение этой границы ОБР представляет важную и довольно сложную задачу.

Модели тепловой неустойчивости в структурах МБТ развиты в работах В.Л. Аронова, Б.С. Кернера, В.Ф. Синкевича, Б.К. Петрова, D'Alessandro, D. Navon, D.L. Blackburn, F.F. Oettinger. В большинстве работ рассматриваются модели бездефектных МБТ. Вместе с тем известно, что различные дефекты структуры и конструкции прибора приводят к снижению устойчивости МБТ к шнурованию тока и информативным параметром дефекности МБТ является напряжение шнурования тока.

Методы и средства измерения тепловой границы ОБР МБТ развиты в работах Я.А. Федотова, В.Ф. Синкевича, В.М. Бойздренко, Н.А. Рабодзея, В.А. Гусева, В.А. Сергеева и др. Существующие методы имеют ограниченную чувствительность и позволяют регистрировать информативные сигналы, свидетельствующие о локализации тока в приборной структуре, только при образовании ГП. В результате, МБТ попадают в запредельные электрические режимы, что приводит к появлению дефектов в приборных структурах и ограничивает ресурс приборов. В связи с этим актуальной задачей является разработка неразрушающих методов и средств измерения напряжения шнурования тока в структурах МБТ.

Цель и задачи исследования – повышение чувствительности и точности неразрушающих методов и средств измерения напряжения шнурования тока мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов и их автоматизация без введения приборов в критический режим работы с образованием «горячего пятна».

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Численное моделирование теплоэлектрических процессов в МБТ с дефектами теплофизической и электрофизической природы.

2. Анализ теплоэлектрических процессов в структурах МБТ на основе двухсекционной модели МБТ с макродефектами и определение влияния дефектов на вольт-амперные характеристики и малосигнальные параметры МБТ.

3. Разработка способов, алгоритмов и автоматизированных устройств измерения напряжения шнурования тока МБТ по зависимости коэффициента внутренней обратной связи по напряжению от коллекторного напряжения без введения приборов в режим «горячего пятна».

4. Разработка экспериментальной установки для апробации и исследования метрологических характеристик разработанных способов на образцах серийных мощных ВЧ и СВЧ транзисторов.

5. Исследование зависимостей напряжения шнурования тока от тока и температуры на представительных выборках МБТ и оценка характеристик выборочных распределений МБТ по теплоэлектрическим параметрам.

6. Исследование влияние тепловых параметров и параметров тепловой неустойчивости токораспределения в структуре МБТ на характеристики транзисторных усилительных каскадов на их основе. Методы исследований. При выполнении диссертационного исследования использовались методы физики полупроводниковых приборов, теории сигналов и цепей, оценки погрешностей, теории вероятности и математической статистики, а также методы математического моделирования с применением ЭВМ.

Научная новизна

1. На основе развитой дискретной двухэлементной теплоэлектрической модели МБТ с дефектами тепловой и электрофизической природы показано, что характер и крутизна зависимости малосигнального коэффициента h_{215} внутренней обратной связи МБТ в схеме с общей базой от коллекторного напряжения $U_{\rm K5}$ определяется типом и размером дефекта; при этом, чем больше дефект, тем больше крутизна зависимости $h_{215}(U_{\rm K5})$ на ее начальном участке.

2. Разработаны новый способ и устройство измерения напряжения шнурования тока в МБТ при заданном эмиттерном токе по значениям малосигнального коэффициента h_{215} внутренней обратной связи, измеренным при трех значениях коллекторного напряжения до образования «горячего пятна» в приборной структуре.

3. Разработаны новый способ и устройство определения напряжения шнурования тока в МБТ при заданном эмиттерном токе по значениям коллекторного напряжения, измеренным при двух заданных значениях коэффициентов превышения характеристики $\tilde{U}_{35}(U_{\rm K})$ ее начального уровня до образования «горячего пятна» в приборной структуре.

4. Впервые получены экспериментальные зависимости напряжения шнурования тока МБТ нескольких типов от температуры корпуса в диапазоне температур от -60 °C до +90 °C, и установлено, что эта зависимость имеет немонотонный характер и достигает минимального значения при некоторой температуре корпуса МБТ в указанном диапазоне температур.

5. Показано, что эффекты неоднородного и неустойчивого токораспределения в структурах МБТ приводят к резкому увеличению нелинейности (амплитуды второй гармоники) транзисторных усилителях мощности класса А при приближении рабочей точки к границе ОБР.

Практическая ценность и реализация результатов работы

Разработанные способы и автоматизированные устройства для измерения напряжения шнурования тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторах могут быть использованы для технологического и выходного контроля качества продукции на предприятиях-производителях МБТ, а также на входном контроле предприятий-производителей РЭА с использованием МБТ.

Модернизированная установка УИТП-1МТ для измерения теплоэлектрических характеристик мощных биполярных транзисторов используется на АО «НПП «Завод «Искра» для выборочного контроля качества выпускаемых МБТ.

Разработанные в рамках диссертационного исследования способы измерения напряжения шнурования тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторах проходят экспериментальную апробацию в УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Результаты диссертационной работы использованы при выполнении проекта «Система мониторинга необслуживаемых телевизионных передатчиков» по Программе УМНИК-2009 и проекта «Диагностика качества мощных СВЧ транзисторов по тепловым характеристикам» по гранту РФФИ №18-7321686.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на: Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» – ИНТЕРМАТИК (г. Москва, 2014–2017 гг.), Международной научнопрактической конференции «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» – РАДИОИНФОКОМ (г. Москва, 2017 г.), Всероссийской молодежной научной школе-семинаре «Актуальные проблемы физической и функциональной электроники» (Ульяновск, 2012–2017 гг.); Всероссийской НТК «Современные проблемы проектирования и эксплуатации радиотехнических систем» (Ульяновск, 2016 г.).

На защиту выносятся:

1. Двухэлементная теплоэлектрическая модель токораспределения в структурах мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов с дефектами различной физической природы и формулы для расчета напряжения шнурования тока МБТ по зависимости малосигнального коэффициента *h*_{21Б} внутренней обратной связи МБТ от коллекторного напряжения.

2. Способ и устройство для измерения напряжения шнурования тока мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов по значениям малосигнального коэффициента внутренней обратной связи, измеренным при трех значениях коллекторного напряжения до образования «горячего пятна» в приборной структуре.

3. Способ и устройство измерения напряжения шнурования тока мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов по значениям коллекторного напряжения, измеренным при трех заданных уровнях малосигнального коэффициента внутренней обратной связи по напряжению до образования «горячего пятна» в приборной структуре.

4. Расчетные формулы для оценки методической погрешности измерения напряжения шнурования тока способами, указанными в п.2 и п.3.

5. Зависимости напряжения шнурования тока МБТ от температуры в диапазоне до -60 °C до 90 °C, имеющие немонотонный характер и позволяющие оценить изменение границы ОБР в рабочем диапазоне температур.

6. Зависимости коэффициента гармоник транзисторных усилительных каскадов от теплоэлектрических параметров МБТ.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 31 научных работ, включая 6 статей в изданиях из Перечня ВАК (в том числе 2 статьи в журналах, индексируемых в Scopus) и 2 патента РФ на изобретения.

Личный вклад автора. Основные научные результаты получены автором лично и в соавторстве с научным руководителем. Реализация ряда прикладных разработок и экспериментов осуществлялась с участием сотрудников и студентов кафедр «Радиотехника» и «Радиотехника, опто- и наноэлектроника» УлГТУ. Внедрение результатов исследований проводились при личном участии автора.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка, включающего 132 наименования, 9 приложений. Общий объем диссертации составляет 135 страниц и содержит 10 таблиц и 64 рисунка.

ГЛАВА 1. Теплоэлектрические процессы и токораспределение в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах

1.1 Особенности применения и основные характеристики мощных ВЧ и СВЧ транзисторов

Транзисторы (как биполярные, так и полевые) принято классифицировать по уровню рассеиваемой мощности и по предельной рабочей частоте [57].

Транзисторы с предельной рабочей частотой в диапазоне от 3 МГц до 300 МГц относят к высокочастотным (ВЧ) транзисторам, а с граничной частотой свыше 300 МГц – к сверхвысокочастотным (СВЧ) транзисторам.

Мощными транзисторами считаются МБТ с допустимой рассеиваемой на коллекторе мощностью $P_{\text{пред}}$ более 1 Вт. При этом МБТ принято делить на транзисторы средней мощности (с $P_{\text{пред}}$ от 1 до 10 Вт) и большой мощности (с $P_{\text{пред}}$ более 10 Вт).

Мощные биполярные ВЧ и СВЧ-транзисторы находят широкое применение в современной аппаратуре связи и телекоммуникаций; они являются активными элементами выходных усилительных каскадов и генераторов, и их основная функция отдавать в нагрузку большую мощность в диапазоне рабочих частот.

Напряжение $U_{пит}$ питания в современной инфокоммуникационной и связной аппаратуре унифицировано: для питания переносной радиоаппаратуры от аккумуляторных батарей – 12,5 В; для бортовой аппаратуры – 27 В; для многих видов стационарной радиоаппаратуры – 50 В [6, 26, 36]. Для обеспечения необходимого качества и надежности работы МБТ их предельно допустимое напряжение коллектор – эмиттер $U_{\kappa 3R}$ должно в 2–3 раза превышать $U_{пит}$. Из-за ограничения напряжения питания в аппаратуре для получения требуемой мощности в нагрузке необходимо увеличивать максимальный рабочий ток транзисторов.

Одним из ключевых параметров МБТ является коэффициент $\eta_{\rm K}$ полезного действия (КПД), определяемый как отношение выходной мощности $P_{\rm вых}$ транзистора к мощности $P_{\rm потр}$, потребляемой от источника питания Известно [40, 57, 105], что у транзисторов, работающих в ВЧ и СВЧ аппаратуре, КПД составляет от 30–35% в недонапряженном режиме и до 70–75 % в перенапряженном режиме. При этом максимальная выходная мощность $P_{Bbixmax}$ МБТ в конкретных устройствах ограничена не только предельно допустимым значением рабочего тока транзистора, но и максимально допустимой рассеиваемой мощностью P_{Kmax} . Из выражения для максимального значения КПД МБТ: $\eta_{Kmax}=P_{Bbixmax}/P_{norp}=P_{Bbixmax}/(P_{Kmax}+P_{Bbixmax})$ получим

$$P_{\text{BEIX}max} = P_{\text{K}max} \eta_{\text{K}max} / (1 - \eta_{\text{K}max}).$$
(1.1)

Значение $P_{\text{Кmax}}$ определяется двумя основными тепловыми характеристиками МБТ: максимально допустимой температурой T_{nmax} перехода и тепловым сопротивлением $R_{\text{тп-к}}$ переход-корпус. При этом T_{nmax} определяется как температура активной области (коллекторного или эмиттерного переходов) транзисторной структуры, при которой транзистор сохраняет свои функциональные характеристики в течение нормированного времени безотказной работы для данного типа приборов. При заданном значении температуры корпуса T_{κ} прибора допустимая рассеиваемая мощность $P_{\text{Кmax}}$ транзистора определяется выражением:

$$P_{\mathrm{Kmax}} = (T_{\mathrm{max}} - T_{\mathrm{K}})/R_{\mathrm{Tn}\text{-}\kappa}.$$
 (1.2)

Выражение (1.2) справедливо при предположении, что распределение плотности мощности в структуре прибора однородно, и $R_{Tn-\kappa}$ – величина постоянная. В действительности токораспределение в структуре МБТ и значение $R_{Tn-\kappa}$ зависят от режима работы МБТ [76, 101], что приводит к дополнительным ограничениям предельной рассеиваемой мощности прибора.

К основным электрическим параметрам МБТ, которые определяют его функциональные свойства, относят [36, 57, 61, 73, 105]:

- коэффициент усиления тока при нормальном включении транзистора или коэффициент передачи тока базы, который для режима большого сигнала обычно обозначают $B_{\rm N}$, а для малосигнального режима – h_{213} ;

- обратный ток коллектора в схеме с общей базой (ОБ) при отключенном эмиттере *I*_{КБО};

- граничную рабочую частоту f_{rp} (или частоту отсечки f_r);

- напряжения пробоя коллекторного перехода, измеренные в схеме ОБ при отключенном эмиттере U_{KFO} и в схеме с общим эмиттером (ОЭ) – при отключенной базе U_{KFO} ;

Для мощных ВЧ и СВЧ-транзисторов значение статического коэффициента передачи тока B_N находится в диапазоне 20–30, поскольку при увеличении B_N , как будет показано далее, падает устойчивость транзисторов к шнурованию тока, и сокращается их область безопасной работы (ОБР) [57–62, 75].

Исходя из условий эксплуатации мощных биполярных ВЧ и СВЧтранзисторов, разработчики стремятся увеличить значения одних параметров (рабочего тока, максимально допустимой мощности рассеяния, граничной частоты и др.) и уменьшить значений других (напряжение насыщения, тепловое сопротивление, емкости переходов, индуктивности выводов и др.). Эти требования находятся в определенном противоречии друг с другом, и разработчикам МБТ приходится искать компромиссные решения.

1.2 Структура и конструкция мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов

Топология полупроводниковой структуры МБТ (геометрия и размеры областей структуры, их электрофизические параметры, контактные соединения и т. п.) определяются указанными выше требованиями к характеристикам МБТ [36, 73].

Предельная рабочая частота МБТ ограничивается временем $\tau_{3\kappa}$ переноса носителей заряда через пространство взаимодействия. Это время определяется суммой характерных времен: $\tau_{3\kappa} = \tau_3 + \tau_{\kappa} + \tau_c$, где τ_3 – время заряда емкости эмиттерного перехода; $\tau_{K} = R_{K}C_{K}$ – время заряда ёмкости C_{K} коллекторного перехода, R_{K} – последовательно включённое сопротивление коллектора; τ_{c} – время задержки в коллекторном переходе.

Граничная рабочая частота транзистора $f_{rp} = 1/(2\pi\tau_{\Im b})$ соответствует частоте, при которой коэффициент усиления по току B_N в схеме с ОЭ равен единице, что соответствует значению коэффициента α передачи тока в схеме ОБ, равному 0,5.

Для уменьшения времени переноса заряда через базу в СВЧ-транзисторах стремятся уменьшить толщину $W_{\rm b}$ базы. Современная технология позволяет формировать базовый слой толщиной в десятые доли микрона. Однако при уменьшении толщины базы возрастает ее сопротивление, снижается пробивное напряжение коллектора и уменьшается максимальная выходная мощность.

Структуры большинства мощных ВЧ и СВЧ транзисторов, используемых в современной РЭА – это планарные структуры на основе эпитаксиального высокоомного кремния *n*-типа на кремниевой подложке (рис. 1.1) [40, 57].



Рис. 1.1. Разрез планарной кремниевой транзисторной структуры *n-p-n* типа (схематично): 1 – полупроводниковая пластина *n*-типа (коллектор); 2 – область *p*-типа (2' – активная база, 2" – пассивная база); 3 – область *n*+- типа (эмиттер); 4,5,6 – защитные слои SiO₂, маскирующие активные структуры от диффузии примеси противоположного знака; 7 – эмиттерная металлизация; 8 – базовая металлизация; 9 – коллекторный контакт [57]

Коэффициент инжекции эмиттера и, следовательно, статический коэффициент передачи тока транзисторов с ростом плотности тока снижаются из-за модуляции проводимость базы. И для увеличения предельного рабочего тока следует увеличивать площадь эмиттера.

Для транзисторов различной геометрии с точностью до некоторого постоянного коэффициента, близкого к 1, сопротивление активной базы *г_{Ба}* определяется выражением

$$r_{Ea} = \rho_E / 8\pi W_E \,. \tag{1.3}$$

В реальной структуре МБТ есть пассивная часть базы длиной L_{En} , сопротивление которой $r_{En} \Box \rho_E L_{En}$. Поскольку обычно $W_E/L_{En} < 0,1$, то определяющее значение имеет сопротивление активной базы. На высоких частотах проявляется

комплексное сопротивление базы, обусловленное модуляцией толщины базы при изменении коллекторного напряжения.

Плотность эмиттерного тока, как известно, экспоненциально зависит от напряжения на *p*-*n*-переходе. В результате падения напряжения на распределенном сопротивлении активной базы плотность $j_{,9}$ эмиттерного тока оказывается максимальной у края эмиттера и минимальной под его центром (рис. 1.2) [11,36,40,61]. Даже незначительное падение напряжения вдоль оси X в базе в несколько десятков милливольт приводит к различию в значениях $j_{,9}$ в несколько раз; возникает эффект «оттеснения эмиттерного тока к краям эмиттера». С ростом эмиттерного тока этот эффект проявляется все сильнее и при некотором токе в эмиттере будет работать только узкая полоска вблизи его краев. С ростом частоты коэффициент передачи тока уменьшается, и на высоких частотах эффект оттеснения тока выражен сильнее. В результате одной из основных тенденций конструирования транзисторных структур стало увеличение отношения периметра эмиттера к его площади. Для мощных ВЧ транзисторов наиболее часто используют гребенчатую геометрию эмиттера (рис. 1.3).



Рис. 1.2. Распределение плотности эмиттерного тока под дорожкой

Рис. 1.3. Гребенчатая структура биполярного ВЧ транзистора

Для гребенчатых структур характерно уменьшение плотности тока с расстоянием от начала зубца, которое описано во многих работах [57, 76, 79]. Максимально допустимое сопротивление дорожки металлизации $R=\rho l/s$ (ρ - удельное сопротивление материала полоски, l – длина, s – площадь поперечного сечения) определяется допустимым уменьшением плотности тока. Как правило, в гребенчатых структурах МБТ длина эмиттерных полосок составляет 100 – 200 мкм.

С ростом рабочего тока и рабочей частоты гребенчатая структура теряет свои преимущества как из-за эффекта уменьшения плотности тока от основания к концу зубца, так и из-за довольно большой паразитной емкости контактных площадок эмиттера и базы.

Повышение граничной частоты МБТ возможно путем уменьшения площади эмиттера и коллектора. Однако, уменьшение площади эмиттера приводит к увеличению отношения периметра эмиттера к его площади. С другой стороны, уменьшение площади коллектора влечет за собой увеличение отношения периметра эмиттера к площади базы. этим противоречивым требованиям удовлетворяют overlayструктуры (overlay по английски – «перекрывать») – с базой в виде сетки (рис. 1.4 и 1.5) и мэш-структуры – с эмиттером-сеткой (рис. 1.6). Эти структуры содержат балластные сопротивления в эмиттерной цепи, обеспечивают хорошее распределение тока на высоких частотах и уменьшение ёмкостей переходов [3, 13,14, 27, 28, 36, 57].

Как видно на рисунке 1.4 эмиттер состоит из большого числа прямоугольных областей 3, соединённых параллельно дорожкой металлизации 1. Базовая область транзистора 5 выводится на поверхность структуры в виде сетки 4 из p^+ -областей, сформированных методом диффузии. Между каждым элементарным n^+ -эмиттером и дорожкой металлизации (рис. 1.5) формируются балластные сопротивления для обеспечения однородного распределения тока и снижения опасности возникновения «горячих пятен». Падение напряжения на балластных сопротивлениях компенсирует в некотрой степени действие положительной тепловой обратной связи в структурах МБТ, приводящей в определенных режимах к теплоэлектрической неустойчивости токораспределения. Расчету и технологии создания балластных сопротивления со-противлений посвящено большое число работ [35, 65, 73].





Рис. 1.4. Структура типа оверлей:1 – слой металлизации эмиттера; 2 – слой металлизации базы; 3 – n+ эмиттер; 4 – p+-сетка; 5 – p⁻- база

Рис. 1.5. Поперечное сечение overlay-структуры: 1 – слой металлизации эмиттера; 2 – n+-эмиттер; 3 – поликристаллические балластные сопротивления эмиттеров; 4 – оксид; 5 – р-база; 6 – коллектор

Мэш-структура (рис. 1.6) МБТ по геометрии «обратна» overlay-структуре: области n-эмиттера образуют сетку на поверхности структуры, а p^+ -области базы – множество прямоугольных областей. Наряду с преимуществами по ряду электрических характеристик мэш-структуры имеют также более короткий технологический цикл изготовления, чем overlay-структуры.

Еще одна особенность структур СВЧ-транзисторов заключается в уменьшении толщины слоёв эмиттера и базы (менее 0,1 мкм) для уменьшения диффузионных ёмкостей и времён пролёта. Толщина слоя коллектора определяется требуемым напряжением пробоя и не превышает 0,5 мкм для частотного диапазона $f_{ep}>10$ ГГц (для Si транзисторов). Уменьшение толщины коллектора приводит к существенному снижению напряжения пробоя.

В настоящее время на частотах до 4 ГГц достаточно широко и успешно применяются кремниевые CBЧ-транзисторы; для работы на частотах выше 4 ГГц применяются транзисторы на основе GaAs и GaN, а также гетеробиполярные (HBT – heterobipolar transistor) транзисторы на основе гетероструктур типа Si-SiGe-Si и полупроводниковых соединений A_3B_5 . На современном уровне развития технологии более высокое качество по сравнению с Si-GeSi-Si и GaAsструктурами дают структуры на InP [17, 36].



Рис. 1.6. Мэш-структура мощного биполярного транзистора

Основной отличительной особенностью гетеробиполярных СВЧ-транзисторов является использование структур с широкозонным эмиттером. При этом, эмиттерный гетеропереход осуществляет практически одностороннюю инжекцию носителей заряда, что позволяет легировать базу сильнее, чем эмиттер. Это даёт существенные преимущества гетеробиполярного транзистора по сравнению с гомогенным в СВЧ диапазоне. Высокое легирование базы обеспечивает малое сопротивление r_{5} , снижает инерционность коллекторной цепи и снижает эффект оттеснения эмиттерного тока. Практическое отсутствие обратной инжекции снимает ограничения на толщину эмиттера и уменьшает паразитную емкость эмиттера. Критическая плотность тока повышается на порядок.

В диапазоне до 20 ГГц биполярные СВЧ транзисторы имеют преимущество перед СВЧ полевыми транзисторами в применении в устройствах СВЧ в связи со значительно лучшей идентичностью характеристик от прибора к прибору [5,6,36,61]. Это позволяет существенно снизить затраты на производство изделий СВЧ в крупносерийном производстве.

Для увеличения предельной рассеиваемой мощности СВЧ-транзисторов в одном кристалле формируют до 150 топологически разделенных, но электрически параллельно соединенных транзисторных структур (ячеек) с сохранением большого отношения периметра к площади внутри ячейки. В таких структурах в кристалле формируют прямоугольные низкоомные *p*+-области, а внутри каждой ячейки располагают эмиттер прямоугольной формы. вывод эмиттера от базовой сетки изолируют слоем окисла. Выводы МБТ делают в виде коротких золоченых полосок, для уменьшения их паразитных емкости и индуктивности *L*.

1.3 Теплоэлектрические модели мощных ВЧ и СВЧ транзисторов

Разрез типовой конструкции МБТ без крышки корпуса схематично показан на рисунке 1.8 [37, 76]. Полупроводниковая пластина с транзисторной структурой закрепляется с помощью припоя (или клея) на термокомпенсирующей накладке, которая в свою очередь размещается и закрепляется на верхней поверхности основании корпуса. Конструкция корпуса МБТ разрабатывается с учетом работы МБТ на ВЧ и СВЧ и обеспечения отвода тепла, выделяющегося в активной области структуры.



Рис. 1.8. Разрез конструкции МБТ без крышки (схематично): 1– полупроводниковая подложка с приборной структурой; 2 – слой припоя (или клея); 3 –монтажная пластина; 4 – слой припоя; 5 – основание корпуса

Основная электрическая мощность при работе транзистора в активном режиме выделяется в области пространственного заряда (ОПЗ) коллекторного перехода, который расположен на небольшой глубине от верхней (рабочей) поверхности структуры. Плотность выделяющейся и преобразующейся в тепло в коллекторном переходе электрической мощности в активном режиме работы транзистора определяется согласно модели Эберса-Молла известным выражением [40, 76]:

$$q(x, y, T_n) = \alpha_N J_{\mathcal{P}}(x, y, T_n) \cdot U_{KE}, \qquad (1.4)$$

где α_N – коэффициент передачи тока в схеме с ОБ, $U_{\rm K5}$ – напряжение на коллекторном переходе, которое полагают однородным, а J_{\Im} – плотность эмиттерного тока. Другими источниками тепла в этом режиме в практических расчетах обычно пренебрегают [1, 7, 37, 76].

В свою очередь плотность эмиттерного тока $J_{\mathfrak{I}}$ является экспоненциальной функцией температуры перехода T_n , и для МБТ *n-p-n* типа можно записать:

$$J_{\Im}(x, y, T_n) = J_{\Im 0}^* (T_n / T_0)^3 \exp\left\{\frac{-E_g + eU_{\Im b} - r_n J_{\Im}}{kT_n}\right\},$$
(1.5)

где $J_{\Im 0}^*$ – равновесный ток эмиттерного перехода при температуре T_0 ; $r_n = r_{\Im} + (1 - \alpha_N)r_{BII}$ – входное сопротивление пассивных областей структуры в схеме ОБ, r_{\Im} , r_{BII} – активное (омическое) сопротивление эмиттера и пассивной базы; E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника, $U_{\Im b}$ – значение напряжения эмиттер-база, k – постоянная Больцмана,

Поскольку ширина ОПЗ коллекторного перехода обычно много меньше, чем толщина полупроводниковой пластины, то при анализе теплоэлектрических процессов в МБТ обычно полагают, что на рабочей поверхности полупроводниковой пластины задан поверхностный источник тепла, повторяющий геометрию активной области, и тепловой поток направлен от поверхности пластины к корпусу прибора и далее – в окружающую среду. Перенос тепла в такой конструкции МБТ определяется теплопроводностью, теплоперенос другими механизмами (излучением и конвекцией) составляет по оценкам единицы процентов от общего потока тепла и вкладом этих механизмов обычно пренебрегают.

В общем случае для расчета распределения температуры в транзисторной структуре и в конструкции прибора в целом необходимо решать уравнение теплопроводности [76, 85, 98] при заданных начальных и граничных условиях. Для инженерных расчетов и большинства практических приложений при анализе тепловых свойств МБТ используют различные модельные приближения, в частности принцип теплоэлектрической аналогии и принцип суперпозиции [98]. Принцип теплоэлектрической аналогии позволяет заменить решение уравнения теплопроводности анализом токов и напряжений в тепловой эквивалентной схеме. Согласно этому принципу плоскослоистой конструкции МБТ соответствует эквивалентная одномерная тепловая схема, показанная на рисунке 1.9[25, 37, 98].

Каждому *i*-му слою конструкции в этой схеме соответствует RC-звено в виде параллельно соединенных теплового сопротивления R_{Ti} и теплоемкости C_{Ti} .



Рис. 1.9. Тепловая схема МБТ плоскослоистой конструкции с односторонним отводом тепла

При однородном потоке тепла через *i*-й слой толщиной d_i , теплопроводностью λ_i , плотностью γ_i и удельной теплоемкостью c_{Ti} тепловое сопротивление и теплоемкость слоя определяются формулами:

$$R_{Ti} = d_i / \lambda_i S_i, \qquad C_{Ti} = c_{Ti} \gamma_i d_i S_i \tag{1.6}$$

где S_i – площадь теплового потока в *i*-ом слое.

В инженерных приложениях тепловые свойства МБТ принято характеризовать на основе двухзвенной одномерной эквивалентной тепловой схемы (puc.1.10) [25, 37, 76], где тепловое сопротивление R_{TII-K} и теплоемкость C_{TII-K} переход-корпус представляют собой тепловое сопротивление и теплоемкость

слоев конструкции прибора между активной областью и верхним основанием корпуса (до точки пайки); а R_{TK-C} и C_{TK-C} – тепловое сопротивление корпус-среда и теплоемкость корпуса прибора соответственно.



Рис. 1.10. Двухзвенная тепловая схема МБТ

Для уменьшения значения теплового сопротивления R_{TK-C} корпус-среда МБТ размещается на специальном рассеивающем тепло радиаторе с использованием теплопроводящих паст, при этом зачастую применяется принудительное охлаждение этого радиатора, например, путем обдува. Тепловое сопротивление R_{TII-K} переход-корпус является внутренним параметром транзистора и сильно зависит от качества тепловых контактов между слоями конструкции и распределения источников тепла в структуре. Дефекты контактного соединения (пустоты в припое, инородные включения, плохая адгезия припоя и т.д.) в реальных МБТ приводят к значительным от-клонениям значения R_{TII-K} от расчетных и к локальным перегревам структуры.

Тепловое сопротивление R_{III-K} может быть сделано намного ниже, чем в многоэмиттерном с тем же числом эмиттеров, расположенных в одной базовой области, за счет разделения многоэмиттерного кристалла на несколько частей [57,73]. Этот выигрыш в многоструктурном транзисторе создается в основном за счет той части R_{III-K} , которая относится собственно к кристаллу (рис. 1.11). Некоторый выигрыш будет иметь место и в самом корпусе за счет того, что у основания кристалла формируется тепловой поток большего сечения. Расчеты показывают, что за счет разнесенных структур перепад температур между коллекторным переходом и точкой пайки кристалла может быть уменьшен в несколько раз.



Рис. 1.11. Тепловой поток в многоэмиттерном (а) и многоструктурном (б) транзисторах

Уменьшение значения R_T путем разделения кристалла на несколько структур не всегда оказывается достаточным. Для этих целей применяется технология уменьшения толщины полупроводниковых пластин после завершения формирования транзисторных структур, при этом снижается механическая прочность кристаллов, что приводит к дополнительному браку при их монтаже.

1.4 Виды и механизмы отказов и область безопасной работы мощных биполярных ВЧ и СВЧ- транзисторов

Основными видами отказов мощных ВЧ и СВЧ транзисторов в радиоэлектронной аппаратуре в реальных условиях эксплуатации являются электрический или тепловой пробой [4, 7, 24, 57, 73, 76]. Чаще всего причиной электрического или теплового пробоя является перегрузка по напряжению, току или мощности. Однако если в процессе эксплуатации в результате деградационных процессов в приборной структуре произошло, например, уменьшение пробивного напряжения коллекторного перехода, то его пробой может наступить при напряжении меньше допустимого. К локальным перегревам и последующему тепловому пробою могут привести деградационные процессы в токоведущей металлизации или в контактных соединениях.

Одна из основных причин отказов мощных ВЧ и СВЧ транзисторах – это неустойчивость токораспределения в транзисторной структуре, приводящая к шнурованию тока и образованию «горячих пятен» [8, 9, 22, 36, 37, 101, 110-119, 129-132]. В результате этих процессов отдельные локальные области перехода сильно разогреваются, и плотность тока в этих областях быстро нарастает даже при действии коротких импульсов перенапряжения. Как следствие, может произойти проплавление базы в этой локальной области, если не ограничить энергетическое воздействие на МБТ. Появление перегретой локальной области структуры даже без ее необратимого разрушения сопровождается большими термодеформациями, которые приводят к появлению структурных дефектов и деградации прибора.

Снижение устойчивости токораспределения в структуре МБТ может быть обусловлено разбросом балластных сопротивлений и слабой стабилизацией распределения тока между отдельными эмиттерами, большим разбросом входных сопротивлений элементарных транзисторов в многоэмиттерном или многоструктурном транзисторе, наличием непропаев в соединении кристалла с термокомпенсирующей пластиной, дефектами токоведущей металлизации и т.д. При этом «горячие пятна» развиваются, как правило, в тех областях структуры, где исходный полупроводниковый материал имеет протяженные дефекты или скопление таких дефектов [2, 15, 16, 22, 116].

Для повышения устойчивости токораспределения между отдельными элементарными транзисторами структуры применяют стабилизирующие балластные резисторы из высокоомных металлов и сплавов или специальных диффузионных областей структуры (рис. 1.12) [36, 73]. При этом использование диффузионных

21

резисторов является более эффективным и предпочтительным, поскольку диффузионных резисторов имеют лучшую воспроизводимость и большие максимально достижимые значения сопротивления (при меньшем разбросе номиналов), чем предельно достижимые значения сопротивления металлических резисторов. Отвод тепла от диффузионных резисторов лучше, чем от металлических, в результате чего они не перегреваются так как металлические. Следует отметить также, что пробивное напряжение в области диффузионных резисторов, как правило, несколько ниже, чем в базовой области структуры, так что область диффузионного резистора может действовать как стабилитрон, включенный параллельно переходу коллектор – база, и защищать его от перегрузок по напряжению.



Рис. 1.12. Структура *n-p-n* транзистора с металлическими (а) и диффузионными (б) резисторами типа *p*: 1 – металлизация базы; 2 – металлизация эмиттера; 3 – общая эмиттерная площадка; 4 – слой окисла; 5 – база; 6 – эмиттерные области; 7 – тело коллектора; 8 – тепловой поток; 9 – тепловой барьер; 10 – металлический резистор; 11 – диффузионные резисторы

Причиной теплового пробоя МБТ является также сильный (экспоненциальный) рост обратного тока коллекторного перехода с увеличением температуры в условиях плохого теплоотвода; уровень этого обратного тока может доходить до десятков миллиампер и далее включается механизм положительной тепловой обратной связи, который может привести к развитию теплоэлектрической неустойчивости токораспределения. Общая рекомендация в этом случае состоит в улучшении отвода тепла от транзисторов, включая принудительное охлаждение При электрическом пробое наблюдается резкое увеличение коллекторного тока в результате лавинного умножения в коллекторном переходе при приближении напряжения на переходе к пробивному. В результате выделения в переходе большой мощности, он нагревается и разрушается. Как правило, это тоже происходит в небольших локальных областях перехода, в которых напряженность электрического поля превышает среднее значение. Процессы лавинного умножения развиваются очень быстро и электрический пробой может наступить и привести к отказу прибора даже при очень коротких (порядка 10^{-9} сек) импульсах перенапряжения.

Поскольку в процессе эксплуатации или хранения в результате деградационных процессов в приборных структурах напряжение пробоя *p-n* переходов заметно снижается (на 10–15% и более), то электрический пробой МБТ может наступать при существенно меньших перенапряжениях, чем в исходном состоянии. Для снижения вероятности электрического пробоя, необходимо исключать перенапряжение даже на короткое время коллекторного перехода, либо защищать МБТ в аппаратуре от бросков коллекторного напряжения, которые возникают, например, при работе МБТ на индуктивную нагрузку.

Как следует из приведенного выше краткого обзора видов и механизмов отказов МБТ основную опасность представляет работа МБТ при режимах, близких к границам ОБР, при которых происходит локализации тока и плотности мощности внутри структуры. МБТ может попадать в такой режим при переходных процессах во время включения и выключения аппаратуры, при переключении нагрузки, при резком рассогласовании нагрузки и т.д.

Как уже отмечалось, даже изотермическое (до разогрева структуры выделяющейся мощностью) распределение плотности тока по площади активной области в структурах реальных МБТ является неоднородным [76]. Неоднородность токораспределения может быть вызвана регулярными причинами: оттеснением тока к краям эмиттера и падением напряжения на сопротивлении эмиттерной и базовой металлизации. Степень этой неоднородности можно оценить по известным формулам, но она в реальных приборах будет сильно зависеть от разброса сопротивления базы и токоведущей металлизации.

23

Более сложно оценить неоднородность токораспределения, обусловленную макродефектами транзисторной структуры, такими как дефекты пайки кристалла [16]; дислокации и кластеры примеси в области *p-n* переходов; разброс удельного сопротивления и толщины металлизации и полупроводниковых слоев и др. [76].

Неоднородность токораспределения, обусловленная указанными выше регулярными и случайными причинами усиливается в биполярных структурах действием положительной тепловой обратной связи. Наличие в структуре различных дефектов приводит к уменьшению напряжения шнурования тока при заданном коллекторном токе и мгновенной мощности, необходимой для образования «горячего пятна» в транзисторной структуре, и, как следствие, к смещению границ ОБР МБТ по отношению к расчетной в сторону меньших мощностей. Следовательно, напряжение шнурования тока МБТ при правильно выбранном значении коллекторного тока, может служить мерой дефектности конкретной транзисторной структуры; измерение этого напряжения и мгновенной мощности, необходимой для развития «горячего пятна», позволяет проводить отбраковку дефектных, т.е. наименее надежных приборов.

Типичный вид ОБР МБТ показан рисунке 1.13 [23, 75, 87]. Рассмотрим различные части ОБР с точки зрения выявления дефектов приборной структуры.

В режиме больших токов (область А) основной причиной снижения напряжения шнурования тока (и смещения границы ОБР в сторону меньших мощностей) вероятно будет регулярная неоднородность токораспределения, вызванная либо оттеснением тока к краям эмиттера, либо падением напряжения на дорожках токоведущей металлизации.

В режиме больших коллекторных напряжений (область В) смещение границ ОБР будет определяться дефектами в ОПЗ коллекторного перехода, которые приводят к локальному увеличению коэффициента лавинного умножения.

В диапазоне средних и малых токов и относительно небольших напряжений (область *C*) регулярные причины неоднородного токораспределения и дефекты коллекторного играют меньшую роль и должны проявляться различные дефекты всех активных областей транзисторной структуры и контактных соединений.

24



Рис. 1.13. — Типичный вид ОБР мощного биполярного транзистора

Согласно общей теории тепловой неустойчивости в приближении одномерной двухзвенной тепловой эквивалентной схемы в тех режимах, когда можно пренебречь обратным током коллекторного перехода [32,33], тепловая неустойчивость развивается в структуре МБТ при условии

$$\xi_{T}I_{J}U_{KJ}R_{TII-K} > 1, \qquad (1.7)$$

где $U_{K\Im}$ – напряжение между коллектором и эмиттером МБТ, а ξ_T – относительный температурный коэффициент полного эмиттерного тока I_{\Im} при I_{\Im} =const, который согласно (1.5) определяется выражением

$$\xi_T = \frac{1}{I_{\Im}} \frac{\partial I_{\Im}}{\partial T_n} = \frac{3kT_n + E_g - eU_{\Im E}}{kT_n^2} \left(1 + \frac{I_{\Im}r_n}{\varphi_T}\right)^{-1} .$$
(1.8)

Из выражения (1.8) видно, что в результате падения напряжения на сопротивлении r_n температурный коэффициент ξ_T с ростом эмиттерного тока уменьшается; в результате при одной и той же рассеиваемой мощности МБТ будет более устойчив при высоком токе и малом напряжении, чем при малом токе и высоком напряжении.

Одномерная модель тепловой неустойчивости довольно хорошо качественно и количественно описывает границу ОБР для большинства типов МБТ. Однако эта модель не позволяет оценить влияние различного рода дефектов транзисторной структуры на напряжение шнурования тока и смещение границ ОБР.

В работах Кернера Б. С., Синкевича В. Ф. и др. [31-34, 58...60] развита нелинейная теория шнурования тока в МБТ с дефектами, где для учета дефектов предложена двухэлементная тепловая схема МБТ [31, 76]. Согласно этой теории при образовании «горячего пятна» в структуре МБТ на зависимости $U_{35}(U_{K5})$ при I_3 = const появляется резкий излом или небольшой скачок (рис. 1.14). При этом дефекты структуры приводят к уменьшению напряжения шнурования тока U_{K7} , повышение температуры корпуса к увеличению U_{K7} , и на зависимости $U_{35}(U_{K5})$ проявляется эффект гистерезиса: возврат из режима горячего пятна происходит при меньших коллекторных напряжениях. По величине скачка на зависимости $U_{35}(U_{K5})$ можно количественно оценить параметры «горячего пятна».



Рис. 1.14. Вид зависимости $U_{\Im b}(U_{\Im b})$ транзистора при шнуровании тока

Модели теплоэлектрической неустойчивости разрабатывались и анализировались в работах зарубежных исследователей [115....126]. В основе всех известных моделей лежит механизм теплоэлектрической обратной связи между частями транзисторной структуры, что подтверждается многочисленными экспериментами. В частности, в работах [115, 120] рассмотрены эффекты перераспределения тока в двухэмиттерном транзисторе. Анализ проводился также на основе дискретной двухсекционной тепловой схемы МБТ с тепловой связью между симметричными частями структуры. В этих работах также показано, что неоднородность токораспределения проявляется в виде излома на входной ВАХ транзистора.

1.5 Методы и средства контроля температурной границы ОБР

Измерение напряжения шнурования тока является наиболее сложной задачей при построении ОБР транзисторов. Несмотря на то, что при шнуровании тока температура в локальной области транзисторной структуры резко возрастает на десятки кельвин, широко используемые на практике методы измерения температуры по ИК-излучению или с помощью термоиндикаторов для регистрации образования «горячего пятна» не подходят из-за большой инерционности и малой разрешающей способности. Поэтому для измерения напряжения шнурования тока в МБТ применяются различные косвенные методы [1, 22, 23, 30, 63, 74].

В большинстве известных косвенных методов измерения температурных границ ОБР МБТ в качестве сигнала о наступлении шнурования тока в структуре МБТ используют изменение напряжения на эмиттерном переходе или тока базы, а также производные этих величин по времени [74, 101]. Применение этих методов ограничено необходимостью использования импульсов определенной формы, а также низкая чувствительность при измерениях на больших токах.

Наибольшее распространение на практике получили косвенные методов измерения параметров тепловой неустойчивости МБТ на основе зависимости $U_{\Im E}(U_{K\Im})$ при $I_{\Im} = const$. Образование шнура тока в структуре МБТ, как уже отмечалось, проявляется на этой зависимости в виде скачка или излома при некотором значении коллекторного напряжения $U_{\nu n}$ [31-34].

В способе по авторскому свидетельству №619877 СССР [34] при измерении напряжения локализации тока $U_{K\Pi}$ используют включение МБТ по схеме с общей базой (ОБ). С помощью генератора тока, подключенного к эмиттеру, задают постоянный эмиттерный ток, а на коллектор подают пилообразное напряжение $U_K(t)$. К эмиттеру подключают осциллограф и в момент появления излома (или скачка) на зависимости $U_{3b}(t)$ регистрируют напряжение на коллекторе, которое и принимают за напряжение $U_{K\Pi}$ локализации тока. Зарегистрировать маленький скачек или излом с помощью осциллографа довольно сложно, поскольку величина такого скачка (или излома) у многих образцов транзисторов сравнима с предельной чувствительностью осциллографа. Более важным недостатком этого способа является то, что МБТ при измерении попадает в режим «горячего пятна» и может отказать.

Повысить точность измерения напряжения локализации тока U_{KT} позволяет устройство по авторскому свидетельству №983596 СССР [76], структурная схема которого и эпюры, поясняющие его работу, показаны на рисунке 1.15.



1 – источник напряжения, 2 – генератор пилообразного коллекторного напряжения, 3 – стабилизатор коллекторного тока, 4 – ждущий мультивибратор, 5 – усилительформирователь, 6 – цифровой вольтметр, 7 – блок питания.

а – импульс запуска; б – напряжение на коллекторе; в – импульс эмиттерного тока; г – напряжение на базовом выводе; д – сигнал на выходе дифференцирующей цепи; е – импульс на выходе усилителя-формирователя.



В основу работы устройства положен тот же принцип, что и в способе по AC №619877 СССР [34]. По сигналу мультивибратора 4, который запускается командой «Пуск», генератор 2 подает пилообразное напряжение на коллектор МБТ, а стабилизатор 3 при этом поддерживает заданное значение коллекторного тока. Напряжение $U_{3b}(t)$ с базового вывода МБТ (эпюра г на рисунке 1.15, б) поступает на дифференцирующую RC-цепь, после дифференцирования $U_{3b}(t)$ короткие импульсы (эпюра д на рисунке 1.15, б) с резистора R поступают на формирователь 5, где формируется короткий прямоугольный импульс, соответствующий моменту скачка на зависимости $U_{3b}(t)$ (либо моменту окончания импульса тока, если шнур тока не образуется); этот импульс запускает цифровой вольтметр 6 с внешним запуском, который быстро измеряет напряжение на коллекторе. Это напряжение будет равно либо напряжению шнурования тока $U_{KЛ}$, либо максимальному напряжению пилы.

Как отмечают многие авторы [30, 34, 63, 76], чувствительность этого способа сильно снижается с ростом коллекторного тока. В результате падения напряжения на токовыравнивающих резисторах и распределенных сопротивлениях структуры скачок на характеристике $U_{3b}(U_{K3})$ с ростом тока уменьшается, и сигнал на выходе RC-цепи становится сравнимым с шумами и помехами. Обнаружить образование «горячего пятна» в этих режимах становиться невозможно.

В работах В. А. Гусева [22...24] показано, что при пропускании через МБТ при заданном коллекторном напряжении последовательности импульсов эмиттерного тока нарастающей амплитуды при определенном уровне этого тока в некоторой локальной области структуры МБТ образуется индуцированный токопроводящий канал, через который протекает электрический ток $I_{кан}$ при запирании транзистора. Появление этого тока свидетельствует о наступлении локализации тока в приборной структуре; причем, чем больше значение пикового тока $I_{кан}$, тем сильнее локализация рабочего тока и перегрев области локализации. Способ показал хорошую чувствительность, применим к МБТ различных типов и позволяет обнаруживать шнурование тока на более ранних стадиях, чем при использовании производной тока базы [74].

Функциональная схема устройства, реализующего способ, показана на рис. 1.16. МБТ включается по схеме ОБ, генератор G1 задает последовательность импульсов эмиттерного тока нарастающей амплитуды, генератор G2 – постоянной коллекторное напряжение; измерительные сигналы снимаются с эмиттерного вывода, резисторов R2 и R3.

Проведенные с помощью этого устройства исследования МБТ различных типов показали, что пиковое значение тока канала монотонно возрастает при

увеличении амплитуды импульсов греющего тока и может достигать 30 % от этой амплитуды. Время спада тока канала после окончания разогрева составляет 30÷100 мкс, но при приближении к режиму критической локализации резко увеличивается до 500 мкс и более.



Рис. 1.16. Функциональная схема исследования образования токовых каналов в структуре транзистора [22]

На рис. 1.17 показаны диаграммы токов и напряжений в схеме. При протекании греющего импульса № 1 и после его окончания на диаграммах не обнаруживается отклонений от известных представлений о работе транзистора.

При протекании греющего импульса тока № 2 также не обнаруживается заметных изменений амплитуды тока коллектора, но после его окончания в цепи коллектор – эмиттер течет ток канала проводимости $I_{кан}$. В цепи базы в это время протекает быстро спадающий импульс тока термогенерации (штриховыми линиями на рисунке 1.17 показан характер изменения тока базы и напряжения на эмиттере при длительности импульса менее 10 мс).

При постепенном увеличении энергии греющих импульсов всегда можно обнаружить такой импульс (импульс \mathbb{N} 3), после которого время остывания канала значительно увеличивается. Как правило, перед окончанием такого импульса ток базы начинает уменьшаться, и его производная меняет знак. Дальнейшее увеличение энергии на 5...10 % приводит к катастрофическому отказу транзистора через 5...50 мкс после окончания разогрева (импульс \mathbb{N} 4).



Рис. 1.17. Диаграммы токов и напряжений транзистора при испытаниях одиночными импульсами с нарастающей амплитудой [22]

На рисунке 1.18 показаны пиковые зависимости тока канала $I_{\text{кан}}$ от напряжения на коллекторе в паузе $U_{\kappa n}$ и от запирающего напряжения на эмиттере U_{\Im} . Измерение пиковых значений проводилось через 2 мкс после окончания импульса мощности.



Рис. 1.18. Зависимость амплитуды тока канала от напряжения на коллекторе в паузе и запирающего напряжения на эмиттере для транзистора КТ816B, при $U_{Kb} = 60$ B и $t_H = 0.5$ мс: $1 - I_K = 1$ A; $2 - I_K = 1.5$ A; $3 - I_K = 1.7$ A [22]

Выбор конкретного уровня тока канала для отбраковки МБТ должен производиться с учетом требований к надежности и стоимости аппаратуры, в которой МБТ будет использоваться.

В качестве серьезного недостатка описанного выше способа необходимо указать, что появление тока канала даже в несколько миллиампер свидетельствует о разогреве локальной области структуры до температуры, близкой к температуре собственной проводимости (около 250 °C для кремния). Такой перегрев сопровождается значительными циклическими термодеформациями в структуре и постепенным разрушением прибора.

У всех выше перечисленных методов есть существенный недостаток, испытуемый транзистор при измерении входит в режим образования «горячего пятна», что приводит к быстрому или постепенному разрушению прибора.

1.6 Влияние теплоэлектрических параметров транзисторов на характеристики транзисторных усилительных каскадов

Известно [70], что при повышении температуры коэффициент усиления МБТ по току растет с коэффициентом 0,3...0,5 %/К, а напряжение на эмиттерном переходе уменьшается с коэффициентом порядка 2,0 мВ/К. Термочувствительность этих параметров влияет на преобразовательные свойства транзисторов, что было отмечено Паулем [66], который назвал это явление Mitlaufeffekt (неизотермический эффект). Позже ряд авторов [55, 83] обратили внимание на фазовые сдвиги сигнала в области инфразвуковых частот на выходе дифференциального каскада, выполненного на биполярных транзисторах, именно в той области частот, где инерция электрических процессов в транзисторах не должна сказываться. Эти искажения в области низких частот объяснялись воздействием переменной составляющей температуры *p-n* перехода на термочувствительные параметры биполярных транзисторов. Однако связь между возникающими в УЗЧ искажениями инфразвуковой интермодуляцией (BassIntermodulation – BIM), и искажениями, обусловленными переменной составляющей температуры *p-n* перехода транзисторов, в известных работах не была установлена. Для выяснения причин возникновения BIM Лихницким А.М. были рассмотрены физические процессы, вызывающие образование линейных и нелинейных искажений в типовом трехкаскадном транзисторном усилителе звуковой частоты (УЗЧ) [55]. В результате было показано, что тепловые искажения образуются не только в отдельных каскадах, но и во всех транзисторных подсхемах типового УЗЧ. Наиболее существенным оказалось установление связи между тепловыми искажениями и образованием в УЗЧ искажений типа ВІМ. Каждый транзистор усилителя является источником тепловых искажений в области низких частот, причем в случае сложного сигнала на входе УЗЧ эти искажения преобразуются в ВІМ. Тепловые искажения возникают в тех случаях, когда мгновенные значения сигнала в результате электротеплового преобразования в транзисторе воздействуют на его термочувствительные параметры – коэффициент усиления по току и напряжение база-эмиттер.

Вследствие изменения (модуляции) мощности, рассеиваемой на коллекторе транзисторов при передаче переменного (нестационарного) сигнала, коэффициент усиления по току каскада может изменяться в два-три раза. Это приводит к изменению коэффициента передачи каскада по напряжению. Причем скорость его изменения невелика, так как ограничивается тепловыми постоянными времени переход – корпус транзисторов. Но даже медленное изменение вызывает существенное для восприятия искажение огибающей полезного сигнала.

1.7 Выводы

1. Анализ особенностей конструкции и условий эксплуатации мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов показал, что этот класс приборов является наименее надежным из всех современных классов полупроводниковых приборов, поскольку эксплуатируется в условиях и режимах, близких к предельно допустимым. При этом граница ОБР и предельные параметры мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов в значительной степени зависят от качества транзисторной структуры и качества сборки приборов.

2. Одним их направлений повышения надежности аппаратуры с применени-

ем мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов наряду с совершенствованием топологии транзисторных структур и технологии производства транзисторов является разработка промышленно ориентированных неразрушающих методов контроля качества и, в частности, методов и средств измерения параметров теплоэлектрической неустойчивости токораспределения.

3. Существующие известные модели токораспределения в транзисторах с дефектами получены только методами компьютерного моделирования и не позволяют анализировать влияние различного рода дефектов на предельные теплоэлектрические параметры приборов.

4. В известных способах контроля и измерения напряжения локализации тока и температурной границы ОБР мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов приборы подвергаются запредельным энергетическим воздействиям и находятся некоторое время в режиме «горячего пятна», что зачастую приводит к отказу приборов в процессе контроля. И даже если отказа прибора в процессе контроля не происходит, кратковременное нахождение прибора в режиме «горячего пятна» приводит к снижению надежности прибора в условиях эксплуатации.

5. Влияние условий эксплуатации (в частности, температуры корпуса прибора) на напряжение шнурования тока МБТ исследовано недостаточно. Отсутствуют данные о зависимости напряжения шнурования от температуры в области отрицательных температур. Эта информация является очень важной для разработчиков РЭА.

6. Практически не изучены связь напряжения шнурования с другими теплоэлектрическим параметрами приборов (такими как тепловое сопротивление переход-корпус и др.) и влияние параметров тепловой неустойчивости МБТ на характеристики усилителей мощности на их основе.

34

Глава 2 Неразрушающие способы и устройства определения напряжения шнурования тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах

2.1 Анализ и компьютерный расчет токораспределения в структурах мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов с дефектами

Расчет неизотермического токораспределения в приборных структурах с дефектами представляет сложную задачу, которая решается только численными методами [31, 98]. Для биполярных транзисторов (БТ) с симметричной геометрией активной области структуры удается получить простые формулы для оценки влияния дефектов на неоднородность тока и температуры [81, 82]. Теплоэлектрическая модель таких МБТ представляется в виде двух параллельно соединенных транзисторов (рис.2.1,*a*).



Рис.2.1. Электрическая (а) и тепловая (б) модель биполярного транзистора с симметричной активной областью структуры [31]

Мощность, рассеиваемая *i*-м транзистором в активном режиме, определяется выражением $P_i = U_K I_i$, где коллекторное напряжение U_K полагается одинаковым для обоих транзисторов, а токи $I_{1,2}$ через транзисторы являются функциями температуры [82]:

$$I_{i} = (S_{0}A_{i}/2)\exp\left[-(E_{g} - eU_{\Im b} + er_{ni}I_{i})/kT_{ni}\right].$$
(2.1)

Здесь S_0 – полная площадь структуры кристалла; A_i – слабо зависящие от температуры параметры; $U_{\Im E}$ – напряжение эмиттер-база; E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника; $r_{ni} = r_{\Im i} + r_{Ei}/B_{cri}$ – входное сопротивление *i*-го транзистора включенного по схеме с общей базой (ОБ); k – постоянная Больцмана; e – заряд

электрона; B_{cri} – коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером, T_{ni} – температуры переходов транзисторов при заданной температуре корпуса T_{κ} , которые определяются тепловыми сопротивлениями частей структуры (рис.2.1, δ):

$$\Delta T_{ni} \equiv T_{ni} - T_{\kappa} = P_i R_{Ti} - (-1)^i R_{Ti} (R_{T2} P_2 - R_{T1} P_1) / (R_{T1} + R_{T2} + R_{TcB}) . \quad (2.2)$$

По аналогии с [31] будем рассматривать дефекты прибора в виде различия входных сопротивлений r_{ni} , тепловых сопротивлений R_{Ti} и инжекционных параметров A_i транзисторов. Причиной различия входных сопротивлений может быть технологический разброс последовательных ограничительных сопротивлений в цепи эмиттера или различие в степени легирования активной и пассивной базы. Различие тепловых сопротивлений определяется наличием дефектов (непропаев или посторонних включений) в контактном слое между кристаллом и кристаллодержателем [77]. Для определенности бездефектным будем считать второй транзистор и обозначим $R_{T2} = R_{T0}; \Delta R_T = R_{T1} - R_{T0}$ и $r_{n2} = r_{n0}; \Delta r_n = r_{n1} - r_{n0}$.

При $I_1 + I_2 = I_0 = \text{соnstтоки} I_1$ и I_2 можно выразить через их отклонение от среднего значения $\delta = (I_1 - I_2)/I_0$: $I_1 = I_0(1+\delta)/2$; $I_2 = I_0(1-\delta)/2$. В случае малых дефектов выражения (2.2) в линейном приближении преобразуются к виду

$$\Delta T_{n1,2} = \Delta \overline{T} \pm \Delta \widetilde{T} , \qquad (2.3)$$

где $\Delta \overline{T} = \Delta T_0(1 + \eta)$ – приращение средней температуры структуры; $\Delta \widetilde{T} = \Delta T_0(1-2a)(\delta + \eta)$ – отклонение температуры частей структуры от средней; $\Delta T_0 = R_{T0}U_{\rm K}I_0/2$, $\eta = \Delta R_T/2R_{T0}$. Параметр $a = R_{T0}/(R_{T1} + R_{T2} + R_{TcB})$ определяет степень тепловой связи между частями структуры: при слабой связи $R_{TcB} \to \infty$ и $a \to 0$. Поскольку $\Delta \widetilde{T} \ll T_{\rm K}$, то выражения для токов (2.1) можно записать в виде

$$\mathbf{I}_{1} = \frac{\mathbf{I}_{0}}{2} (1+\delta) \approx (\mathbf{S}_{0} \mathbf{A}_{1}/2) \exp\left[-\varepsilon - \mathbf{v}_{n0} \delta - \varDelta \mathbf{v}_{n} + \varepsilon \left(\varDelta \widetilde{\mathbf{T}}/\mathbf{T}_{\kappa}\right)\right]; \quad (2.4a)$$

$$I_{2} \equiv \frac{I_{0}}{2} (1 - \delta) \approx (S_{0}A_{2}/2) \exp\left[-\varepsilon + v_{n0}\delta - \varepsilon \left(\Delta \widetilde{T}/T_{\kappa}\right)\right], \qquad (2.46)$$
где $\varepsilon = v_{n0} + [(E_g/e) - U_{\Im b}]/\varphi_{\overline{T}}; \varphi_{\overline{T}} = k\overline{T}_n/e$ – температурный потенциал при средней температуре структуры $\overline{T}_n = T_\kappa + \Delta \overline{T}; \quad v_{n0} = r_{n0}I_0/2\varphi_{\overline{T}};$ $\Delta v_n = \Delta r_n I_0/2\varphi_{\overline{T}}$. Разделив (2.4а) на (2.4б), получим уравнение, связывающее величину разбаланса токов с параметрами структуры и дефектов:

$$\frac{(1+\delta)}{(1-\delta)} = \frac{A_1}{A_2} \exp\left[\varepsilon \left(\Delta \tilde{T}/T_{\kappa}\right) - 2\nu_{n0}\delta - \Delta\nu_n\right].$$
(2.5)

Логарифмируя обе части уравнения (2.5) и ограничиваясь линейным приближением, получим выражение для разбаланса токов:

$$\delta = \frac{\varepsilon I_0 U_{\rm K} (1 - 2a) (\Delta R_T / 2) - \Delta v_n + \ln(A_1 / A_2)}{2 [1 - \varepsilon U_{\rm K} I_0 (R_{T0} / 2) (1 - 2a) + v_{n0}]}.$$
 (2.6)

Из анализа (2.6) следует, что относительная величина разбаланса токов прямо пропорциональна величине дефекта и при $\epsilon I_0 U_{\rm K} (1-2a) (R_{T0}/2) <<1$ практически линейно растет с увеличением коллекторного напряжения $U_{\rm K}$.

Компьютерное моделирование неизотермического токораспределения в БТ с симметричной структурой проведено на основе эквивалентной схемы, представленной на рисунке 2.1, *a*, с помощью программы Workbench, дополненной блоком расчета температуры переходов частей структуры [85]. Алгоритм моделирования аналогичен описанному в [67, 85] и состоит в расчете на каждом шаге итерационного цикла мощностей, рассеиваемых транзисторами, и температур их переходов, а затем – в нахождении токов I_1 и I_2 , протекающих через транзисторы, при этих значениях температуры. В начале расчета температуры обеих частей полагаются равными температуре корпуса; расчет заканчивается, когда новые расчетные значения токов I_1 и I_2 отличаются от предыдущих значений не более чем на 0,5%.

Расчетные зависимости разности токов от коллекторного напряжения для двух типов дефектов в виде различия сопротивлений в эмиттерной цепи и различия тепловых сопротивлений частей структуры представлены на рисунке 2.2.



Рис. 2.2. Зависимость разности токов через симметричные части структуры от $U_{\rm K}$ при заданной величине дефекта: *a* – разность тепловых сопротивлений ΔR_T ; *б* – разность сопротивлений эмиттера $\Delta r_{\mathcal{P}}$

При этом крутизна этих зависимостей практически линейно растет с ростом величины дефектов (рис. 2.3).



Рис. 2.3. Зависимость крутизны характеристик $\Delta I(U_K)$ от величины вносимого дефекта при заданном коллекторном напряжении U_K : а – разность тепловых сопротивлений ΔR_T ; б – разность сопротивлений эмиттера $\Delta r_{\mathcal{F}}$

Основные параметры режима и электрические параметры транзисторов, использованные в расчетах, соответствуют паспортным данным кремниевых транзисторов типа КТ803: $B_{ct} = 20$, $r_{b1} = r_{b2} = 1,0$ Ом, $r_{30} = 0,1$ Ом, $R_{T0} = 1,0$ К/Вт, $I_0 = 1,0$ А, $E_g = 1,2$ эВ, $U_{3b} = 0,75$ В, $T_K = 300$ К. Тепловое сопротивление связи между частями структуры принималось равным бесконечности: $R_{TcB} = \infty$, что физически означает отсутствие тепловой связи между частями структуры. Это более жесткое с точки зрения развития неустойчивости тока условие, чем в реальных приборах.

Полученные соотношения позволяют рассчитать разности токов и температур между симметричными частями МБТ, обусловленные технологическими дефектами. Результаты могут быть использованы также для оценки погрешностей тепловой природы дифференциальных каскадов на БТ, а также при разработке средств контроля качества МБТ методом сравнения [77].

2.2 Зависимость коэффициента внутренней обратной связи по напряжению от коллекторного напряжения в биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторах с дефектами

Согласно модели, представленной в разделе 2.1, относительный разбаланс токов $\delta = (I_1 - I_2)/I_0$, определяемый выражением (2,6) и обусловленный наличием дефектов и тепловой обратной связью в МБТ, можно записать в виде

$$\delta = \frac{(1 + \nu_{n0}) (U_{\rm K}/U_{\rm KJI}) (\Delta R_T/R_{T0}) - \Delta \nu_n + \ln(A_1/A_2)}{2 (1 + \nu_{n0}) [1 - (U_{\rm K}/U_{\rm KJI})]}, \qquad (2.7)$$

где $U_{\rm KЛ} = 2T_{\rm K}(1 + v_{n0})/\epsilon I_0 R_{T0}(1 - 2a)$ – напряжение шнурования тока в приборной структуре, то есть такое коллекторное напряжение, при котором весь ток локализуется в дефектной части структуры.

Перераспределение тока и температуры в структуре транзистора при изменении коллекторного напряжения проявляется в изменении напряжения U_{35} на эмиттерном переходе, которое одинаково для обеих частей структуры. Это напряжение можно выразить, взяв логарифм от обеих частей выражения, например, для тока I_1 через первую часть структуры транзистора:

$$U_{\Im \mathsf{b}} = (E_g/e) - \phi_{T_{\mathsf{k}}} \left\{ \left(1 + \Delta T_{n1}/T_{\mathsf{k}} \right) \ln \left[2S_0 A_1 (1+\delta)/I_0 \right] + (\mathsf{v}_{n1})(1+\delta) \right\},$$
(2.8)

где $\varphi_{T_{\kappa}} = (kT_{\kappa}/e)$ – тепловой потенциал при температуре корпуса T_{κ} , а $v_{n1} = v_{n0} + \Delta v_n$.

Для нахождения тепловой составляющей коэффициента внутренней обратной связи по напряжению возьмем производные по U_{κ} от обеих частей (2.8) и ограничиваясь линейным приближением по величине δ , получим выражение:

$$\frac{1}{\phi_{T_{\kappa}}}\frac{dU_{\Im E}}{dU_{\kappa}} = -\left(\ln\frac{2S_{0}A_{1}}{I_{0}} - \delta\right)\frac{d\Delta T_{n1}}{T_{\kappa}dU_{\kappa}} + \left(\frac{\Delta T_{n1}}{T_{\kappa}} + v_{n1}\right)\frac{d\delta}{dU_{\kappa}}.$$
(2.9)

Записывая выражение для приращения температуры 1-й части структуры:

$$\Delta T_{n1} = \Delta \bar{T} + \Delta \tilde{T} = R_{T0} U_{\rm K} I_0 [1 + \eta + (1 - 2a) (\delta + \eta)]/2, \qquad (2.10)$$

полную производную от ΔT_{n1} по $oldsymbol{U}_{\mathrm{K}}$ получим в виде

$$\frac{d\Delta T_{n1}}{dU_{\rm K}} = \frac{R_{T0}I_0}{2} \left[1 + \eta + (1 - 2a)(\delta + \eta)\right] + \frac{R_{T0}U_{\rm K}I_0}{2} \frac{d\delta}{dU_{\rm K}}.$$
 (2.11)

Учитывая, что $\delta \ll \ln(2S_0A_1/I_0)u(\Delta T_{n1}/T_\kappa) \ll v_{n1}$, в наиболее опасном случае, когда отсутствует тепловая связь между частями структуры ($a \rightarrow 0$), для тепловой составляющей коэффициента внутренней обратной связи получим

$$h_{125}^{T} = h_{1252}^{T} \left[1 + 2\eta + \delta + (U_{\rm K} - U_{\rm r}) \frac{d\delta}{dU_{\rm K}} \right], \qquad (2.12)$$

где $h_{1250}^T = -\varphi_{T_{\kappa}} \left(\ln \frac{2S_0 A_0}{I_0} \right) \frac{R_{T0} I_0}{2T_{\kappa}}$ – тепловая составляющая коэффициента внутрен-

ней обратной связи по напряжению в бездефектной структуре, т.е. при $\eta = 0$ и $\mathcal{S} = 0$, а через U_r обозначена величина $v_{n1}\varphi_{T_{\rm K}}/h_{12{\rm E}2}^T$. Величина $h_{12{\rm E}2}^T$ пропорциональна тепловому сопротивлению $R_{\rm T}/2$ прибора без дефектов и увеличивается с ростом эмиттерного тока и уже при токах порядка 0,05–0,1 от предельно допустимого значения $I_{\rm пред}$ в несколько раз превышает электрическую составляющую $h_{12{\rm E}}$. Величина U_r пропорциональна току и при значениях тока порядка (0,05–0,1) $I_{\rm пред}$. Величина $U_r \approx 0,2U_{\rm KJT}$. Для анализа зависимостей $h_{12{\rm E}}^T$ от коллекторного напряжения в приборах с дефектами запишем выражение для производной $d\mathcal{S}/dU_{\rm K}$ из (2.7):

$$\frac{d\delta}{dU_{\rm K}} = \frac{(1+v_{n0})(\Delta R_T/R_{T0}) - \Delta v_n + \ln(A_1/A_2)}{2(1+v_{n0})[1-(U_{\rm K}/U_{\rm KJI})]^2 U_{\rm KJI}}.$$
(2.13)

Анализ (2.13) проведем для наиболее важных частных случаев.

Случай 1. Транзистор с теплофизическим дефектом; $A_1 = A_2 \ \text{и} \Delta r_n = 0, \Delta R_T > 0.$ Подставляя в (2.12) выражения (2.7) и (2.13) для δ и $d\delta/dU_K$ получим:

$$h_{12\mathrm{E}}^{T} = h_{12\mathrm{E}2}^{T} \cdot \left[1 + \left(1 + \frac{1 - \left(U_{r} / U_{\mathrm{K}\mathrm{J}} \right)}{\left[1 - \left(U_{\mathrm{K}} / U_{\mathrm{K}\mathrm{J}} \right) \right]^{2}} \right) \eta \right], \tag{2.14}$$

Отсюда следует, что h_{125}^T растет суперлинейно с увеличением $U_{\rm K}$.

Случай 2. Прибор с дефектом только электрофизической природы, проявляющимся в различии входных сопротивлений $\Delta r_n > 0$, при $A_1 = A_2$ и $\Delta R_T = 0$.

В этом случае после подстановки в (2.13) выражений для δ и $d\delta/dU_{\kappa}$ получим:

$$h_{12\mathrm{b}}^{T} = h_{12\mathrm{b}2}^{T} \cdot \left[1 + \left(\frac{1 - (U_{r}/U_{\mathrm{K}\mathrm{J}})}{\left[1 - (U_{\mathrm{K}}/U_{\mathrm{K}\mathrm{J}}) \right]^{2}} \right) \frac{|\Delta v_{n}|}{2(1 + v_{n0})} \right].$$
(2.15)

Характер зависимости $h_{125}^{T}(U_{K})$ согласно (2.15) подобен характеру зависимости при теплофизическом дефекте (2.14), но из-за отсутствия единицы в круглых скобках (2.15) суперлинейный характер зависимости $h_{125}^{T}(U_{K})$ будет наблюдаться при меньших коллекторных напряжениях U_{K} .

Расчетные зависимости $h_{125}^T(U_K)$ для рассмотренных выше видов дефектов различного размера приведены на рисунке 2.4.



Рис.2.4. Расчетные зависимости $h_{126}^T(U_K)$ транзистора с теплофизическим (сплошные линии) и электрофизическим (штриховые линии) дефектами при $U_{KJI} = 60$ В, $(U_r/U_{KJI}) = 0.2$ и различных размерах дефектов: $1 - \frac{|\Delta v_n|}{2(1+v_{n0})} = \eta = 0.1$; $2 - \frac{|\Delta v_n|}{2(1+v_{n0})} = \eta = 0.2$; $3 - \frac{|\Delta v_n|}{2(1+v_{n0})} = \eta = 0.3$

В рассмотренных выше случаях при приближении коллекторного напряжения к напряжению $U_{\rm KЛ}$ шнурования тока, величина $h_{12\rm B}^T$ стремится к бесконечности, но в этом диапазоне напряжений линейное приближение не корректно и для более точ-

ной оценки напряжения локализации необходимо учитывать нелинейные члены в зависимостях (2.7) токов частей структуры от температуры.

В рассмотренной модели при локализации весь ток протекает через дефектную область транзистора (δ =1), разбаланс токов перестает зависеть от $U_{\rm K}$, и h_{126}^T согласно (2.12) принимает максимальное значение $h_{126}^T = 2h_{1260}^T (1+\eta)$. В реальных МБТ ток стягивается в шнур существенно меньшей площади и h_{126}^T может во много раз превышать h_{1260}^T .

Малосигнальный коэффициент h_{215} по определению равен амплитуде переменной составляющей напряжения \tilde{U}_{35} на эмиттерном переходе при наложении на квазистационарное коллекторное напряжение малого синусоидального напряжения амплитудой \tilde{U}_{κ} , равной 1 В. Следует отметить, что характер зависимости $\tilde{U}_{35}(U_{\kappa})$ не зависит от амплитуды \tilde{U}_{κ} при выполнении условия ее малости. На низкой частоте коэффициент h_{215} определяется тепловой обратной связью, и тепловая составляющая h_{215} будет во много раз превышать электрическую составляющую. С целью повышения точности измерения $U_{\kappa \Pi}$ можно использовать известный способ исключения электрической составляющей h_{215} путем ее измерения на относительно высокой (порядка 3-5 кГц) частоте [1, 76]. Однако, уже при эмиттерных токах более 0,1 $I_{пред}$, при которых обычно контролируется $U_{\kappa \Pi}$, вкладом электрической составляющей h_{215} можно пренебречь [76].

Выражения (2.14) и (2.15) для зависимостей $h_{215}(U_{\rm K})$ можно преобразовать и записать эти зависимости для легко измеряемой характеристики $\tilde{U}_{_{\rm 25}}(U_{\rm K})$.

Для случая электрофизического дефекта это выражение имеет вид

$$\tilde{U}_{\Im \mathsf{F}}(U_{\rm K}) = \tilde{U}_{\Im \mathsf{F}}(0) \left[1 + \frac{b}{\left(1 - U_{\rm K}/U_{\rm KJ}\right)^2} \right], \qquad (2.16)$$

где $b = (1 - (U_r/U_{\text{KJ}})) \frac{|\Delta v_n|}{2(1 + v_{n0})}$ - параметр дефектности транзистора, $\tilde{U}_{\text{26}}(0)$ - ам-

плитуда $\tilde{U}_{_{96}}$ при колекторном напряжении близком к нулю, то есть в начале характеристики.

Для случая теплофизического дефекта:

$$\tilde{U}_{\Im \mathsf{b}}(U_{\mathsf{K}}) = \tilde{U}_{\Im \mathsf{b}}(0) \left[1 + \left(1 + \frac{1 - (U_{\mathsf{K}}/U_{\mathsf{K}\mathsf{I}})}{\left[1 - (U_{\mathsf{K}}/U_{\mathsf{K}\mathsf{I}}) \right]^2} \right) \eta \right] = \tilde{U}_{\Im \mathsf{b}}(0) \cdot \left[c + \frac{d}{\left[1 - (U_{\mathsf{K}}/U_{\mathsf{K}\mathsf{I}}) \right]^2} \right]$$
(2.17)

где параметры $c = 1 + \eta$ и $_d = \left[1 - (U_r/U_{_{\mathrm{KJ}}})\right]\eta$ также определяются размерами дефекта.

В формулах (2.16) и (2.17) величина $\tilde{U}_{_{36}}(U_{_{K}})$ при заданном коллекторном напряжении $U_{_{K}}$, величина $\tilde{U}_{_{36}}(0)$ при коллекторном напряжении, близком к нулю, и само коллекторное напряжение $U_{_{K}}$ являются измеряемыми величинами, а величины *b*, *c*, *d* и $U_{_{KЛ}}$ неизвестными параметрами контролируемого МБТ.

В случае электрофизического дефекта в (2.16) входят две неизвестных величины: параметр дефектности *b* и напряжение шнурования тока и формально математически для их нахождения достаточно составить два уравнения. Следует отметить, что зависимость (2.16) на начальном участке $U_{\rm K} << U_{\rm KR}$ будет близкой к линейной $\tilde{U}_{\rm 26}(U_{\rm K}) \approx \tilde{U}_{\rm 36}(0) [1 + b(1 + 2U_{\rm K}/U_{\rm KR})]$, и ее относительная крутизна S будет определяться степенью дефектности структуры $s \approx d\tilde{U}_{\rm 36}/dU_{\rm K} = 2b/U_{\rm KR}$. В бездефектной структуре (при $b \rightarrow 0$) характеристика $\tilde{U}_{\rm 36}(U_{\rm K})$ слабо изменяется на начальном участке и резко возрастает при приближении напряжения к $U_{\rm KR}$

В выражение (2.17) для случая теплофизического дефекта формально входит три неизвестных параметра и для их нахождения необходимо три уравнения. На начальном участке зависимость $\tilde{U}_{_{3\rm E}}(U_{_{\rm K}})$ согласно (2.17) также близка к линейной, и ее наклон будет определяться размером дефекта $\tilde{U}_{_{3\rm E}}(U_{_{\rm K}}) \approx \tilde{U}_{_{3\rm E}}(0)[c+d(1+2U_{_{\rm K}}/U_{_{\rm KJ}})].$

Заметим, что по виду зависимости $\tilde{U}_{_{36}}(U_{_{K}})$ на начальном участке невозможно идентифицировать вид дефекта структуры, однако при прочих равных параметрах МБТ амплитуда переменной составляющей $\tilde{U}_{_{36}}$ у приборов с теплофизическим дефектом будет (в среднем по выборке) больше, чем у приборов с электрофизическим дефектом.

Для измерения зависимости $h_{215}(U_K)$ необходимо задать постоянный ток эмиттера, установить постоянное коллекторное напряжение и наложить на него малую низкочастотную синусоидальную составляющую амплитудой $\tilde{U}_{\kappa} = 1$ В с частотой Ω . Процесс измерения можно автоматизировать, если задать медленное изменение постоянного коллекторного напряжения и регистрировать амплитуду переменной составляющей \tilde{U}_{36} . Для уменьшения систематической ошибки измерения зависимости $h_{216}(U_K)$, обусловленной переменной составляющей коллекторного напряжения, скорость $V_U = dU_K/dt$ изменения коллекторного напряжения в каждый момент времени должна удовлетворять условию $V_UT = T \frac{dU_K}{dt} < 1$ В, то есть за один период колебаний T=1/ Ω переменной составляющей коллекторного напряжения квазипостоянное коллекторное напряжение не должно изменяться больше, чем амплитуда \tilde{U}_K . Это условие определяет выбор параметров режима измерения характеристики $h_{216}(U_K)$.

Следует отметить, что амплитуда переменной составляющей \tilde{U}_{36} в квазистационарном режиме при модуляции коллекторного напряжения на низкой часте прямо пропорциональна значению дифференциального теплового сопротивления \tilde{R}_{III-K} испытуемого транзистора. При проявлении неоднородного токораспределения и скачка на зависимости $\tilde{U}_{36}(U_{\rm K})$ дифференциальное тепловое сопротивление \tilde{R}_{III-K} заметно возрастает, что приводит к резкому возрастанию амплитуды \tilde{U}_{36} (рис. 2.5)



Рис. 2.5. Преобразование крутизны характеристики $U_{\mathcal{P}\mathcal{B}}(U_K)$ с применением малого гармонического сигнала

2.3 Способ определения напряжения шнурования тока в МБТ по значениям *h*_{21Б}, измеренным при трех значениях коллекторного напряжения

Одной из главных задач при разработке неразрушающих способов измерения напряжения шнурования тока в МБТ является исключение запредельных режимов, воздействующих на измеряемый прибор, и определение напряжения шнурования тока без введения контролируемого транзистора в режим «горячего пятна».

Такой способ разработан нами [96] на основе рассмотренной выше теплоэлектрической модели, согласно которой крутизна зависимости тепловой составляющей малосигнального коэффициента внутренней обратной связи $h_{125}^{T}(U_{K})$ МБТ определяется напряжением шнурования тока, типом и величиной дефектов МБТ.

В предлагаемом способе контролируемый транзистор включается по схеме с общей базой, с помощью источника тока в цепи эмиттера задается постоянный эмиттерный ток, а на коллектор подается линейно нарастающее напряжения, не превышающее предельно допустимое значение U_{Kmax} для данного типа транзистора при заданном токе, с добавлением малого гармонического напряжения [100]. При трех значениях коллекторного напряжения U_{K0} , U_{K1} , U_{K2} измеряется переменная составляющая напряжения на эмиттере $\tilde{U}_{\text{ЭБ}}$ и искомое напряжение шнурования тока определяется по формулам (2.16) или (2.17) в зависимости от вида дефекта МБТ, который проявляется в характере зависимости переменной составляющей напряжения $\tilde{U}_{\text{ЭБ}}(U_{\kappa})$ от коллекторного напряжения U_{K} . Качественный вид зависимости $\tilde{U}_{\text{¬Б}}(U_{\kappa})$ и измеряемые величины показаны на рисунке 2.6.

В случае дефекта электрофизической природы зависимость $\tilde{U}_{_{36}}(U_{_K})$ описывается формулой (2.16). Значение переменной составляющей напряжения $\tilde{U}_{_{36}}(0)$ необходимо измерять при $U_{K0} \ll U_{K\Pi}$ на начальном участке характеристики $\tilde{U}_{_{36}}(U_{_K})$. Относительную погрешность такого приближения можно оценить по формуле $\delta_{U0} \approx 2bU_{K0}/U_{K\Pi}$, которая при $U_{K0}/U_{K\Pi} \ll 0,1$ не будет превышать 1-2 %. При проверке способа вместо $\tilde{U}_{_{36}}(0)$ использовалось значение $\tilde{U}_{_{36}}(5 \text{ B})$, измеренное при $U_{K0} = 5 \text{ B}.$



Рис. 2.6. Качественный вид зависимости $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{K})$ транзистора с локализацией тока в структуре

По значениям $\tilde{U}_{\Im b}(U_{K1})$ и $\tilde{U}_{\Im b}(U_{K2})$ переменной составляющей напряжения на эмиттере, измеренным при коллекторных напряжениях U_{K1} и U_{K2} ($U_{K1} < U_{K2}$) соответственно, вычисляются параметры: $a1 = \tilde{U}_{\Im b}(U_{K1})/\tilde{U}_{\Im b}(5 \text{ B})$ и $a2 = \tilde{U}_{\Im b}(U_{K2})/\tilde{U}_{\Im b}(5 \text{ B})$, и согласно (2.16) можно записать два уравнения для двух неизвестных *b* и U_{K3} :

$$a1-1 \approx \frac{b}{(1-U_{\rm KI}/U_{\rm KJ})^2};$$
 (2.18, a)

$$a2-1 \approx \frac{b}{(1-U_{\rm K2}/U_{\rm KJ})^2}$$
 (2.18, б)

Разделив обе части уравнений (2.18, а) и (2.18, б) друг на друга, и, исключив, таким образом, неизвестный параметр дефектности b, получим простое уравнение относительно $U_{\rm KЛ}$, решая которое получаем следующее выражение для определения значения $U_{\rm KЛ}$:

$$U_{\rm KJI} = \frac{U_{\rm K2} - mU_{\rm K1}}{1 - m},\tag{2.19}$$

где $m = \sqrt{(a1-1)/(a2-1)}$.

Описанный порядок измерения $U_{\rm KЛ}$ представляет типичный порядок совместного измерения, когда одновременно измеряется несколько разнородных физических величин. Погрешность определения значения $U_{\rm KЛ}$ в этом случае, очевидно,

будет определяться погрешностью измерения указанных разнородных величин и формулой связи этих величин с искомым значением. Современные цифровые вольтметры (или встроенные 8-разрядные АЦП микроконтроллеров) позволяют обеспечить относительную погрешность измерения квазипостоянного коллекторного напряжения U_{K1} и U_{K2} не более 0,5% и суммарная погрешность измерения двух напряжений в составе полной погрешности $\delta_{U_{K1}}$ определения U_{K1} , даже с учетом значения m=3 не будет превышать 1%. В этом случае основная вклад в погрешность измерения значения U_{K1} будет вносить погрешность определения параметра *m*, которая в свою очередь определяется относительной погрешностью δ_a измерения параметров *a*1 и *a*2, а также уровнем отличия значений этих параметров от 1. Для оценки относительной погрешности δ_a используем формулу $\delta_a = \sqrt{\delta^2 + \delta^2}$ Согласно выражению для *m* в (2.18) полагая измерения $\tilde{U}_{36}(0)$, $\tilde{U}_{36}(U_{K1})$ и $\tilde{U}_{36}(U_{K2})$ независимыми эту погрешность можно рассчитать по формуле:

$$\delta_m \approx \frac{\delta_a}{2} \sqrt{\left(\frac{a1}{a1-1}\right)^2 + \left(\frac{a2}{a2-1}\right)^2} . \tag{2.20}$$

Из этой формулы следует, что для снижения погрешности определения значения $U_{\text{KЛ}}$ по формуле желательно выбирать значения U_{K1} и U_{K2} , при которых \tilde{U}_{35} заметно (в 1,3–1,5 раза) возрастает по сравнению с $\tilde{U}_{36}(0)$. Так например при a1=1,2 и $a2=1,5-\delta_m \approx \frac{\delta_a}{2}\sqrt{45} \approx 3,4 \delta_a$, при a1=1,1 и $a2=1,2 \delta_m \approx \frac{\delta_a}{2}\sqrt{201} \approx 7 \delta_a$, а при относительно небольшой крутизне зависимости $\tilde{U}_{36}(U_{\text{K}})$ и значениях параметров a1=1,05 и $a2=1,1 \delta_m \approx \frac{\delta_a}{2}\sqrt{562} \approx 12 \delta_a$.

Для упрощения расчетов U_{КЛ} и анализа погрешности его определения при значениях параметров *a*1 и *a*2, близких 1 формулу (2.18) можно свести к выражению:

$$U_{\rm KJ} = U_{\rm K1} + 2\left(\frac{a1-1}{a2-a1}\right) \left(U_{\rm K2} - U_{\rm K1}\right), \qquad (2.21)$$

из которого следует, что при $a_{1-1} \approx a_{2-a_1}$ напряжение шнурования тока будет равно $U_{K_{T}} \approx U_{K_1} + 2(U_{K_2} - U_{K_1}) = 2U_{K_2} - U_{K_1}$. Для оценки погрешность определения $U_{K_{T}}$ по формуле (2.21) можно также использовать выражение (2.20)

При измерении $\tilde{U}_{_{36}}$ современными вольтметрами (или АЦП) несложно обеспечить относительную погрешность $\delta_{\tilde{U}_{36}}$ в переделах 0,5%, и относительная погрешность δ_a измерения параметров *a*1 и *a*2 не будет превышать 0,7%.

Таким образом, суммарная методическая погрешность измерения $U_{KЛ}$ даже при небольшой крутизне зависимости $\tilde{U}_{_{96}}(U_{_{K}})$ и изменении амплитуды $\tilde{U}_{_{96}}$ всего на 10-15 % во всем диапазоне изменения коллекторного напряжения не будет превышать по нашим оценкам 10%. Учитывая неразрушающий характер контроля, такая погрешность определения критически важного параметра как $U_{KЛ}$ представляется вполне приемлемой в производственных условиях.

Для случая дефекта теплофизического вида, как было показано выше, с учетом ранее введенных обозначений зависимость $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{\kappa})$ описывается формулой:

$$\tilde{U}_{\Im E}(U_{\rm K}) = \tilde{U}_{\Im E}(0) \cdot \left[c + \frac{d}{\left[1 - \left(U_{\rm K}/U_{\rm KJI} \right) \right]^2} \right], \qquad (2.22)$$

где $c = 1 + \eta; d = [1 - (U_r/U_{\text{KЛ}})]\eta.$

Неизвестные параметры *c*, *d* и U_{КЛ} входящие в выражение (2.22) могут быть найдены из системы из трех уравнений:

$$g1 = c + \frac{d}{\left[1 - \left(U_{\rm K1}/U_{\rm KJI}\right)\right]^2};$$
 (2.23, a)

$$g2 = c + \frac{d}{\left[1 - \left(U_{\text{K2}}/U_{\text{KJ}}\right)\right]^2};$$
 (2.23, б)

$$g_3 = c + \frac{d}{\left[1 - \left(U_{\rm K3}/U_{\rm KJ}\right)\right]^2},$$
 (2.23, B)

где параметры $g1 = \tilde{U}_{\Im E}(U_{K1})/\tilde{U}_{\Im E}(0); g2 = \tilde{U}_{\Im E}(U_{K2})/\tilde{U}_{\Im E}(0); g3 = \tilde{U}_{\Im E}(U_{K3})/\tilde{U}_{\Im E}(0),$ рассчитываются по результатам измерений значений $\tilde{U}_{\Im E}$ при четырех значениях коллекторного напряжения $U_{K0}, U_{K1}, U_{K2}, U_{K3}.$ Согласно поставленной задаче из системы (2.23) необходимо найти значение $U_{\rm KЛ}$, остальные параметры являются побочными и для целей нашего анализа их значения играют второстепенную роль. Для аналитического решения системы исключим из представленных уравнений указанные неизвестные параметры *c* и *d*. Это можно сделать если сначала поочередно вычесть уравнение (2.23, а) из уравнения (2.23, б), а уравнение (2.23, б) из уравнения (2.23, в) и составить отношение левых и правых частей полученных выражений

$$\frac{(g2-g1)}{(g3-g2)} = \left[\frac{(U_{\rm KJ}-U_{\rm KI})^2 - (U_{\rm KJ}-U_{\rm K2})^2}{(U_{\rm KJ}-U_{\rm K2})^2 - (U_{\rm KJ}-U_{\rm K3})^2}\right] \frac{(U_{\rm KJ}-U_{\rm K3})^2}{(U_{\rm KJ}-U_{\rm K1})^2}.$$
 (2.24)

В результате получено уравнение относительно $U_{\rm KЛ}$, в котором величины g1, g2 и g3 определяются экспериментально по результатам измерения значений \tilde{U}_{36} при четырех значениях коллекторного напряжения $U_{\rm K0}$, $U_{\rm K1}$, $U_{\rm K2}$, $U_{\rm K3}$. Значение $U_{\rm K0}$ при этом выбирается также как в рассмотренном выше случае определения $U_{\rm KЛ}$ МБТ с электрофизическим дефектом.

Значения коллекторных напряжений U_{Ki} входят в (2.24) в форме разностей вида ($U_{K\Pi}$ - U_{Ki}), и для аналитического решения уравнения (2.24) в [89, 96] предложено взять каждое последующее значение коллекторного напряжения, смещенным на один шаг ΔU_{K} относительно предыдущего $U_{K2} = U_{K1} + \Delta U_{K}$ и $U_{K3} = U_{K2} + \Delta U_{K}$. Значение шага по напряжению ΔU_{K} должна быть таким, чтобы обеспечить заметное (хотя бы на 5-10%) различие значений g_i , при этом, очевидно, должно выполняться условие $\Delta U_{K}/U_{K\Pi} = v \ll 1$ для обеспечения неразрушающего характера контроля. С учетом указанных выше условий приближенное решение уравнения (2.24) имеет вид

$$U_{\rm KJ} \approx U_{\rm KI} + \frac{2\Delta U_{\rm K}}{1 - \frac{\beta}{1 + \nu}}, \qquad (2.25)$$

где $\beta = \sqrt{\frac{g2-g1}{g3-g2}} \equiv \sqrt{\frac{\tilde{U}_{\Im E}(U_{K2}) - \tilde{U}_{\Im E}(U_{K1})}{\tilde{U}_{\Im E}(U_{K3}) - \tilde{U}_{\Im E}(U_{K2})}}$. Заметим, что в выражение для β входят

только отношения разностей g_{2-g1} и g_{2-g3} , и значение $\tilde{U}_{_{35}}(0)$ из выражения

для $U_{\rm KЛ}$ исключается; следовательно, в рассматриваемом случае величину $\tilde{U}_{\rm 35}(0)$ измерять не требуется.

Как и в предыдущем случае в выражение (2.25) для $U_{\rm KЛ}$ входят разности параметров, значения которых в большинстве практических случаев близки 1 и друг другу. Как и в предыдущем случае для электрофизического дефекта, относительную погрешность измерения коллекторного напряжения будем считать малой. Тогда суммарная погрешность определения $U_{\rm KЛ}$ в этом случае будет практически равна погрешности определения значения знаменателя $\left(1 - \frac{\beta}{1+\nu}\right)$ в формуле (2.25), для которой в [89] получено следующее выражение:

$$\varepsilon_{U_{\mathrm{KI}}} \approx \left(\frac{2\beta}{1-\beta}\right) \nu^2.$$
 (2.26)

Из анализа этой формулы следует, что при условии $\beta \to 1$ погрешность $\varepsilon_{U_{K\pi}} \to \infty$. Однако условие $\beta \to 1$ означает, что $\tilde{U}_{\Im\bar{D}}$ практически не зависит от коллекторного напряжения, то есть $U_{K\pi} \to \infty$ и погрешность его определения, с точки зрения контроля качества МБТ, не важна.

В выражения (2.25) и (2.26) входит, строго говоря, неизвестный и индивидуальный для каждого контролируемого образца МБТ параметр $v = \Delta U_{\rm K}/U_{\rm KR}$, на который накладывается условие $v \ll 1$. Для практических целей в качестве завышенной оценки значения параметра $v = \Delta U_{\rm K}/U_{\rm KR}$ можно взять его значение при минимально ожидаемом для МБТ данного типа значении напряжения шнурования тока $U_{\rm KR}^{\min}$. Как показывает анализ экспериментальных данных при выборе шага по напряжению $\Delta U_{\rm K} < 5$ В значение v не превышает 0,1. Поскольку в выражение (2.26) входит значение v в квадрате, то относительная погрешность $\varepsilon_{U_{\rm KR}}$ определения $U_{\rm KR}$ при $\beta > 1,2$ не будет превышать 10%. Заметим, что это завышенная оценка погрешности для случая $U_{\rm KR} = U_{\rm KR}^{\min}$.

Поскольку изначально неизвестно, какой вид дефекта является преобладающим у конкретного образца МБТ, то в общем случае расчет напряжения локализации необходимо проводить по формулам (2.19) и (2.25) и для оценки качества МБТ принимать меньшее из полученных значений. Однако проведенные ранее исследования показывают, что более распространенными и опасными дефектами, заметно снижающими устойчивость МБТ к шнурованию тока, являются дефекты электрофизической природы и для 90–95 % МБТ напряжение локализации может быть определено по формуле (2.19).

Схема устройства, реализующего способ, приведена на рис. 2.7.



Рис.2.7. Структурная схема устройства, реализующего способ измерения напряжения шнурования тока при трех коллекторных напряжениях: 1 – колодка с клеммами для подключения контролируемого транзистора, 2 – устройство управления, 3 – источник тока, 4 – генератор линейно нарастающего напряжения, 5 – генератор синусоидального напряжения, 6 – сумматорусилитель мощности, 7 – регистратор, 8 – разделительный конденсатор

Устройство содержит контактную колодку 1 с клеммами для подключения контролируемого транзистора, устройство управления 2, источник тока 3, генератор линейно нарастающего напряжения 4, генератор синусоидального напряжения 5, сумматор-усилитель мощности 6, регистратор 7 и разделительный конденсатор 8. Эпюры токов и напряжений, поясняющие работу устройства приведены на рис. 2.8.

Устройство работает следующим образом. Контролируемый транзистор вставляют в контактную колодку. По сигналу «Запуск» устройство управления 2 вырабатывает управляющий импульс длительностью $T_{\rm ИЗМ}$, который поступает на запускающие входы соответствующих устройств. В течение действия импульса управления источник тока 3 вырабатывает импульс постоянного тока (рис. 2.8, а), поступающего в эмиттер контролируемого транзистора.



Рис. 2.8. Эпюры токов и напряжений, поясняющие работу устройства

По сигналу «Запуск» генератор линейно нарастающего напряжения 4 вырабатывает пилообразное напряжение амплитудой $U_{\rm KM}$ (рис. 2.8, б). Это напряжение поступает на один из входов сумматора-усилителя мощности 6, на второй вход которого поступает низкочастотное синусоидальное напряжение с генератора 5 (рис. 2.8, в). С выхода сумматора-усилителя мощности 6 усиленное суммарное напряжение (рис. 2.8, г) поступает на коллектор контролируемого напряжения. Переменное напряжение с эмиттера контролируемого транзистора через разделительный конденсатор 8 поступает на вход регистратора 7, который по сигналу устройства управления 2 регистрирует (запоминает) три значения $\tilde{U}_{350}(U_{K0})$, $\tilde{U}_{351}(U_{K1})$, $\tilde{U}_{352}(U_{K2})$ амплитуды переменной составляющей напряжения на эмиттерном переходе контролируемого транзистора (рис. 2.8, д) при трех значениях коллекторного напряжения U_{K0} , U_{K1} , U_{K2} и передает эти значения в вычислитель 9, который вычисляет искомое значение напряжения локализации тока по формуле (2.19). Значения коллекторного напряжения U_{K0}, U_{K1} и U_{K2} предпочтительно выбрать одинаковыми (например, U_{K0} =5B, U_{K1} =0,5 U_{KM} и U_{K2} =0,75 U_{KM}), для упрощения расчета значения $U_{K\Pi}$. Если у каких то образцов испытуемых МБТ амплитуда \tilde{U}_{3b} будет очень слабо (мене чем на 5%) изменяться с увеличением коллекторного напряжения в выбранном диапазоне коллекторного напряжения $U_{K\Pi}$, то параметры *a1* и *a2* будут аппаратно неразличимы и близки к единице: $a_1 \approx a_2 \approx 1$. В этом случае при вычислении $U_{K\Pi}$ будет возникать неопределенность, и по результатам этих измерений значение $U_{K\Pi}$ будет стремиться к бесконечности. Для определения реального значения $U_{K\Pi}$.

Если измерения амплитуды переменного напряжения на эмиттерном переходе $\tilde{U}_{\mathcal{F}}(U_{\mathrm{K}})$ провести с использованием современных плат сбора данных, то погрешность измерения будет составлять не более 1–2 %, а погрешность определения напряжения шнурования тока не будет превышать 5–7%, что вполне приемлемо для целей производственного контроля.

Заметим, что зависимость (2.17) получена при условии, что температура кристалла контролируемого транзистора успевает «отслеживать» изменение малого переменного коллекторного напряжения. Для этого период $T_{\rm M}$ переменного напряжения на коллекторе должен в 3–5 раз превышать тепловую постоянную времени кристалла, которая у большинства МБТ не превышает 1 мс. Для получения приемлемой точности измерения амплитуды $\tilde{U}_{\Im E}(U_{\rm K})$ длительность $T_{\rm изм}$ импульса линейно нарастающего коллекторного напряжения должна составлять не менее $100T_{\rm M}$. При выборе частоты малого переменного сигнала на коллекторе, равной 100 Гц длительность $T_{\rm изм}$ равна 1 с. Следует заметить, что у мощных транзисторов температура корпуса за это время не успевает заметно измениться и таким образом специальные меры по теплоотводу не требуются.

Повысить точность измерения можно и многократным повторением цикла измерения, при этом для обеспечения идентичности теплового режима при по-

вторных измерениях скважность импульсов линейно нарастающего напряжения должна быть достаточно большой (больше 10), чтобы корпус транзистора успевал остыть за время паузы между импульсами.

2.4 Способ измерения напряжения шнурования тока в МБТ по заданным

уровням характеристики $h_{125}(U_{\rm K})$

В описанном предыдущем разделе способе измерения $U_{KЛ}$ значения коллекторного напряжения U_{K1} и U_{K2} предпочтительно выбирать из условия, что параметры *а1* и*а2* заметно отличаются 1 и друг от друга. При жестко заданных значениях U_{K1} и U_{K2} это условие далеко не всегда может выполняться и для каждого образца МБТ необходимо в общем случае подбирать эти значения. Для автоматизации такого подбора был разработан способ определения напряжения шнурования тока по заданным уровням характеристики $U_{36}(U_K)$ [97].

Схема включения и режим работы МБТ при измерении $U_{KЛ}$ в этом способе такие же, как и в описанном выше способе, также измеряют начальную амплитуду $\tilde{U}_{\Im 5}(0)$ переменной составляющей напряжения на начальном участке характеристики $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{K})$ (при $U_{K} \approx 0$), но в отличие от описанного выше способа в предлагаемом способе измеряют значения U_{K1} и U_{K2} квазипостоянного коллекторного напряжения МБТ, при которых амплитуда $\tilde{U}_{\Im 5}(t)$ переменной составляющей эмиттерного напряжения превышает в начальную амплитуду в (1+k1) и (1+k2) раз соответственно, где k1 и k2 – заданные коэффициенты причем k2 >k1. В этом способе напряжение шнурования тока вычисляют по формуле:

$$U_{K\pi} = \frac{qU_{K2} - U_{K1}}{q - 1}, \qquad (2.27)$$

где $q = \sqrt{\frac{k2}{k1}}$.

Заметим, что величины (1+k1) и (1+k2) не что иное, как параметры a1 и a2 соответственно в способе определения $U_{K\Pi}$ МБТ по результатам переменных составляющих напряжения на эмиттере контролируемого транзистора при жестко заданных значениях коллекторного напряжения. В предлагаемом способе наоборот измеряется напряжение на коллекторе МБТ при заданных отношениях амплитуды $\tilde{U}_{\Im E}(U_K)$ контролируемого транзистора к начальному значению этой амплитуды $\tilde{U}_{\Im E}(0)$ при напряжении на коллекторе, близком к нулю.

На рисунке 2.9 показана зависимость $\tilde{U}_{_{\mathcal{F}}}(U_{_K})$, характерная для МБТ с локализацией тока и с заданными уровнями амплитуды $\tilde{U}_{\mathcal{F}}$.



Рис. 2.9. Качественный вид зависимости $\tilde{U}_{\Im b}(U_{K})$ МБТ с локализацией тока в транзисторной структуре и заданными уровнями амплитуды

Поскольку в предлагаемом способе заданы отношения значений амплитуды переменной составляющей напряжения на эмиттере контролируемого транзистора, то относительная погрешность $\delta_{U\kappa n}$ определения напряжения шнурования тока будет одинаковой для всех образцов контролируемых транзисторов и будет определяться значением коэффициента q и относительной погрешностью δ_u измерения напряжений U_{K1} и U_{K2} :

$$\delta_{U_{\rm KJI}} \approx \delta_u \frac{\sqrt{q^2 + 1}}{(q - 1)}. \tag{2.28}$$

Очевидно, что при $q \to 1$ знаменатель в (2.28) стремиться к нулю и $\delta_{U_{KI}} \to \infty$. Для снижения погрешности надо увеличивать значение q, из простого анализа (2.28) следует, что в пределе при $q \to \infty$ погрешность $\delta_{U_{KI}}$ стремиться к погрешности измерения коллекторного напряжения δ_U , которая, как уже отмечалось не превышает 0,5%. И даже при значениях параметра q не сильно отличающихся от 1 методическая погрешность измерения $U_{\rm KЛ}$ этим способом в несколько раз меньше, чем способом, описанным выше. Так при q=1,2 $\delta_{\rm U_{KЛ}} \approx 8\delta_u$, а при q=1,1 $\delta_{\rm U_{KЛ}} \approx 15\delta_u$, то есть не будет превышать 10%.

На рисунке 2.10 приведена структурная схема устройства, реализующего способ, а на рисунке 2.11 эпюры сигналов, поясняющие принцип работы устройства.

Устройство, реализующее способ измерения напряжения шнурования тока по заданным уровням, содержит колодку 1 для подключения контролируемого транзистора; устройство управления 2; источник тока 3; генератор линейно нарастающего напряжения 4; генератор низкой частоты 5; сумматор-усилитель мощности 6; разделительный конденсатор 7; устройство выделения огибающей 8; резистивный делитель 9, содержащий три резистора *R*1, *R*2 и *R*3; устройство выборки и хранения 10; два устройства сравнения 11 и 12; регистратор13 и вычислитель 14.



Рис. 2.10. Структурная схема устройства, реализующего способ измерения напряжения шнурования тока по заданным уровням: 1– колодка для подключения контролируемого транзистора; 2 – устройство управления; 3 – источник тока; 4 – генератор линейно нарастающего напряжения; 5 – генератор низкой частоты; 6 – сумматор-усилитель мощности; 7 – разделительный конденсатор; 8 – устройство выделения огибающей; 9 – резистивный делитель, содержащий три резистора *R*1, *R*2 и *R*3; 10 – устройство выборки и хранения; 11 и 12 – два устройства сравнения; 13 – регистратор; 14 – вычислитель

Устройство работает следующим образом. По сигналу «Пуск» устройство управления 2 вырабатывает управляющий импульс U_{yy1} длительностью $T_{и3M}$ (рис.2.11, *a*), который поступает на запускающие входы соответствующих устройств. В течение действия этого импульса источник тока 3 вырабатывает импульс постоянного тока (рис. 2.11, б), поступающего в эмиттер контролируемого транзистора, а генератор линейно нарастающего напряжения 4 и генератор низкой частоты 5 вырабатывают напряжения $U_{K\Pi}(t)$ (рис. 2.11, *в*) и $\tilde{U}_{\kappa}(t)$ (рис. 2.11, *г*), которые поступают на входы сумматора-усилителя мощности 6.С выхода сумматора-усилителя мощности 6 усиленное суммарное напряжение $U_{K}(t)$ (рис. 2.11, *д*) поступает на коллектор контролируемого транзистора.



Рис. 2.11. Эпюры сигналов, поясняющие принцип работы устройства

Переменная составляющая напряжения $\tilde{U}_{\Im \mathcal{E}}(t)$ (рис. 2.11, е) с эмиттера контролируемого транзистора через разделительный конденсатор 7 поступает на вход устройства выделения огибающей 8, с выхода которого напряжение $U_{\Im \mathcal{E}}^{O\Gamma}$ огибающей переменной составляющей напряжения на эмиттере (кривая A на рис. 2.11, 3) поступает на вход резистивного делителя 9 и устройства выборки и хранения 10. По второму сигналу U_{yy2} устройства управления в момент времени t_0 (рис. 2.11, ж) устройство выборки и хранения 10 фиксирует (запоминает и хранит) значение $\tilde{U}_{\Im \mathcal{E}}(0)$ амплитуды переменной составляющей напряжения на эмиттерном переходе контролируемого транзистора при напряжении на коллекторе, близком к нулю (рис. 2.11, 3).

Напряжение с выхода устройства выборки и хранения 10 поступает на первые входы устройств сравнения 11 и 12, на вторые входы которых поступают сигналы с первого (кривая В на рис. 2.11, з) и второго (кривая С на рис. 2.11, з) выходов резистивного делителя 9.3начения сопротивлений резисторов R1, R2 и R3 выбираются так, чтобы коэффициент деления напряжения на первом выходе резистивного делителя был равен (1+k1), а на выходе второго – (1+k2), например, k1=0,1 и k1=0,4. В моменты времени t_1 и t_2 , когда напряжения на выходах резистивного делителя будут равны начальному значению $\tilde{U}_{35}(0)$, то есть когда будут выполняться условия $\tilde{U}_{35}(t) = (1+k1)\tilde{U}_{35}(0)$ и $\tilde{U}_{35}(t) = (1+k2)\tilde{U}_{35}(0)$, устройства сравнения 11 и 12 вырабатывают короткие импульсы (рис. 2.11, и), по сигналам которых регистратор 13 измеряет значения напряжения U_{K1} и U_{K2} на выходе генератора линейно нарастающего напряжения и передает их в вычислитель 14, который и вычисляет искомое напряжение локализации по формуле (2.27).

Если крутизна зависимости будет такой малой, что за время действия линейно нарастающего коллекторного напряжения переменная составляющая напряжения на эмиттере $\tilde{U}_{\Im 5}(t)$ не превысит или $(1+k1)\tilde{U}_{\Im 5}(0)$, или $(1+k2)\tilde{U}_{\Im 5}(0)$, то значение напряжения $U_{K\!\Pi}$ локализации будет не определенным, и вычислитель выдаст условное значение $U_{K\!\Pi}$, например, ∞ .

В этом случае измерения можно провести повторное измерение при других, более низких значениях коэффициентов деления (1+k1), (1+k2). Для этого в предложенном варианте устройства можно предусмотреть несколько резистивных делителей с разными коэффициентами деления.

2.5 Выводы

1. Путем компьютерного моделирования токораспределения между двумя частями симметричной транзисторной структуры с учетом тепловой связи между частями при наличии дефектов электрической и тепловой природы впервые получены зависимости разбаланса токов между частями в зависимости от коллекторного напряжения и величины дефекта.

2. На основе двухсекционной модели МБТ показано, что при наличии в транзисторе дефектов электрофизической и теплофизической природы, зависимость коэффициента обратной связи по напряжению от коллекторного напряжения имеет суперлинейный характер. Крутизна этой зависимости пропорциональна величине дефекта.

3. Предложены способ и устройство определения напряжения локализации тока в МБТ по результатам измерения переменной составляющей напряжения на эмиттере транзистора при трех значениях напряжений на коллекторе без введения прибора в режим «горячего пятна». Показано, что погрешность определения напряжения локализации тока предложенным способом менее 10%.

4. Предложены способ и устройство определения напряжения локализации тока в МБТ по результатам измерения напряжений на коллекторе при заданных отношениях амплитуды переменной составляющей эмиттерного напряжения к начальной амплитуде без введения прибора в режим «горячего пятна». Показано, что погрешность определения напряжения шнурования тока этим способом меньше, чем в способе по п.3.

Глава 3 Экспериментальная установка и исследование процессов шнурования тока в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах

3.1 Экспериментальная установка для исследования теплоэлектрических характеристик мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов

Для реализации разработанных и описанных в главе 2 способов измерения напряжения шнурования тока в МБТ, модернизирована экспериментальная установка для измерения теплоэлектрических параметров (УИТЭП) [99].

Модернизированная установка УИТЭП-1М работает в комплексе с цифровым осциллографом RIGOLDS1052E (или ему подобным) и предназначена для измерения зависимости малосигнального коэффициента $h_{125}^{T}(U_{\rm K})$ внутренней обратной связи по напряжению от коллекторного напряжения МБТ, пропорциональной модулю теплового импеданса МБТ на низкой частоте $|Z_T|$, и отбраковки дефектных и потенциально ненадежных приборов по крутизне указанной характеристики [91, 93-95].

Режимы по постоянному току устанавливаются в следующих пределах:

a) ток эмиттера І_Э 0,1 ÷1,5 А;

б) напряжение на коллекторе U_{KБ} - сумма линейно нарастающего и гармонического напряжений, амплитуда линейно нарастающего напряжения устанавливается 15÷100 В, действующее значение гармонической составляющей - 1 В, частота – 20-80 Гц

в) скорость нарастания коллекторного напряжения 7,5 ÷ 30 В/с.

Структурная схема установки приведена на рис. 3.1. В ее состав входят: генератор низкой частоты (ГНЧ), генератор линейно нарастающего напряжения (ГЛНН), сумматор, усилитель мощности со схемой защиты, генератор стабильного тока (ГСТ), усилитель низкой частоты (УНЧ), блок управления, блок контроля высокочастотной генерации и блок питания.

Для исключения перемены полярности коллекторного напряжения испытуе-

мого транзистора к сумме линейно нарастающего и синусоидального напряжений добавляется небольшое постоянное положительное напряжение U_0 . Величина U_0 выбрана немного больше амплитуды синусоидальной составляющей коллекторного напряжения.



Рис. 3.1. Установка УИТЭП-1М, структурная схема

Испытуемый транзистор включается по схеме с общей базой. При нажатии кнопки «Измерение» блок управления вырабатывает импульс. В течение этого импульса в эмиттер испытуемого транзистора подается ток, задаваемый генератором тока, а на коллектор с выхода усилителя мощности подается сумма линейно нарастающего (квазистатического), синусоидального и малого постоянного U_0 напряжений (рис. 3.2). Скорость нарастания и амплитуда пилообразного напряжения могут плавно изменяться в указанном выше диапазоне. Частота Ω синусоидального напряжения определяется параметрами ГНЧ и выбирается так, чтобы период колебаний был в 5 ÷ 10 раз больше постоянной времени переход-корпус испытуемого транзистора. При этом для адекватного определения дифференциального теплового сопротивления переход-корпус \tilde{R}_{III-K} необходимо выбирать частоту измерения достаточно высокой, чтобы тепловая постоянная корпуса не сказывалась на результатах измерения. В тоже время с увеличением частоты уменьшается уровень \tilde{U}_{36} . При выполнении этих условий гармоническая составляющая \tilde{U}

 $U_{\Im \mathcal{F}}$ будет пропорциональна $\tilde{R}_{\Pi - K}$:

$$\tilde{U}_{\mathcal{F}} = I_K \tilde{U}_K R_{T\Pi - K} K_U \,,$$

где K_U - температурный коэффициент напряжения на прямо смещенном эмиттерном переходе при постоянном токе эмиттера ($K_U \approx 2 \text{MB/°C}$), и, соответственно:

$$\tilde{R}_{T\Pi-K} = \frac{\tilde{U}_{\Im E}}{I_K \tilde{U}_K K_U} = A \tilde{U}_{\Im E}$$

где $A = 1/I_K \tilde{U}_K K_U$ – некоторая константа для выбранного режима измерения.



Рис.3.2. Эпюры тока и напряжения испытуемого транзистора

Гармоническая составляющая \tilde{U}_{3E} через разделительный конденсатор C_P поступает на вход УНЧ и далее на вход осциллографа. Осциллограф позволяет наблюдать зависимость $\tilde{U}_{3E}(U_{KE})$, которая при частоте Ω модуляции коллекторного напряжения, удовлетворяющей условию $\tau_{TK-C}^{-1} < \Omega < \tau_{TT-K}^{-1}$ эквивалентна зависимости дифференциального теплового сопротивления переход-корпус от коллекторного напряжения $\tilde{R}_{TTI-K}(U_{KE})$.

Схема защиты предназначена для защиты усилителя мощности и прекращения процесса измерения при пробое испытуемого транзистора. Блок контроля ВЧ генерации предназначен для выявления и индикации факта самовозбуждения испытуемого транзистора для исключения ошибок в измерениях.Индикация перегрузки и ВЧ генерации осуществляется соответствующими светодиодами, управляемыми схемой защиты и блоком контроля ВЧ генерации, соответственно, и расположенными на передней панели установки.

3.1.1 Генератор низкой частоты

ГНЧ собран на микросхеме DA4 (рис. 3.3) по схеме с мостом Вина (C3, C4, R15, R16). Частота генерации определяется параметрами моста Вина и равна 40 Гц. Стабилизация амплитуды колебаний осуществляется полевым транзистором VT3, который включен в цепь отрицательной обратной связи микросхемы DA4. Для управления полевым транзистором VT3используется выпрямитель на VD4 и пропорционально интегрирующий регуляторDA5. Регулировка амплитуды колебаний осуществляется резистором R21.

3.1.2 Генератор линейно нарастающего напряжения

ГЛНН использует принцип заряда конденсатора C1 током от генератора стабильного тока (ГСТ) на VT1, VD1, VD2 и R1 (рис. 3.3) и позволяет получать одиночные импульсы линейно нарастающего напряжения положительной полярности с переменными амплитудой и скоростью нарастания.

Изменение скорости нарастания осуществляется путем изменения сопротивления в цепи эмиттера VT1. Транзистор VT2 коммутирующий элемент, определяющий длительность импульса линейно нарастающего напряжения (ЛНН). На микросхеме DA1 собран повторитель напряжения с высоким входным сопротивлением для устранения влияния нагрузки на линейность выходного напряжения. На микросхеме DA3 собран компаратор, один вход которого подключен к выходу ГЛНН, а другой – к переменному резистору R5. Резистор R5 позволяет установить требуемую амплитуду ЛНН.



Рис. 3.3. Блок генераторов, схема электрическая принципиальная

В исходном состоянии триггер DD2 находится в «нулевом» состоянии, транзистор VT2 открыт и выходное напряжение генератора равно нулю. При нажатии кнопки «Измерение» триггер устанавливается в «единичное» состояние, транзистор VT2 напряжением на выходе триггера закроется, конденсатор C1 начнет заряжаться постоянным током, а линейно нарастающее напряжение на конденсаторе будет усиливаться усилителем DA1. Когда значение ЛНН на входе компаратора DA3 сравняется с опорным значением напряжения, снимаемого с резистора R5, состояние компаратора измениться и на его выходе появляется отрицательный потенциал, который вернет триггер в исходное «нулевое» состояние, транзистор VT2 откроется, конденсатор C1 разряжается и напряжение на выходе ГЛНН становится равным нулю.

Импульс «Измерение» с выхода триггераDD2 поступает на другие блоки установки для управления их работой. При перегрузке усилителя мощности из-за пробоя испытуемого транзистора на вход DD1.1 поступает сигнал, прекращающий работу ГЛНН.

3.1.3 Сумматор

Сумматор собран на микросхеме DA2 (рис. 3.3) по схеме неинвертирующего сумматора. На его входы поступают линейно нарастающее, синусоидальное и постоянное положительное напряжение U₀. Величина U₀ выбрана немного больше амплитуды синусоидальной составляющей и задается делителем R3, R4.

3.1.4 Усилитель мощности

Усилитель мощности (рис. 3.4) предназначен для усиления выходного напряжения сумматора по напряжению и мощности и подачи его на коллектор испытуемого транзистора.



Рис. 3.4. Усилитель мощности; схема электрическая принципиальная

Вход усилителя через коммутатор DA1 подключается к выходу сумматора лишь на время измерения, для чего на входы коммутатора поступают импульсы «Измерение» и «Измерение инв.» с блока управления. В установке УИТЭП усилитель мощности выполнен по схеме неинвертирующего усилителя, который используется при испытаниях транзисторов *n-p-n* типа. В его состав входят DA3, VT1, VT3, VT4. Коэффициент усиления усилителя равен 10 и определяется цепью отрицательной обратной связи R6, R7. Усилитель мощности имеет двойную защиту от короткого замыкания в нагрузке. Первая ступень - это ограничение тока выходных транзисторов, обеспечивается за счет резистора R14 и транзистора VT2. Вторая ступень - выключение ГЛНН при появлении перегрузки, обеспечивается компаратором DA2 и микросхемами DD1, DD2 (рис. 3.5). МикросхемаDD3.1 осуществляет индикацию перегрузки.

Цепочки C4, R10 и C7, R16 предотвращают самовозбуждение усилителя на высоких частотах.

3.1.5 Измерительный усилитель

В состав измерительного усилителя (рис. 3.5) входят усилитель низкой частоты, собранный на микросхемах DA3, DA5, DA6 и блок контроля BЧ генерациина микросхемах DA4, DD2.2, DD3.1.



Рис.3.5. Усилитель измерительный; схема электрическая принципиальная

Входной сигнал на усилитель низкой частоты поступает через аналоговый коммутатор DA1, предназначенный для устранения переходных процессов в уси-

лителе и его перегрузки в момент подачи питающих напряжений на испытуемый транзистор. Аналогичный коммутатор DA2 установлен на входе блока контроля BЧ генерации. Управляются коммутаторы одновибратором DD1.1, который вырабатывает импульс длительностью около 0,1 с по переднему фронту импульса «Измерение» и на 0,1 с запирает входы УНЧ и блока контроля BЧ генерации.

Для устранения ошибок из-за самовозбуждения транзисторов на высоких частотах в установку введен блок контроля ВЧ генерации, содержащий усилитель DA4, триггер DD2.2 и схему индикации DD3.1 (рис. 3.6). Входы усилителя через конденсаторы C1, C7 подключены к коллектору и эмиттеру испытуемого транзистора. При возникновении ВЧ генерации сигнал с выхода DA4 поступает на вход триггера DD2.2и устанавливает его в единичное состояние, на передней панели установки загорается светодиод «ВЧ генерация».

Спецификации блоков установки УИТЭП-1М приведены в Приложении В.

3.2 Проверка способа определения напряжения шнурования тока МБТ по значениям h_{215} , измеренным при трех значениях коллекторного напряжения

Для проверки возможности определения напряжения шнурования тока по амплитуде переменной составляющей напряжения на эмиттере, измеренной при трех значениях коллекторного напряжений, были выбраны МБТ типа КТ903. Транзисторы этого типа, как показано в работах Сергеева В.А. [76, 80] и ряда других авторов [99] довольно устойчиво могут работать некоторое время в режиме развитого «горячего пятна» без наступления катастрофического отказа и без явной деградации параметров. Это довольно широко распространенный и до настоящего времени используемый в автогенераторах и усилителях мощности тип ВЧ транзисторов с *n-p-n* структурой, с граничной рабочей частотой 50 МГц, предельно допустимой рассеиваемой мощностью 30 Вт (у КТ903А – 60 Вт), с предельно допустимым коллекторным напряжением 60 В, предельным значением постоянного коллекторного тока 3 А и предельным тепловым сопротивлением переход корпус 3,33 К/Вт.

Для проверки способа, исходя из предельно допустимых параметров МБТ данного типа, был выбран следующий режим измерения: ток эмиттера 0,5 А; максимальном линейно нарастающее напряжение на коллекторе $U_{\text{Kmax}} = 60$ B; амплитуда гармонической составляющей коллекторного напряжения $\tilde{U}_{\rm K}$ =1 В; частота гармонической составляющей коллекторного напряжения Ω=40 Гц; длительность линейно нарастающего коллекторного напряжения, то есть длительность одного цикла измерения) $t_{\rm M} = 2c$. Осциллограммы зависимости $\tilde{U}_{\rm PF}(U_{\rm K})$ для нескольких образцов МБТ указанного типа приведены на рис.3.6.



a. №737

в. №418







Рис.3.6.Зависимости $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{\rm K})$ транзисторов КТ903Б при токе эмиттера 0,5 А и максимальном напряжении на коллекторе U_{Kmax}=60 В: a, б – без образования «горячего пятна»; в, г – с образованием «горячего пятна»

Режим «горячего пятна» в заданном диапазоне коллекторного напряжения и при заданном эмиттерном токе наблюдался у 30% от общего числа МБТ, подвергавшихся испытанию. О шнуровании тока и паоявлении режима горячего пятна свидетельствует резкий рост зависимости $\tilde{U}_{25}(U_{\rm K})$ и появление у некоторых образцов ярко выраженного максимума, что соответствует рассмотренной

выше модели теплоэлектрической неустойчивости. В рамках этой модели напряжение шнурования тока, очевидно, равно (или близко) напряжению МБТ, при котором наблюдается максимальное значение на характеристике $\tilde{U}_{35}(U_{\rm K})$ согласно [82] является напряжением локализации. Исходя из этого, для нескольких образцов МБТ с явно выраженной нелинейностью зависимости $\tilde{U}_{35}(U_{\rm K})$ был проведен расчет напряжения шнурования $U_{\rm KJ}$ по формуле (2.19).

Результаты расчета приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Значения напряжения локализации тока транзисторов КТ903А, измеренные и рассчитанные по зависимостям $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{\rm K})$ при токе 0,5 А

Номер МБТ	Расчетное значение U _{КЛ} , В	Значение $U_{KЛ}^{H}$ по максимуму $\tilde{U}_{35}(U_{K})$, В	Абсолютная разница значений $\Delta U = U_{KJ} - U_{KJ}^{\mu}$, В	Относительная разница значений $\xi = (\Delta U/U_{K\Pi}^{H}) \cdot 100\%$
281	44,8	43,0	1,8	4,3
271	45,4	43,5	1,9	4,6
243	38,4	36,4	2,0	5,7
316	36,7	36,0	0,7	2,0
452	38,3	37,0	1,3	3,5
737	∞	∞	-	-
418	∞	x	-	-
454	48,6	47,8	0,8	1,7
264	45,0	42,8	2,2	5,0

При сравнении расчетных значений $U_{\kappa n}$ со значениями, определяемыми по максимуму на характеристиках $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{\kappa})$, оказалось, что рассчитанные по формуле (2.19) значения $U_{\kappa n}$ несколько больше значений, определяемых по максимуму на зависимости $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{\kappa})$. Различие этих значений для исследованных образцов МБТ не превышает 5-6%, что находится в пределах полученных нами оценок методической погрешности измерения напряжения шнурования тока рассматриваемым

способом. Это различие указанных значений может быть вызвано и регулярными причинами, например уменьшением напряжения шнурования тока с ростом температуры структуры. Расчетное значение $U_{\rm KЛ}$ определяется до наступления шнурования тока в структуре, то есть при меньшей температуре, чем температура структуры в момент развития неустойчивости, и оказывается несколько меньше значения $U_{\rm KЛ}$ определяемой по максимуму на зависимости $\tilde{U}_{\rm 35}(U_{\rm K})$. Для оценки влияния этого эффекта необходимы детальные исследования зависимости напряжения шнурования тока от температуры.

Для целей технологического, выходного или входного контроля и отбраковки дефектных и потенциально ненадежных МБТ по значению напряжения шнурования тока относительная погрешность его измерения рассматриваемым способом (учитывая его неразрушающий характер) на уровне в 5-6% в производственных условиях вполне приемлема. Кроме того в качестве критериев отбраковки можно задать предельное значение крутизна характеристики $\tilde{U}_{35}(U_{\rm K})$ при достижении которого коллекторное напряжение отключается, что делает метод безопасным и неразрушающим, а МБТ отбраковывается.

Рассмотренный способ определения $U_{\kappa \pi}$ по зависимости $\tilde{U}_{_{35}}(U_{\kappa})$ достаточно легко автоматизируется с приемлемой погрешностью даже с использованием простых микроконтроллеров с 8-разрядными АЦП. Для повышения точности определения $U_{\kappa \pi}$ можно использовать специализированные платы сбора данных с повышенным разрешением и точностью аналого-цифрового преобразования и проводить расчеты по большему числу отсчетов характеристики $\tilde{U}_{35}(U_{\kappa})$, то есть использовать методы аппроксимации и экстраполяции.

С помощью модернизированной установки и рассматриваемого способа были исследованы зависимости напряжения шнурования тока от коллекторного тока для МБТ нескольких типов, то есть по существу построить границу ОБР, определяемую эффектом шнурования тока. Примеры таких зависимостей для МБТ типа КТ805А приведены на рис. 3.7.



Рис. 3.7. Зависимости напряжения локализации от тока коллектора

Токовые зависимости $U_{K,T}(I_K)$ для МБТ типа КТ903А представлены на рис.3.8.



Рис. 3.8. Зависимость напряжения локализации транзисторов типа КТ903A от тока коллектора

В соответствии с рассмотренными выше моделями теплоэлектрической неустойчивости зависимости $U_{K,T}(I_K)$, представленные на рисунках 3.8 и 3.9, является нелинейными. Произведение $U_{K,T} \times I_K$, то есть мгновенная мощность, при которой токораспределение в структуре теряет устойчивость и образуется шнур тока, возрастает с увеличение коллекторного тока, что объясняется токовыравнивающим и стабилизирующим действием балластных сопротивлений структуры.

Результаты измерений $U_{K\!\Pi}$ представительных выборок МБТ приведены в Приложениях А и Б.

3.3 Алгоритм определения напряжения шнурования тока в МБТ по заданным уровням характеристики $\tilde{U}_{_{25}}(U_{_{\rm K}})$

При проверке работы установки УИТЭП-1М, описанной в предыдущем подразделе, за напряжение локализации принимается напряжение, при котором производная огибающей стремится к бесконечности (резко возрастает). Из рис.3.9 видно, что напряжение локализации U_{КЛ} (зеленый луч) равно 40 В.



Рис.3.9. Осциллограмма напряжений на выводах МБТ, полученная на УИТЭП при измерении U_{КЛ} транзистора типа КТ903А (зеленый луч – напряжение на коллекторе; желтый луч – переменная составляющая напряжения эмиттер-база)

Данный способ имеет существенный недостаток, т.к. испытуемый транзистор попадает в режим образования горячего пятна, что приводит к вторичному пробою. Для определения напряжения $U_{\rm KЛ}$ по крутизне зависимости $\tilde{U}_{_{36}}(U_{_{\rm K}})$, до наступления шнурования тока и отключать испытуемый транзистор до наступления пробоя предлагается реализовать следующий алгоритм измерения $U_{\rm KЛ}$, блок схема которого показана на рисунке 3.10.


Рис.3.10 Блок схема алгоритма измерения $U_{\text{КЛ}}$.

73

Порядок действий по этому алгоритму состоит в следующем.

 На установке УИТЭП-1М устанавливаем начальные значения измерения: напряжение на коллекторе, ток эмиттера, длительность импульса измерения t_{изм}. На контроллере задаем время задержки т_{зАД}, которое равно 0,5 от длительности импульса измерения t_{изм} (рис.3.9) и запускаем измерение.

2. Находим максимумы амплитуды U_{MAX} колебаний переменной составляющей $\tilde{U}_{\Im F}(U_{K})$, при этом Напряжение $\tilde{U}_{\Im F}$ измеряется с помощью АЦП с интервалом строба 100 мкс (рис.3.11).

3. Если выполняется условие « $\tilde{U}_{\Im_{5}+1} < \tilde{U}_{\Im_{5}-1}$ », то это означает, что мы нашли первый максимум и присваиваем ему номер 0 $\tilde{U}_{\Im_{5}} = U_{MAX0}$.

4. Для предотвращения выхода из строя испытуемого транзистора, как показано на рис.3.12, необходимо чтобы выполнялось условие $U_{MAX0} < 2 \times U_{\Im E+N}$, где $U_{\Im E+N}$ измеренное в данный момент времени напряжение эмиттер-база. В противном случае процесс измерения прекращается.

5. Производим сравнение полученных максимумов, и если выполняются условия, что « $U_{MAX2}>U_{MAX1}>U_{MAX0}$ » измеряем напряжение на коллекторе, которое и будет являться напряжением локализации $U_{KЛ}$ (рис.3.13). После чего процесс измерения останавливается.

6. В случае если условия « $U_{MAX2}>U_{MAX1}>U_{MAX0}$ » до конца времени измерения не выполняются, микроконтроллер выдает сообщение, что напряжение локализации равно бесконечности.

Алгоритм реализован в блоке обработки данных на основе микроконтроллера Atmega 128. Описание блока приведено в Приложении Г. Для управления микроконтроллером и сопряжения блока обработки данных с персональным компьютером разработана специализированная программа (см. Приложение Д).



Рис.3.11. Временные диаграммы при измерении амплитуды



Рис.3.12. Пробой транзистора, если не выполняется условие $U_{MAX0} < 2*U_{\Im 5F+N}$.



Рис.3.13. Иллюстрация определения $U_{\rm KJ}$ по значениям амплитуды характеристики $\tilde{U}_{_{\rm 2E}}(U_{\rm K})$

В таблице 3.2 приведены результаты определения напряжения шнурования тока у нескольких образцов транзисторов типа КТ903Б при различных значениях коэффициента *k* превышения начального уровня $\tilde{U}_{36}(U_{K0})$. Измерения проводились при эмиттерном токе 0,8 A, максимальном коллекторном напряжении 50 B (80 отсчетов на шкале U_K) и времени нарастания пилообразного напряжения 2,5 с. Как видно из таблицы, значения напряжения шнурования тока, определяемое по шкале U_K при значении коэффициента k=2,8, как и следовало ожидать несколько больше, чем при k=1,5. Действительно, при увеличении коэффициента *k* определяемое напряжение отсечения значения $\tilde{U}_{36}(U_K)$ стремится к действительному значению U_{Kn} , но при этом повышается вероятность теплового пробоя и катастрофического отказа контролируемого прибора.

Таблица 3.2



Результаты определения $U_{\rm KJ}$ транзисторов типа КТ903Б при двух значениях коэффициента k превышения начального уровня характеристики $\tilde{U}_{\rm JE}(U_{\rm K})$

Таким образом, для предотвращения попадания испытуемого прибора при измерении $U_{\kappa n}$ в режим шнурования тока, коэффициент начального уровня отклика необходимо выбирать небольшим. Однако нельзя устанавливать очень низкое значение этого коэффициента в связи с высокой вероятностью ложного срабатывания из-за нестабильности характеристики $\tilde{U}_{2\kappa}(U_{\kappa})$ на начальном участке.

3.4 Исследование процессов шнурования тока в мощных СВЧ транзисторах

Выше были представлены результаты экспериментальной аппробации разработанных способов измерения напряжения шнурования на мощных биполярных ВЧ транзисторах. Мощные биполярные СВЧ транзисторы также подвержены эффекту шнурования тока, но из-за малых значений входных сопротивлений и стабилизирующих резисторов этот процесс в структурах СВЧ транзисторов проходит быстрее, а степень локализации тока в них намного больше, чем в ВЧ транзисторах, при этом вероятность катастрофического отказа СВЧ транзистора при шнуровании тока существенно выше. Это обстоятельство накладывает особые требования по защите контролируемых СВЧ МБТ от пробоя при измерениях.

Применение описанного выше алгоритма и микроконтроллерного блока обработки данных позволили выполнить указанные выше требования и повести измерения зависимости напряжения шнурования тока от эмиттерного тока для СВЧ транзисторов типа КТ920 и КТ925. Результаты измерений указанных зависимостей представлены на рисунке 3.14.

Из графиков видно, что при меньших эмиттерных токах значения напряжения шнурования тока заметно отличаются от образца к образцу. При больших токах значения напряжения шнурования тока у разных образцов практически совпадают. Для повышения достоверности отбраковки дефектных МБТ по напряжению шнурования тока лучше задавать малое значение эмиттерного тока.



Рис. 3.14. Зависимость Икл от тока эмиттера транзисторов типа КТ920В и КТ925В

Аналогичные зависимости были получены для СВЧ транзисторов типа КТ909 (рис.3.15).



Рис.3.15. Зависимость напряжения шнурования тока от тока эмиттера у транзистора типа КТ909В

Видно, что, чем меньше ток эмиттера, тем меньше мгновенная мощность, при которой наступает шнурование тока, а напряжение шнурования тока соответственно возрастает. Эти результаты также соответствуют известным моделям тепловой неустойчивости в мощных биполярных транзисторах.

3.5 Сравнение прямого и косвенного способов определения напряжения шнурования тока в мощных биполярных транзисторах

Для сравнения способов на установке УИТЭП-1М проводились измерения напряжения шнурования тока транзисторов типа КТ903А при максимальном коллекторном напряжении 50 В, токе эмиттера 0,7А и времени измерения 2,5 с. У транзисторов были спилены крышки корпуса, а кристаллы очищены от компаунда. Распределение температуры по поверхности кристалла в процессе измерения контролировалось с помощью инфракрасного микроскопа ОРТОТНЕRM.

Результаты испытаний для двух образцов МБТ бездефектного образца и образца с образованием «горячего пятна» приведены на рис. 3.16 и рис. 3.17.











Рис.3.17. Осциллограммы характеристики $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{K})$ (а) и поле температур транзистора КТ903А №7

На рисунке 3.18 приведены зависимости температуры в максимально нагретой области структуры МБТ, полученные с помощью ИК микроскопа, от коллекторного напряжения.



Рис. 3.18 Зависимость температуры кристалла, измеренной с помощью ИК-микроскопа, от коллекторного напряжения для исследуемых образцов транзисторов

Из рисунков видно, что у образца №5 локализации тока в заданном диапазоне коллекторного напряжения не наблюдается, и соответственно кристалл транзистора равномерно прогрет по всей площади. У образца №7 явно выражен эффект шнурования тока и образования «горячего пятна» в структуре транзистора. Из рисунка 3.13 видно, что температура горячего пятна у этого образца начинает резко возрастать при коллекторном напряжении более 43 В и к концу действия линейно нарастающего коллекторного напряжения (то есть при 50 В) достигает 153 °C.

По результатам этих исследований можно сделать вывод, что косвенный и прямой способы определения напряжения образования «горячих пятен» в структуре МБТ показывают хорошее соответствие. При этом прямой метод позволяет оценить температуру в «горячем пятне», но не применим для производственного контроля из-за низкого быстродействия и нахождения прибора в закритическом режиме. Сравнение прямого и косвенного способов определения напряжения показало также, что определить скорость образования «горячего пятна» и оценить его температуру можно по крутизне характеристики $\tilde{U}_{36}(U_{\kappa})$: чем больше амплитуда переменной составляющей \tilde{U}_{36} в режиме локализации тока, тем выше температура «горячего пятна».

3.6 Температурные зависимости напряжения шнурования тока в МБТ

Как отмечалось выше, МБТ могут работать в широком диапазоне температуры окружающей среды, при этом влияние температуры корпуса приборы на напряжение шнурования тока и параметры «горячих пятен» изучено недостаточно.

Такие исследования были выполнены на установке УИТЭП-1М [93].На рисунке 3.19 показаны осциллограммы $\tilde{U}_{\Im 5}(U_{K})$ для одного из образцов транзистора КТ903А, измеренные при $U_{\text{Kmax}} = 54$ В, $\Omega = 40$ Гц, токе 0,8 А, длительности импульса 1,5 с и трех значениях температуры корпуса. Из приведенных осциллограмм видно, что с ростом температуры напряжение шнурования сначала уменьшается, а затем опять возрастает. При этом амплитуда переменной составляющей $U_{\Im 5}$ линейно уменьшается с ростом температуры (рис. 3.20).



Рис. 3.19. Форма зависимости $U_{\Im F}(U_K)$ при разных температурах корпуса транзистора: a) $T_K = -60 \text{ C}^\circ$; б) $T_K = 40 \text{ C}^\circ$; в) $T_K = 90 \text{ C}^\circ$



Рис. 3.20 Зависимость амплитуды переменной составляющей $\tilde{U}_{_{26}}$ от температуры

С ростом температуры наблюдается также и уменьшение максимального значения (пика) характеристики $\tilde{U}_{3b}(U_k)$, что свидетельствует о снижении максимальной температуры в «горячем пятне».

На рис. 3.21. приведены графики зависимостей напряжения шнурования тока от температуры корпуса $U_{\rm KЛ}(T_{\rm K})$ нескольких образцов транзисторов типа КТ903А, измеренные при указанных выше параметрах режима в диапазоне температур от –60 °C до +90 °C с шагом 10 °C. При измерениях транзистор размещался в термостате с погрешностью задания температуры не более 1 К. Перед каждым измерением прибор выдерживался в течение 20 мин для установления равновесной температуры всех элементов конструкции прибора, равной температуре термостата.

С увеличением температуры $T_{\rm K}$ корпуса транзистора напряжение $U_{K\pi}$ заметно уменьшается и при некоторой температуре T_{KP} достигает минимального значения $U_{K\pi min}$, а затем опять начинает расти с увеличением $T_{\rm K}$. У исследованных образцов МБТ минимум $U_{K\pi}$ наблюдается при разных значениях температуры корпуса, но сами минимальные значения $U_{K\pi min}$ у всех исследованных образцов лежат в диапазоне от 41 В до 39 В (за исключением образца № 971 с аномальной температурной зависимостью), то есть довольно близки между собой, несмотря на значительный разброс при низких температурах. Это минимальное напряжение шнурования тока, характерное для конкретного типа МБТ, и определяет максимально допустимое коллекторное напряжение в реальных условиях эксплуатации МБТ.



Рис. 3. 21. Зависимости напряжения шнурования тока от температуры корпуса транзисторов типа КТ903А при эмиттерном токе 0,8 А

Для транзисторов типа КТ903 под номерами №328, №343 и №1182 были проведены измерения модуля теплового импеданса Z_T с помощью измерителя теплового импеданса полупроводниковых приборов LEDMeter [102-104, Приложение Е] в трех вариантах диодного включения (Э-Б, К-Э и К-Б) на частоте модуляции греющей мощности 4 Гц и греющем токе 700 мА. Результаты измерения приведены в таблице 3.3. Результаты измерения теплового импеданса МБТ типа КТ805 в диодном режиме приведены в Приложении Ж.

Таблица 3.3

Зависимости модуля теплового импеданса МБТ в диодном режиме Z_T, К/Вт

No	Вариант диодного включения		
п/п	Э-Б	К-Э	К-Б
328	3,74	4,07	2,6
343	5,32	4,92	3,29
1182	6,3	5,69	3,88

У всех трех образцов наблюдается спад $U_{\kappa n}$ в диапазоне температур от -20 до 0°С, затем наблюдается небольшой подъем и максимум $U_{\kappa n}$ примерно при 6÷10°С, далее снова спад (рис. 3.22).



Рис. 3.22. Зависимости напряжения шнурования тока от температуры корпуса трех транзисторов типа КТ903А при эмиттерном токе 0,8 А

У образца №328 минимальное значение $U_{KЛmin} = 38$ В при температуре 30°С, рост $U_{\kappa n}$ начинается при температуре 60°С. У образца №343 рост начинается при температуре 42°С. Но у образца №1182 напряжение $U_{\kappa n}$ с ростом температуры вообще не изменяется. Можно отметить, что, чем больше модуль теплового импеданса перехода эмиттер-база исследованных образцов данного типа транзисторов, тем слабее температурная зависимость напряжения шнурования.

Полученные зависимости $U_{K,T}(T_K)$ объясняются в рамках одномерной модели [85],согласно которой тепловая неустойчивость в МБТ развивается при условии

$$\xi_T I_{\mathcal{Y}} U_{K\mathcal{Y}} R_{\Pi - K} > 1, \qquad (3.2)$$

где R_{TII-K} – тепловое сопротивление переход-корпус МБТ, а

$$\xi_T = \frac{1}{I_{\Im}} \frac{\partial I_{\Im}}{\partial T_n} = \frac{3kT_n + E_g - qU_{\Im E}}{kT_n^2} \left(1 + \frac{I_{\Im}r_n}{\varphi_T}\right)^{-1}$$
(3.3)

– температурный коэффициент эмиттерного тока; $r_n = r_3 + r_5/\beta$ – входное сопротивление, r_3, r_5 – сопротивления эмиттера и базы МБТ соответственно, β – коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ, $T_n = T_K + I_3 U_{K3} R_T$ – температура эмиттерного перехода; E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника, $\varphi_T = kT_n/q$ – тепловой потенциал; q – заряд электрона.

С ростом температуры корпуса стабилизирующее действие токовыравнивающих сопротивлений в транзисторной структуре снижается из-за увеличения коэффициента передачи тока, причем снижается сильнее, чем растет выравнивающее действие средней температуры структуры. Поэтому $U_{K\pi}$ снижается с ростом температуры $T_{\rm K}$ корпуса вплоть до некоторой критического значения T_{KP} , при котором достигается минимальное значение $U_{K\pi min}$. При дальнейшем увеличении T_{K} превалирует выравнивающее действие температуры и напряжение локализации растет.

Для повышения надежности РЭА очевидно необходима отбраковка потенциально ненадежных МБТ по минимальному значению напряжению локализации тока. На основе полученных результатов может быть разработана соответствующая методика отбраковки потенциально ненадёжных мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов по значению $U_{KЛmin}$.

3.7 Выводы

1. Модернизирована экспериментальная установка для измерения теплоэлектрических параметров мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов (УИТЭП-1М), реализующая способ измерения напряжения шнурования тока по значениям коэффициента внутренней обратной связи по напряжению, измеренным при трех значениях коллекторного напряжения. Существенно расширены диапазоны задания тестового воздействия.

2. Результаты измерения напряжения шнурования тока в МБТ неразрушающего способа отличаются от результатов, измеренных известным способом при попадании прибора в критический режим не более, чем на 5-8%, что вполне приемлемо для целей производственного контроля. Предложенный метод позволяет определять напряжение шнурования тока $U_{\rm KЛ}$ с достаточной для производственного контроля точностью на начальном участке характеристики $\tilde{U}_{\rm 35}(U_{\rm K})$, когда неоднородность токораспределения составляет единицы или десятки процентов. При этом МБТ не подвергаются запредельным разрушающим воздействиям.

3. С помощь установки проведены экспериментальные исследования зависимостей напряжения шнурования тока от параметров режима тестового воздействия и от температуры корпуса транзистора.

3. Сравнительные измерения напряжения шнурования тока в МБТ со снятой крышкой корпуса предложенным неразрушающим способом и прямым способом, с помощью ИК-микроскопа показали хорошее соответствие.

4. Впервые получены зависимости напряжения шнурования тока от температуры корпуса транзистора в диапазоне температур от – 60 до +90 С.

5. На основе полученных результатов может быть разработана методика отбраковки потенциально ненадёжных ВЧ и СВЧ МБТ по минимальному коллекторному напряжению U_{KJmin} локализации тока в приборных структурах.

Глава 4. Влияние процессов тепловой неустойчивости в мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах на характеристики транзисторных усилителей

4.1 Выборочные распределения МБТ по теплоэлектрическим параметрам

Из-за наличия технологических дефектов и разброса электрических параметров приборных структур тепловые параметры серийных МБТ имеют значительный разброс от образца к образцу. Исследование закономерностей и особенностей выборочных распределений МБТ по величине ТП при различных режимах их измерения представляет интерес для определения критериев оценки качества МБТ по ТП.

Измерения ТП МБТ проводились на модернизированной установке УИТЭП-1М [76], которая позволяет с высокой точностью измерять как тепловое сопротивление (модуль теплового импеданса), так и напряжение шнурования тока в широком диапазоне токов и напряжений.

У транзисторов типа КТ912А в количестве 27 штук измерялось теплового сопротивления *R*_{*TП-K1*} и *R*_{*TП-K2*} при токе 0,5 А и двух коллекторных напряжениях 40 В и 50 В, соответственно. Выборочные интегральные распределения МБТ по величине теплового сопротивления приведены на рис. 4.1. Значения параметров выборочных распределений приведены в таблице 4.1. Из рисунка и таблицы видно, что с ростом коллекторного напряжения распределение смещается в сторону увеличения теплового сопротивления. При этом форма кривой распределения деформируется и вытягивается вправо. Такое изменение распределений МБТ определяется увеличением неоднородности токораспределения в транзисторной структуре с ростом коллекторного напряжения. Степень неоднородности токораспределения в структуре МБТ в свою очередь определяется величиной распределенного сопротивления r_n приборной структуры, величина которого уменьшается с увеличением коэффициента β передачи тока МБТ. Как показал расчет, выборочный коэффициент корреляции между β и тепловыми сопротивлениями МБТ имеет значительную величину и возрастает с увеличением коллекторного напряжения, что и подтверждает связь тепловых сопротивлений с токораспределением.

Параметры выборочных распределений МБТ типа КТ912
по величине теплового сопротивления $\overline{R}_{T\Pi-K}$ при токе $I_{\Im}=0,5$ А

Параметр	Коллекторное напряжение		Относительное из-
распределения	40 B	50 B	менение, %
$\overline{R}_{T\Pi-K}$, K/Bt	0,73	0,78	6,8%
$\sigma_{\overline{R}_{m-\kappa}}$, K/BT	0,06	0,08	33%
$\rho_{R_T-\beta}$	0,68	0,79	19%

Этот вывод подтверждается результатами исследований распределений МБТ по величине напряжения локализации тока [88]. Заметим, что локализация тока наблюдается только в определенном диапазоне параметров электрического режима и проявляется не у всех экземпляров приборов. Исследования проводились на выборке в количестве 90 штук транзисторов типа КТ903А. Интегральные распределения транзисторов по величине напряжения $U_{KЛ1}$ и $U_{KЛ2}$ локализации тока, измеренного на модернизированной установке при двух токах $I_{K1} = 0.5A$ и $I_{K2} = 0.8A$, соответственно, приведены на рис. 4.2.



Рис. 4.1. Интегральные распределения транзисторов КТ912А по величине теплового сопротивления: $1 - U_K = 40$ B; $2 - U_K = 50$ B



Рис. 4.2. Интегральные распределения транзисторов КТ903А по величине напряжения локализации тока: 1 – I_K = 0,8 A; 2 – I_K = 0,5 A

С увеличением коллекторного тока, при котором измерялось напряжение локализации тока, параметры распределения МБТ по величине $U_{K\!\Pi}$ изменяется: абсолютный разброс приборов по величине U_{KJT} увеличивается. При $I_{KT} = 0,5$ А выборочное среднее значение $\overline{U}_{KJT} \approx 55$ В, а СКО среднего значения $\sigma_{\overline{U}_{KJT}} \approx 6$ В. При $I_{K1} = 0,8$ А соответсвенно $\overline{U}_{KJT} \approx 34$ В и $\sigma_{\overline{U}_{KJT}} \approx 3$ В. Этот результат подтверждает общий вывод, что с ростом тока стабилизирующее действие распределенных сопротивлений структуры возрастает и технологический разброс МБТ по значению напряжения шнурования тока проявляется слабее.

Представленные результаты позволяют сделать вывод, что мощные биполярные ВЧ и СВЧ транзисторы имеют значительный разброс по величине теплового сопротивления и напряжения локализации. Абсолютный разброс тепловых сопротивлений МБТ возрастает с увеличением коллекторного напряжения, а напряжения локализации - с уменьшением коллекторного тока, что объясняется определяющим влиянием технологического разброса распределенных (стабилизирующих) сопротивлений структуры.

4.2 Искажения тепловой природы в транзисторных каскадах класса А

Как уже было показано, наличие дефектов различной физической природы в структуре и конструкции транзистора приводит, как правило, к увеличению общего теплового сопротивления переход-корпус транзисторов и снижению напряжения шнурования тока в транзисторной структуре. Особенно сильно это проявляется в мощных ВЧ и СВЧ транзисторах. Во внешней цепи это проявляется в увеличении коэффициента внутренней обратной связи по напряжению. В ряде работ [55,83] показано, что ПТОС приводит к значительному увеличению нелинейных искажений в транзисторных каскадах в области низких частот.

Для исследования зависимости уровня второй гармоники в транзисторном каскаде от тепловых параметров транзистора был собран транзисторный каскад, работающий в режиме А. Структурная схема макета представлена на рис. 4.3. Испытуемый транзистор включался по схеме с общим эмиттером, рабочий коллекторный ток задавался и контролировался амперметром, встроенным в блок пита-

ния. В базу транзистора через разделительный конденсатор подается синусоидальный сигнал. Частота измерений выбиралась из условия $\Omega < \tau_{TT-K}^{-1}$, где τ_{TT-K} – постоянная времени переход-корпус. Уровень второй гармоники измерялся как на входе транзистора, так и на сопротивлении нагрузки.



Рис.4.3. Структурная схема установки для измерения второй гармоники на выходе транзисторного усилителя

При плавном увеличении напряжение питания на коллекторе МБТ производилось измерения амплитуды второй гармоники при помощи селективного вольтметра. Результаты измерений на частоте 30 Гц для двух транзисторов типа КТ805Б при значениях входных сигналов (U_{Γ} =1B и U_{Γ} =1,5B) представлен на рис.4.4.



Рис.4.4. Результаты измерений второй гармоники транзисторов КТ805Б

Из графиков видно, что, чем больше тепловое сопротивление, тем больше и уровень второй гармоники во всем диапазоне коллекторных напряжений.

Аналогичный характер изменения уровня второй гармоники с ростом коллекторного напряжения был выявлен и в транзисторных каскадах на СВЧтранзисторах типа КТ904Б (рис.4.5).



Рис.4.5. Результаты измерений второй гармоники для транзисторов типа КТ904Б

По графикам можно сказать, что рост второй гармоники начинается раньше при большем токе коллектора. При меньшем токе вторая гармоника растет позже, но ее уровень значительно выше. Для подтверждения были проведены измерения

уровня второй гармоники в диапазоне частот (20 ÷ 1010 Гц) для транзисторов КТ805Б и КТ903А. Результаты измерения представлены на рис. 4.6.



Транзистор КТ805Б №1

Рис.4.6. Зависимость уровня второй гармоники от частоты

Из графиков видно, что для транзисторов типа КТ805Б и КТ903А уровень второй гармоники на низкой частоте (20-30 Гц) при напряжении на коллекторе 40 В резко возрастает и практически не изменяется на более высоких частотах. Это говорит о том, что тепловой эффект на высоких частотах не проявляется и измерения необходимо проводить на низкой частоте.

4.3 Влияние эффектов тепловой неустойчивости в МБТ на характеристики транзисторных усилителей

Для МБТ характерна положительная тепловая обратная связь (ПТОС), приводящая к неоднородному распределению плотности тока в транзисторной структуре. В ряде работ [55, 83] показано, что ПТОС приводит к значительному увеличению нелинейных искажений в транзисторных каскадах в области низких частот.

Для исследования связи уровня второй гармоники в транзисторных каскадах класса А с тепловыми параметрами транзисторов была собрана экспериментальная установка по схеме на рис. 4.7.

Испытуемый транзистор VT1 включался по схеме с общим эмиттером иразмещался на радиаторе с площадью рассеяния 100 см² с принудительным воздушным охлаждением. Величина коллекторного тока задавалась источником смещения $E_{\rm b}$ и переменным резистором *R*1 и измерялась встроенным амперметром источника $E_{\rm K}$ питания каскада. В качестве нагрузки R2 использовался реостат с полным сопротивлением 50 Ом. В базу транзистора через разделительный конденсатор C1 подавался синусоидальный сигнал. Уровень второй гармоники измерялся селективным вольтметром V, как на входе транзистора, так и на сопротивлении нагрузки.

Зависимости уровня второй гармоники каскада на транзисторах КТ805Б от коллекторного напряжения $U_{\rm K}$ на частоте 30 Гц при амплитуде входного сигнала 1,5 В представлены на рис. 4.8. Из графиков видно: чем больше тепловое сопротивление, тем больше и уровень второй гармоники при $U_{\rm K}$ >40 В. При этом у образца №4 наблюдался существенный рост второй гармоники при $U_{\rm K}$ >38 В, что обусловлено локализацией тока в транзисторной структуре.

Аналогичные эффекты были выявлены и в транзисторных каскадах на СВЧ транзисторах типа КТ904Б. Резкий рост уровня второй гармоники в этих каскадах при коллекторном токе 0,3 А наблюдался при U_K>18–20 В.



Рис. 4.7. Структурная схема экспериментальной установки: V-селективный вольтметр



Рис. 4.8. Зависимость уровня второй гармоники каскада на транзисторах КТ805Б от коллекторного напряжения $U_K: \mathbb{N} = 4 - \mathbb{R}_{TII-K} = 6,1 \text{ K/BT}; \mathbb{N} = 7 - \mathbb{R}_{TII-K} = 5,6 \text{ K/BT}; \mathbb{N} = 8 - \mathbb{R}_{TII-K} = 5 \text{ K/BT}$

Для подтверждения тепловой природы исследуемых нелинейных искажений в усилительных каскадах на транзисторах типа КТ805Б и КТ903А были измерены зависимости уровня второй гармоники от частоты в диапазоне от 20 до 710 Гц при коллекторном токе 1 А. Там же представлены частотные зависимости модуля теплового импеданса исследованных образцов транзисторов, измеренные с помощью измерителя теплового импеданса [103].



Рис.4.9. Зависимость уровня второй гармоники от частоты при $U_K = 45B$: a – КТ805Б; б – КТ903А

Из графиков видно, что характер изменения второй гармоники U_{m2} каскада с ростом частоты практически повторяет характер изменения модуля теплового

импеданса Z_T транзисторов, что подтверждает тепловой характер нелинейных искажений на низких частотах.

4.4 Искажения тепловой природы в дифференциальных транзисторных каскадах

В современной усилительной аппаратуре широко применяется дифференциальное включение транзисторов, при этом наряду с идентичностью электрических параметров транзисторов необходимо обеспечивать равенство их тепловых параметров [105]. Оценки влияния разброса тепловых параметров на характеристики ДК проводились в [76] для фиксированной заданной разности тепловых сопротивлений. Однако, как показывают приведенные в данной работе результаты исследований тепловое сопротивление дифференциальное тепловое сопротивление переход-корпус транзисторов зависит от коллекторного напряжения.

Для анализа рассмотрим ДК на биполярных транзисторах (рис. 4.10, а) и его эквивалентную тепловую схему (рис. 4.10, б) [81].



Рис. 4.10. Схема дифференциального каскада (а) и его эквивалентная тепловая схема (б)

На основе анализа этих схем в [76] показано, что при подаче на вход ДК синусоидального сигнала $\Delta U = U_1 - U_2 = U_m \sin \omega t$, соответственно токи I_1 и I_2 , протекающие через транзисторы ДК будут иметь гармонические противофазные составляющие:

$$I_1 = I_{10} + I_m \sin \omega t;$$
 (4.6,a)

$$I_2 = I_{20} - I_m \sin \omega t.$$
 (4.6,6)

Выражение для разбаланса токов в динамическом режиме имеет вид:

$$\delta = \delta_0 + 2I_m \sin \omega t \,, \tag{4.8}$$

где δ_0 разность токов ДК в статическом режиме пропорциональна разности тепловых сопротивлений транзисторов $\delta_0 = b \Delta R_T / 2$.

Мощности, рассеиваемые транзисторами ДК, будут соответственно равны:

$$P_{1} = P_{10} - P_{1m} \sin \omega t - P'_{1m} \cos 2\omega t; \qquad (4.7,a)$$

$$P_{2} = P_{20} - P_{2m} \sin \omega t - P'_{2m} \cos 2\omega t, \qquad (4.7,6)$$

где $P_{i0} = (I_i E_K - R_K I_{i0}^2 - R_K I_m^2 / 2), P_{im} = (-1)^i (E_K - 2R_K I_{i0}) I_m, P_{im}' = R_K I_m^2 / 2,$ a i = 1, 2 – номер транзистора.

Переменная составляющая мощности P_{im} приводит к появлению переменной составляющей температуры с амплитудой T_{im} . В результате для разности температур транзисторов ДК в динамическом режиме для случая низких частот было получено следующее выражение

$$\Delta \widetilde{T}_{1,2} = \left[(R_{T1} + R_{T2}) \cdot 2b\theta + (1 - 2\theta) \right] \Delta R_T E_K I_m \sin \omega t + \Delta R_T P_m \cos 2\omega t , (4.9)$$

где *b* - коэффициент пропорциональности из (4.8) а $\theta = 2(E_K/R_KI_0 - 1)$ - параметр определяющий положение рабочей точки транзисторов ДК.

В результате действия положительной тепловой обратной связи с коэффициентом $K_T \approx -2,0$ мВ/К на входах транзистора появляется дифференциальный сигнал

$$\Delta U_{\rm m} = K_T \Delta \tilde{T}_{1,2} \tag{4.10}$$

который является нежелательным, так как приводит к дополнительным линейным искажениям. Этот коэффициент линейных искажений, возникающих из-за различия тепловых сопротивлений на низкой частоте, будет равен:

$$K_{JT} = \Delta R_T K_T \sqrt{\left[(R_{T1} + R_{T2}) \cdot 2b\theta + (1 - 2\theta) \right]^2 E_K^2 I_m^2 + P_m^2 / U_m} = \Delta R_T K_T K_V \sqrt{\left[(R_{T1} + R_{T2}) \cdot 2b\theta + (1 - 2\theta) \right]^2 E_K^2 + R_K^2 I_m^2 / R_K},$$
(4.11)

где Ку-коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Из (4.11) с учетом полученных нами результатов, следует, что если в составе ДК один из транзисторов будет иметь сильную зависимость теплового сопротивления от коллекторного напряжения, то при увеличением коллекторного напряжения (смещении рабочей точки или напряжения источника питания при заданном рабочем токе ДК) разность тепловых сопротивлений ΔR_T будет увеличиваться и коэффициент линейных искажений будет возрастать. На высоких частотах $\omega >> \tau_T$ линейные искажения этой природы будут исчезать из-за инерционности тепловых процессов.

4.5 Искажения тепловой природы в транзисторном каскаде класса В

В двухтактных усилителях класса В различное смещение рабочих точек БТ обусловлено разностью средних температур транзисторов $\overline{\Delta T}_{12} = (E_K I_m / \pi) \Delta R_T$. Смещение рабочих точек приводит к различию крутизны сквозных входных характеристик $_{S_1} u_{S_2}$. По оценке методом трех ординат коэффициент гармоник можно записать в виде $K_{\Gamma} = (S_1 - S_2)/2(S_1 + S_2)$. Полагая в первом приближении что разность крутизны пропорциональна разности температур $\Delta S = K_S \overline{\Delta T}_{12}$, получим

$$K_{\Gamma} = K_{S} E_{K} I_{m} (R_{T1} - R_{T2}) / 4\pi (S_{1} + S_{2}).$$
(4.12)

Оценки показали, что при изготовлении прецизионной аппаратуры необходимо подбирать БТ не только по электрическим, но и по теплофизическим параметрам.

4.6 Выводы

1. Показано, что мощные биполярные ВЧ и СВЧ транзисторы имеют значительный разброс по величине теплового сопротивления и напряжения локализации. Абсолютный разброс тепловых сопротивлений МБТ возрастает с увеличением коллекторного напряжения, а напряжения локализации - с уменьшением коллекторного тока, что объясняется определяющим влиянием технологического разброса стабилизирующих сопротивлений. 2. Результаты измерения уровня второй гармоники транзисторных усилителей класса А для нескольких типов транзисторов показали, что для транзисторов типа КТ805Б и КТ903А уровень второй гармоники на низкой частоте (20-30 Гц) при напряжении на коллекторе 40 В резко возрастает и практически не изменяется на высших частотах.

3. Зависимость уровня второй гармоники от коллекторного напряжения практически повторяет зависимость модуля теплового импеданса, что подтверждает тепловую природу нелинейных искажений в транзисторных усилителях.

4. Получены выражения для коэффициента гармоник в транзисторных усилительных каскадах различных классов с симметричным включением транзисторов, обусловленные различием тепловых сопротивлений транзисторов.

Заключение

В результате проведенных исследований получены следующие основные научные результаты.

1. Разработаны компьютерная и аналитическая теплоэлектрические модели токораспределения в структурах МБТ с дефектами электрофизической и теплофизической природы. Показано, что коэффициент внутренней обратной связи по напряжению МБТ нелинейно растет с увеличением коллекторного напряжения, при этом крутизна этой зависимости определяется видом и размером дефекта.

2. На основе развитой модели разработан неразрушающий способ и автоматизированное устройство измерения напряжения U_{КЛ} шнурования тока МБТ по значениям характеристики $\tilde{U}_{2\kappa}(U_{\kappa})$, измеренным при трех значениях коллекторного напряжения без введения контролируемого транзистора в режим «горячего пятна». Показано, что методическая погрешность способа уменьшается с ростом крутизны и не превышает 10 % при относительной крутизне характеристики $\tilde{U}_{_{26}}(U_{_{\rm K}})$ порядка 5% в заданном диапазоне коллекторного напряжения. Значения $U_{K\Pi}$, полученные предложенным способом ДЛЯ транзисторов типа КТ903А, отличаются от значений, полученных известным способом не более, чем на 6%.

3. Разработан неразрушающий способ, автоматизированное устройство и алгоритм определения $U_{\rm KЛ}$ по значениям коллекторного напряжения, измеренным при двух значениях коэффициентов превышения характеристики $\tilde{U}_{\rm 35}(U_{\rm K})$ ее начального уровня. Показано, что методическая погрешность этого способа может быть снижена по сравнению с погрешностью способа по п. 2 в 3–5 раз путем выбора указанных коэффициентов. Способ и алгоритм аппробированы на нескольких типах мощных биполярных СВЧ транзисторов.

4. Модернизирована экспериментальная автоматизированная установка для измерения теплоэлектрических характеристик мощных биполярных ВЧ и СВЧ

транзисторов, в части автоматизации обработки измерительной информации и расширения диапазонов задания режима по току от 0,1 до 1,5 A, по напряжению от 5 до 80 B и длительности тестового от 0,5 до 2,5 с.

5. Сравнение результатов косвенного измерения напряжения U_{КЛ} шнурования тока МБТ разработанными способами с результатами измерения локальной температуры транзисторной структуры с помощью ИК-микроскопа OPTOTHERM показали хорошее совпадение.

6. Впервые получены зависимости напряжения шнурования тока от температуры корпуса в диапазоне температур от – 60 до +90 °C. Показано, что с увеличением температуры корпуса транзистора напряжение $U_{K\Pi}$ шнурования тока транзисторов КТ903 снижается, а при дальнейшем увеличении температуры увеличивается, то есть некоторой температуре T_{KP} корпуса транзистора существует минимальное значение напряжения $U_{K\Pi min}$ шнурования тока. На основе полученных результатов может быть разработана методика отбраковки потенциально ненадёжных мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторов по минимальному напряжению $U_{K\Pi min}$ шнурования тока в приборных структурах.

7. Получены выборочные распределения мощных биполярных транзисторов по значениям теплового сопротивления и напряжения шнурования тока.

8. Теоретически показано и экспериментально подтверждено, что нелинейность транзисторных усилителей класса А возрастает при приближении рабочей точки транзистора к границе ОБР.

Ряд результатов диссертационного исследования используются на практике, что подтверждается актами об использовании (см. Приложения 3, И).

Список литературы

1. Аронов, В. Л. Исследование и испытание полупроводниковых приборов / В. Л. Аронов, Я. А. Федотов. – М. : Высшая школа, 1975. – 325 с.

2. А. с. 619877 СССР, МКИ G 01 R 31/26. Способ отбраковки мощных транзисторов / Б. С. Кернер, Е. А. Рубаха, В. Ф. Синкевич. – № 2408855/18-25; заявл. 01.10.76; опубл.15.08.78, Бюл. № 30.

3. Аронов В.Л., Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор (варианты). Патент на изобретение РФ № 2308120, приоритет от 10.01.2006.

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. Асессоров А.В., Асессоров В.В., Кожевников В.А., Матвеев С.Ю. Линейные СВЧ-транзисторы для усилителей мощности. — М.: Журнал Радио, 1998, №3, с. 49–51.

6. Асессоров В.В., Кожевников В.А., Дикарев В.А., Асессоров А.В. Мощные СВЧ-транзисторы для связной радиоаппаратуры // Электроника: НТБ. – 1999. – №2. – С.

7. Блихер, Л. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов / Л. Блихер: пер. с нем. – Л. : Энергоатомиздат, 1986.

Бойко А.Ф., Воронкова М.Н. Анализ импульсной мощности, выделяемой на коллекторе транзисторного ключа в переходных процессах // Вестник ИрГТУ.– 2016.
 – № 10. С. – 10–20.

9. Бойко А.Ф., Воронкова М.Н. Энергетический анализ переходных процессов транзисторного ключа // Вестник ИрГТУ им. В.Г. Шухова. – 2017. – № 7. – С. 95-101.

10. Бойко А.Ф., Погонин А.А., Домашенко Б.В. Исследование переходных процессов при параллельном соединении транзисторных ключей в генераторах импульсов электроэрозионных станков // Вестник БГТУ им. В.Г. Шухова. – 2005. – № 11. – С. 368–376.

11. Бубенников, А. Н. Моделирование интегральных микротехнологий, приборов и схем / А. Н. Бубенников. – М. : Высш. шк., 1989. – 320 с.

12. Булгаков О.М. Некоторые приложения декомпозиционных моделей мощных ВЧ и СВЧ транзисторов на основе изоморфно-коллективного подхода. – Воронеж: Воронежский гос. ун-т, 2006. – 236 с.

 Булгаков О.М., Петров Б.К., Таравков М.В. Патент №2457576 РФ, МПИ HOL 29/70 Мощная полупроводниковая структура. – Заявл. 2011106490/28, 21.02.2011. – Опубл. 27.07.2012 Бюл. № 21

14. Булгаков О.М., Петров Б.К. Патент № 2231865 РФ, МПИ НОL 29/70 Мощная ВЧ и СВЧ биполярная транзисторная структура. – Заявл. 2003101818/28, 22.01.2003– Опубл. 27.06.2004 Бюл. № 18

15. Буробин, В. А. Система качества и обеспечение надежности при производстве СВЧ транзисторов / В. А. Буробин // Петербургский журнал электроники. – 2004. – № 3/4. – С. 153-160.

16. Буров Р.Б., Стоянов А.А., Винокуров А.А., Зенин В.В. Анализ дефектов в электронных компонентах сканирующей акустической микроскопией // Дефектоскопия. – 2017. – №9. – С. 21–25.

17. Васильев А.Г, Колковский Ю.В., Концевой Ю.А. СВЧ транзисторы на широкозонных полупроводниках. – Москва: Техносфера, 2011. – 256 с.

18. Вяхирев, В., Духновский М., Федоров Ю. и др. Измерение теплового сопротивления СВЧ-транзисторов // Современная электроника. – 2012. – № 2.

Вяхирев, В. Измерение тепловых характеристик полупроводниковых электронных компонентов. Часть 1// Технологии в электронной промышленности. – 2013.
 – № 3.

20. Вяхирев, В. Измерение тепловых характеристик полупроводниковых электронных компонентов. Часть 2 // Технологии в электронной промышленности. – 2013. – № 8. – С.

21. Глазштейн, Л. Я. Вопросы разработки и производства мощных транзисторов в США на примере деятельности фирмы MicrowaveSemiconductorCorporation. Ч. 1 / Л. Я. Глазштейн, И. Б. Десятов // Обзоры по электронной технике. Сер. 2, Полупроводниковые приборы / ЦНИИ «Электроника». – 1990. – Вып. 7. – 64 с.

22. Гусев, В.А. Неразрушающий метод контроля образования «горячих» областей в структуре транзистора / В. А. Гусев, И.Ю. Капранов // Вестник СевГТУ. Сер. Информатика, электроника, связь: сб. науч. тр. — Севастополь, 2008. — Вып. 93. — С. 106-109.

23. Гусев, В.А. Стенд неразрушающих испытаний транзисторов / В.А. Гусев, И.Ю. Капранов // Вісник СевНТУ. Вип. 101: Інформатика, електроніка, зв'язок: зб. наук. пр.- Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2010.– С. 80-84.

24. Гусев В.А., Капранов И.Ю. Переходные процессы в транзисторном ключе при работе на RLC нагрузку // Радиоэлектроника и информатика. – 2010. – № 3. – С. 19-24.

25. Давидов, П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов / П. Д. Давидов. – М. : Энергия, 1967. – 144 с.

26. Диковский, В. И. Биполярные кремниевые СВЧ-транзисторы / В. И. Диковский, И. И. Моин // Электронная промышленность. – 2003. – №С. 53-57.

27. Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор. Патент на полезную модель № 128009 РФ, приоритет от 18.01.2013.

28. Евстигнеев Д.А. Мощный биполярный СВЧ-транзистор. Патент на полезную модель № 132257 РФ, приоритет от 18.01.2013.

29. Зенин, В. В. Разработка и исследование бессвинцовых припоев для пайки кристаллов силовых полупроводниковых приборов / В. Зенин, О. Хишко, А. Ткаченко и др. // Технологии в электронной промышленности. – 2008. – №8 – С. 52-56.

30. Квурт, Я. А. Диагностический неразрушающий контроль мощных микросхем / Я. А Квурт, Н. Л. Миндлин // Электронная техника. Сер. 2, Полупроводниковые приборы / ЦНИИ «Электроника». – 1980. – Вып. 4. – С. 74-79.

31. Кернер, Б. С. Анализ токораспределения в структурах мощных ВЧ и СВЧ транзисторов с неоднородностью /Б. С.Кернер, Е. А. Рубаха, В. Ф. Синкевич // Электронная техника. Сер. 2, Полупроводниковые приборы / ЦНИИ «Электроника». – 1978. – Вып. 1. – С. 15-29.

32. Кернер, Б.С. Нелинейная теория неизотермического шнурования тока в транзисторных структурах / Б.С. Кернер, В.В. Осипов // Микроэлектроника. - 1977. - №4. – С. 337-353.

33. Кернер, Б.С. Кинетика теплового шнурования при флуктуационной неустойчивости в транзисторных структурах / Б.С. Кернер, А.М. Нечаев, Е.А. Рубаха и др. // Радиотехника и электроника. – 1980. - №1 – С.168-176.

34. Кернер Б. С., Рубаха Е. А., Синкевич В. Ф. Способ отбраковки мощных транзисторов // А.с. СССР №619877 G01R31/26. – 1978. – Бюл. № 30.

35. Колосницын, Б.С. Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем : учеб.-метод. пособие. В 2 ч. Ч. 1: Расчет и проектирование биполярных транзисторов / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2011. –68 с.

36. Колосницын, Б. С. Мощные СВЧ полупроводниковые приборы / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2008.

37. Конструкции корпусов и тепловые свойства полупроводниковых приборов / под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергия, 1972. – 120 с.

38. Кофанов Ю.Н., Линецкий Б.Л., Сотникова С.Ю. Диагностирование печатных узлов на основе автоматизированного метода бесконтактного контроля температурных полей // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2016. – №10. – С. 24–29.

39. Козликова И.С., Мисбахова С.О., Куликов А.А. Токовые зависимости теплового сопротивления переход-корпус мощных ВЧ транзисторов // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники : материалы 19-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 6–8 декабря 2016 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – С. 77-78.

40. Кремниевые планарные транзисторы / под ред. Я. А. Федотова. – М. : Сов. радио, 1973. – 336 с.

41. Кузнецов Г.В., Белозерцев А.В. Поля температур поверхности кристалла мощного биполярного транзистора//Известия вузов. Электроника. – 2007. – № 1. – С. 22-26.

42. Куликов А.А. Теплофизические характеристики мощных транзисторов при гармонической модуляции греющей мощности // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 9-й региональной научной школысеминара. Ульяновск : УлГТУ. – 2006. – С. 21 – 22.

43. Куликов А.А., Дулов О.А. Блок генераторов для установки измерения теплофизических параметров мощных транзисторов // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 9-й региональной научной школысеминара. Ульяновск : УлГТУ. – 2006. – С. 26 – 27.

44. Куликов А.А., Дулов О.А. Исследование теплофизических параметров мощных биполярных транзисторов с применением программы ElectronicsWorkbench // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тринадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3 т. Т.1. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2007. – С. 277-278. 45. Куликов А.А. Разбаланс токов тепловой природы в дифференциальных транзисторных каскадах // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 11-й региональной научной школы-семинара. Ульяновск : УлГТУ. – 2008. – С. 39 – 41.

46. Куликов А.А., Дулов О.А. Контроль качества мощных биполярных транзисторов по малосигнальным параметрам // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Четырнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3 т. Т.1. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2008. – С. 232-234.

47. Куликов А.А., Сергеев В.А. Установка для измерения теплофизических параметров мощных биполярных транзисторов // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 12-й региональной научной школысеминара - в 2 Т. Т1 Ульяновск : УлГТУ. – 2009. – С.60.

48. Куликов А.А., Сергеев В.А. Идентификация искажений тепловой природы в симметричных транзисторных каскадах // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Четырнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3 т. Т.1. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2010. – С. 283-284.

49. Куликов А.А. Аппаратно-программный комплекс для измерения напряжения локализации мощных биполярных транзисторов // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники. Материалы 15-й региональной научной школысеминара. – Ульяновск : УлГТУ. – 2012. – С. 38-39.

50. Куликов А.А., Сергеев В.А. Способ определения напряжения локализации тока в мощных биполярных транзисторах по трем значениям U_{кб} // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 18-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 1–3 декабря 2015 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2015. – С. 56-57

51. Куликов А.А., Сергеев В.А. Контроль качества мощных СВЧ биполярных транзисторов по величине тепловых сопротивлений, измеренных в диодных режимах // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники : материалы 18-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 1–3 декабря 2015 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2015. – С. 58-59.

52. Куликов А.А., Сергеев В.А. Сравнительный анализ результатов измерения параметров шнурования тока в мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторах прямым и косвенным методом // Актуальные проблемы физической и функциональной элек-

троники : материалы 19-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 6–8 декабря 2016 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – С. 77-78.

53. Куликов А.А., Сергеев В.А. Влияние материала подложки на тепловые характеристики бескорпусных мощных биполярных транзисторов в статическом режиме // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники : материалы 19-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 5–7 декабря 2017 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2017. – С. 58-59.

54. Куликов А.А., Ишелев А.И. Автоматизированный неразрушающий контроль напряжения шнурования тока в мощных биполярных СВЧ транзисторах // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 19-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара (г. Ульяновск, 5–7 декабря 2017 года). – Ульяновск : УлГТУ, 2017. – С. 170-171.

55. Лихницкии А.М. О причинах искажений усилителей в области низких звуковых частот. - В кн.: Опыт, результаты, проблемы: повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры, Сб. статей. Вып. 3. – Таллин: Ралтус, 1985. – С. 66-89.

56. Лопин А. В. Метод бесконтактной диагностики радиоэлектронных модулей на основе анализа их тепловых образов : диссертация ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Лопин А. В. – Воронеж, 2014. – 150 с.

57. Мощные высокочастотные транзисторы / Ю. В. Завражнов, И. И. Каганов, Е. З. Мазель;под ред. Е. З. Мазеля. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

58. Нечаев, А. М. Механизмы отказов и надежность мощных СВЧ транзисторов / А. М. Нечаев, Е. А. Рубаха, В. Ф. Синкевич // Обзоры по электронной технике.Сер. 2, Полупроводниковые приборы / ЦНИИ «Электроника». – 1978. – Вып. 10. – 80 с.

59. Нечаев, А. М. Тепловое шнурование в транзисторных структурах с неоднородностью/ А. М. Нечаев, Е. А. Рубаха, В. Ф. Синкевич // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26, № 8. – С. 1773-1782.

60. Нечаев, А. М. Условия шнурования тока в полупроводниковых структурах с неоднородностью / А. М. Нечаев, В. Ф. Синкевич // Электронная техника. Сер. 2, Полупроводниковые приборы / ЦНИИ «Электроника». – 1983. – Вып. 2. – С. 45-54.

61. Нойкин, Ю.М. Полупроводниковые приборы СВЧ: учебное пособие / Ю.М. Нойкин, Т.К. Нойкина, А.А. Усачев. – Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2014. – 278 с.

62. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А.А. Чернышев [и др.]. – : Энергия, 1980. – 216 с. 63. Оценка качества мощных транзисторов по их предельно допустимым и теплофизическим параметрам / Н. Л. Евдокимова [и др.] // Электронная промышленность. – 2003. – № 2. – С. 244-249.

64. Перельман, Б. Л. Методы испытаний и оборудование для контроля качества полупроводниковых приборов / Б. Л. Перельман, В. Г. Сидоров. – М. :Высш. Шк., 1979. – 215 с.

65. Петров Б.К., Булгаков О.М., Осецкая Г.А. Расчет токов в системе соединений в модели мощного ВЧ (СВЧ) транзистора // Вестник Воронежского государственного университета. – Серия: физика, математика. – 2003. – №2. – С.53-59.

66. Пауль Р. Транзисторы. Физические основы и свойства. – М. : Советское радио. - 1973. – 504 с.

67. Петросянц К.О., Мальцев П.П., Рябов Н.И., Харитонов И.А. Электротепловое проектирование мощных «интеллектуальных» интегральных схем // Известия вузов. Электроника. – 1998. - №3. – С. 73-82.

68. Petrosyants K. O., Kharitonov I. A., Rjabov N.Electro-thermal Design of Smart Power Devices and Integrated Circuits // Advanced Materials Research. – 2014. – Vol. 918. – P. 191-194.

69. Petrosyants K. O., Rjabov N.Quasi –3D Electrical and Thermal Modeling of Microelectronic Semiconductor Devices, in: International Conference on Simulation, Modeling and Mathematical Statistics (SMMS-2015). Lancaster : DEStech Publications, Inc., 2015. P. 252-257.

70. Петросянц К.О., Кожухов М.В. Влияние параметров слоя кремнийгерманиевой базы на эффект саморазогрева в структуре гетеропереходного биполярного транзистора // Известия вузов. Электроника. – 2015. – № 6. – С. 648-651.

71. Петросянц К. О., Харитонов И. А., Самбурский Л. М._Определение параметров SPICE-моделей биполярных транзисторов в диапазоне температуры (-60 °C ... +125 °C) // В кн.: Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы XIV научно-технической конференции Москва, 7-9 октября 2015 г. М. : ОАО НПП «ПУЛЬСАР», 2015. С. 239-243.

72. Полупроводниковые приборы. Транзисторы : справочник / В. Л. Аронов, А.
В. Баюков, А. А. Зайцев ; под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 904 с.

73. Проектирование и технология производства мощных СВЧ-транзисторов / В. И. Никишин [и др.]. – М. : Радио и связь, 1989. – 272 с.

74. Рабодзей А.Н. Исследование динамики локализации тока в мощных транзисторах / А.Н. Рабодзей // Электронная техника. Сер.2. ПП приборы. – 1981. – Вып. 2. – С. 24–28.

75. РД 11 1004-2000. Транзисторы биполярные мощные. Методы контроля области безопасной работы. – Введено 01.01.1988 – М., Электронстандарт, 1987. – 56 с.

76. Сергеев, В. А. Контроль качества мощных транзисторов по теплофизическим параметрам / В. А. Сергеев. – Ульяновск :УлГТУ, 2000. – 253 с.

77. Сергеев, В. А. Методы и средства измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов и интегральных схем / В. А. Сергеев // Электронная промышленность. – 2004. – № 1. – С. 45-48.

78. Сергеев В.А. Аналитическая модель неизотермического распределения плотности мощности в структурах биполярных транзисторов // Известия вузов. Электроника. – 2005. – №3. – С. 22–28.

79. Сергеев В.А. Неизотермическое токораспределение в гребенчатых структурах мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2005. – №2. – С. 344–351.

80. Сергеев В.А. Характеристики и особенности выборочных распределений мощных биполярных транзисторов по теплофизическим параметрам // Известия Самарского научного центра РАН. – 2004. – № 1. – С. 154–160.

81. Сергеев В.А., Куликов А.А., Дулов О.А. Компьютерное моделирование неизотермического токораспределения в симметричных биполярных транзисторных структурах с дефектами // Известия вузов. Электроника. – 2008. – №5. – С.86-88.

82. Сергеев В.А., Дулов О.А., Куликов А.А. Контроль однородности токораспределения в биполярных транзисторах по зависимости коэффициента внутренней обратной связи от коллекторного напряжения // Известия вузов. Электроника. – 2009. – №2. – С.10–16.

83. Сергеев В.А., Куликов А.А. Искажения тепловой природы в транзисторных усилителях с симметричным включением транзисторов // Тезисы докладов НТК ППС УлГТУ «Вузовская наука – производству». - Ульяновск: УлГТУ – 2009. – С. 100.

84. Сергеев В.А., Куликов А.А., Дулов О.А. Контроль однородности токораспределения в биполярных транзисторах по зависимости коэффициента внутренней обратной связи от коллекторного напряжения // Semiconductors. – 2010. – №13. – Р. 1675–1679.
85. Сергеев В.А. Ходаков А.М. Тепловая модель биполярной транзисторной структуры с неоднородностью в области контакта кристалла с теплоотводом // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2010. – №1. – С. 12–18.

86. Сергеев В.А., Куликов А.А. Зависимость напряжения локализации тока в структурах мощных биполярных СВЧ-транзисторов от температуры // Наноэлектроника, нанофотоника и нелинейная физика: Тез. докл. VII Всероссийской конф. молодых ученых (Саратов, 24–26 сентября 2012 г.). – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2012. – С. 131-132.

87. Сергеев В. А., Куликов А. А. Косвенный метод оценки параметров «горячих пятен» в мощных биполярных транзисторах // Радиоэлектронная техника : межвуз. сб. науч. тр. / под ред. В. А. Сергеева. – Ульяновск : УлГТУ. – 2012. – С. 66-72

88. Сергеев В.А., Куликов А.А. Выборочные распределения мощных биполярных транзисторов по теплофизическим параметрам // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем: сборник научных трудов восьмой Всероссийской научно-практической конференции (с участием стран СНГ), Ульяновск, 1-2 июля 2013 г. – Ульяновск : УлГТУ, 2013. – С. 211–213.

89. Сергеев В.А., Куликов А.А. Неразрушающий метод определения напряжения шнурования тока в мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторах // Известия вузов. Электроника. – 2014. – №4. – С. 46-53.

90. Sergeev V.A., Kulikov A.A. Nondestructive method for determining the voltage of current pinching in powerful radiofrequency and microwave bipolar transistors // Russian Microelectronics. $-2015. - N_{2}7. - C. 473-477.$

91. Сергеев В.А., Куликов А.А. Установка для измерения напряжения шнурования тока в структурах мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов // Материалы Международной научно-технической конференции, 1 – 5 декабря 2015 г. INTERMAT-IC-2015. – М. : МИРЭА. – 2015. – С. 222-223.

92. Сергеев В.А. Куликов А.А., Искажения тепловой природы в транзисторных каскадах класса А на мощных биполярных ВЧ и СВЧ транзисторах // Наноэлектроника, нанофотоника и нелинейная физика: тезисы докладов IX Всеросс. конф. молодых ученых (Саратов, 8-10 сентября 2015 г.). – Саратов : Техно-Декор, 2015. – С.73-74.

93. Сергеев В.А., Дулов О.А., Куликов А.А. Установка для измерения напряжения шнурования тока в структурах мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехни-

ческих систем: сб. науч. тр. 9-й Всеросс. научно-практич. конференции (с участием стран СНГ) (1-2 октября 2015 г., Ульяновск). – Ульяновск : УлГТУ, 2015. – С. 173-176.

94. Сергеев В.А., Куликов А.А., Тарасов Р.Г. Установка для измерения напряжения шнурования тока в структурах мощных ВЧ- и СВЧ биполярных транзисторов // Автоматизация процессов управления. – 2017. - №3. – С. 96-102.

95. Сергеев В.А., Куликов А.А., Тарасов Р.Г. Установка для измерения напряжения шнурования тока в структурах мощных ВЧ- и СВЧ биполярных транзисторов // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем : сб. науч. тр. Ш Международной НПК РАДИОИНФОКОМ-2017» (13-17 ноября 2017 года, Москва); в 2-х частях, Ч1. – М.: МИРЭА, 2017. – С. 529-533.

96. Патент РФ №2537519. МПК G01R 31/26. Способ определения напряжения локализации тока в мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторах / Сергеев В.А., Дулов О.А., Куликов А.А.; патентообладатель «Ульяновский государственный технический университет» (RU). – заявка 2013134095/28, заявл. 19.07.2013, опубл. 10.01.2015 Бюл. № 1.

97. Патент РФ №2616871. МПК G01R 31/26. Способ определения напряжения локализации тока в мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторах / Сергеев В.А., Куликов А.А.; патентообладатель «Ульяновский государственный технический университет» (RU). – заявка 2015146219, заявл. 27.10.2015, опубл. 18.04.2017 Бюл. № 11.

98. Сергеев В.А., Ходаков А.М. Нелинейные тепловые модели полупроводниковых приборов. – Ульяновск :УлГТУ, 2012. – 159 с.

99. Сергеев В.А., Широков А.А., Дулов О.А. Установка для измерения теплоэлектрических параметров мощных транзисторов // Петербургский журнал электроники. – 2002. – № 1. – С. 6–9.

100. Сергеев В.А., Широков А.А., Дулов О.А. Устройство для отбраковки мощных транзисторов // А.с. СССР №983596 МКИ G 01 R 31/26. – 1982. – Бюл. № 47.

101. Синкевич В. Ф. Физические основы обеспечения надежности мощных биполярных и полевых транзисторов // Электронная промышленность. – 2003. – №2. – С. 232–244.

102. Смирнов В.И., Сергеев В.А., Гавриков А.А., Корунов Д.И. Аппаратнопрограммный комплекс для измерения тепловых характеристик полупроводниковых приборов // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 1. – С. 135–136.

103. Smirnov V.I., Sergeev V.A., Gavrikov A.A. Apparatus for measurement of thermal impedance of high-power light emitting diodes and LED assemblies LED // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2016. – V. 63. – № 6. – C. 2431-2435.

104. Smirnov V.I.,Sergeev V.A., Gavrikov A. A.,Shorin A.M. Thermal impedance meter for power MOSFET and IGBT transistors // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. №99.

105. Степаненко, И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И. П. Степаненко. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – М. : Энергия, 1977. – 672 с.

106. Чаплыгин Ю.А., Галушков А.И., Семенов А.А. и др. Магнитотранзистор с регулируемыми характеристиками в низкоомном состоянии // Известия вузов. Электроника. – 2004. – № 3. – С. 52–58.

107. Balanethiram S., D'Esposito R., Chakravorty A., Fregonese S., Céli D., Zimmer T. Efficient Modeling of Distributed Dynamic Self-Heating and Thermal Coupling in MultifingerSiGe HBTs // IEEE Transaction on Electron Devices. – 2016. – Vol. 63, № 9. – pp. 3393-3398.

108. Carpenter G. An 1800 V 300 A nondestructive tester for bipolar power transistors / Carpenter, G. Lee, F.C.Y. Chen, D.Y. // Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume: 5,Issue: 3 . 1990. P. 314-322.

109. Giovanni Busatto. Advanced RBSOA analysis for advanced power BJTs / Giovanni Busatto, Luigi Fratelli, Alfonso Patti // Microelectronics and Reliability. Vol.36, Issues 7-8, Reliability Physics of Advanced Electron Devices. 1996. P. 1077-1093.

110. Fiatelli L. Analysis of second breakdown limits in RBSOA of bipolar transistors //L. Fiatelli,G. Busatto, P. Spirito, G.F. Wale // EPE. 1993. P. 101 – 106.

111. Ishikawa R., Kimura J., and HonjoK. Analytical Design Method for a Low-Distortion Microwave InGaP/GaAs HBT Amplifier Based onTransient Thermal Behavior in a GaAs Substrate // IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – Vol. 3, №10, October 2013, 1705.

112. Liu W. Failure mechanisms in AlGaAs/GaAs power heterojunction bipolar transistors / W. Liu // Electron Devices. – 1996. – Iss. 2. – P. 220-227

113. Oettinger F. F., Blackburn D. L., Rubin S.Thermal characterization of power transistors. IEEE Trans. Electron Devices 23. 1976.

114. Liu W. Failure mechanisms in AlGaAs/GaAs power heterojunction bipolar transistors/W.-Liu//Electron Devices. 1996. Iss. 2.

115. Lehmann S., Zimmermann Y., Pawlak A., and Schröter M. Characterization of the static thermal coupling between emitter fingers ofbipolar transistors // IEEE Trans. Electron Devices. – 2014. – vol. 61, no. 11. – pp. 3676–3683.

116. La Spina L., Nenadovi'c N., d'Alessandro V., Tamigi F., Rinaldi N., Nanver L. K., and Slotboom J.W. Thermally induced current bifurcation in bipolar transistors // Solid State Electron., vol. 50, no. 5, pp. 877–888, May 2006.

117. La Spina L., d'Alessandro V., Russo S., Rinaldi N., Nanver L. K.Influence of concurrent electrothermal and avalanche effects on the safeoperating area of multifinger bipolar transistors //IEEE Trans. ElectronDevices, vol. 56, no. 3, pp. 483–491, Mar. 2009.

118. La Spina L., d'Alessandro V., Russo S., Nanver L. K. Thermaldesign of multifinger bipolar transistors //IEEE Trans. Electron Devices, vol. 57, no. 8, pp. 1789–1800, Aug. 2010.

119. Nenadovi'c N., d'Alessandro V., La Spina L., Rinaldi N., and Nanver L. K.Restabilizing mechanisms after the onset of thermal instability in bipolarTransistors //IEEE Trans. Electron Devices, vol. 53, no. 4, pp. 643–653, Apr. 2006.

120. Lehmann S., Zimmermann Y., Pawlak A., Schroter M. Characterization of the Static Thermal Coupling Between Emitter Fingers of Bipolar Transistors // IEEE Trans. Electron Devices, vol. 61, no. 11, pp. 3676–3683, Nov. 2014.

121. NenadovicN. et al. Extraction and modeling of self-heating and mutual thermal coupling impedance of bipolar transistors // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 10, pp. 1764–1772, Oct. 2004.

122. Nenadovi'c N, d'Alessandro V., La Spina L., Rinaldi N. and Nanver Lis K. Restabilizing Mechanisms After the Onset of Thermal Instability in Bipolar Transistors // IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 53, №4, April 2006, 643

123. Hauser, J. R. The effects of distributed base potential on emitter current injection density and effective base resistance for stripe transistor geometries / J. R. Hauser // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1964. – V. ED-11, N_{2} 5. – P. 237-242.

124. Pawlak A., Lehmann S., and Schroter M. A simple and accurate method for extracting the emitter and thermal resistance of BJTs and HBTs // Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technol. Meeting, 2014, pp. 175–178.

125. Rinaldi N., d'Alessandro V., and De Paola F. M. Electrothermalphenomena in bipolar transistors and ICs: Analysis, modeling, and simulation //Proc. BCTM, 2006, pp. 33– 40.

126. Sasso G., Costagliola M., and Rinaldi N. Avalanche multiplicationand pinch-in models for simulating electrical instability effects inSiGe HBTs," Microelectron. Rel., vol. 50, no. 9–11, pp. 1577–1580,Sep.–Nov. 2010.

127. Scheuermann U., Schmidt R. Investigations on the VCE (T) Method to Determine

the Junction Temperature by Using the Chip Itself as Sensor. Proc. PCIM09, CD-ROM. Nuremberg, 2009.

128. Sommet R. et al. On the determination of the thermal impedance of microwave bipolar transistors // 12th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm). -2010. - pp. 1-8.

129. Stefani F., Bagnoli P. E. The Hot-Spot Phenomenon and its Countermeasures in Bipolar Power Transistors by Analytical Electrothermal Simulation /THERMINIC 2006 -Nice, Côte d'Azur, France, 27-29 September 2006.

130. Tornton, C.G. A new high current mode of transistor's operation / C.G. Tornton, C.D. Simmons // IRE Trans. – 1958. – V. ED-5, № 1. – P. 6-10

131. Vashchenko V. A., Sinkevitch V. F. Physical Limitations of Semiconductor Devices. SpringerUS, 2008. – 330 p.

132. Xiaohu Zhang. Failure mechanism investigation for silicon carbide power devices / Zhang Xiaohu// Device and Materials Reliability. – 2006. – Iss. 4. – P. 577–588.

Приложение А Таблица П1

	Напряжение	№ транзисто-	Напряжение
№ транзистора	шнурования тока, В	pa	шнурования тока, В
225	34	633	35
240	32	636	30
253	34	639	28
255	38	657	30
258	32	669	27
265	37	672	32
271	35	689	37
281	33	696	20
289	44	735	31
303	31	745	36
312	38	758	45
318	нет шнурования	765	40
327	43	785	42
328	28	790	34
342	37	857	42
343	34	859	38
346	нет шнурования	864	40
347	35	866	38
353	36	869	40
373	32	900	44
377	32	911	43
426	42	945	43
432	40	971	42
524	34	1057	46
532	28	1070	нет шнурования
538	34	1072	43
543	39	1086	42
545	нет шнурования	1105	42
556	31	1145	29
559	32	1148	28
563	27	1152	32
568	30	1153	40
574	28	1154	34
579	32	1169	41
582	28	1182	35
584	31	1187	40
589	30	1195	31
599		1196	39
604	30	1197	45
624	нет шнурования	1200	42

Напряжение шнурования транзисторов типа КТ903А

Приложение Б Таблица П2

Измерения напряжения шнурования транзисторов КТ805А

№ транзистора	Напряжение шнурования, В		
1	45		
2	нет шнурования		
3	нет шнурования		
4	44		
5	42		
6	нет шнурования		
7	44		
8	нет шнурования		
9	нет шнурования		
10	45		
11	нет шнурования		
12	42		
13	44		
14	43		
15	нет шнурования		
16	45		
17	44		
18	нет шнурования		
19	42		
20	нет шнурования		
21	43		
22	нет шнурования		
23	нет шнурования		
24	нет шнурования		
25	43		
26	нет шнурования		

Приложение В Таблица ПЗ

Перечень элементов блока генераторов

Поз. обозн.	Наименование	Кол	Примечание
	Конденсаторы		
C1	К77-26-63-1 мкф ± 5%	1	
C2C5	КМ-5а-H30-0,15 мкф ± 20% ОЖО.460.061 ТУ	4	
C6,C7	К53-1-15-15 ± 20% ОЖО. 464. 023 ТУ	2	
C8C10	КМ-5а-H30-0,15 мкф ± 20% ОЖО.460.061 ТУ	3	
	Микросхемы		
DA1	140УД8А бКО.348.295 ТУ	1	
DA2DA4	140УД7 бКО.348.294 ТУ	3	
DA5	140УД6А бКО.348.293 ТУ	1	
DD1	К155ЛА3 бКО.348.006 ТУ	1	
DD2	К155ТМ2 бКО.348.006 ТУ		
	<u>Резисторы ОМЛТ ОЖО.467.089 ТУ</u>		
R1	ОМЛТ-0,125-1,2 кОм ± 5%	1	
R2	ОМЛТ-0,125-18 кОм ± 5%	1	
R3	ОМЛТ-0,125-180 Ом ± 5%	1	
R4	СПО-0,5-5 МОм ± 5% ВС 2-20	1	
R5R8	ОМЛТ-0,125-100 кОм ± 5%	4	
R9	ОМЛТ-0,125-200 кОм ± 5%	1	
R10	ОМЛТ-0,125-20 кОм ± 5%	1	
R11	СПО-0,5-20 кОм ± 5%		
R12	ОМЛТ-0,125-20 кОм ± 5%		
R13	ОМЛТ-0,125-36 кОм ± 5%		
R14	ОМЛТ-0,125-2,2 кОм ± 5%	1	

R15, R16	ОМЛТ-0,125-27 кОм ± 5%	2	
R17	ОМЛТ-0,125-18 кОм ± 5%	1	
R18	ОМЛТ-0,125-8,2 кОм ± 5%	1	
R19	ОМЛТ-0,125-24 кОм ± 5%	1	
R20	ОМЛТ-0,125-2,2 кОм ± 5%	1	
R21	СПО-0,5-1,5 кОм ± 5% ВС 2-20	1	
R22	ОМЛТ-0,25-18 кОм ± 5%	1	
R23, R24	ОМЛТ-0,125-27 кОм ± 5%	2	
R25	ОМЛТ-0,125-100 кОм ± 5%	1	
R26	ОМЛТ-0,125-3 кОм ± 5%	1	
R27	ОМЛТ-0,125-27 кОм ± 5%	1	
R28	ОМЛТ-0,125-750 Ом ± 5%	1	
VD1	Диод КД503А 3.362.022 ТУ	1	
VD2	Стабилитрон Д818Е ГОСТ В 22468-77	1	
VD3	Стабилитрон КС139А СМ3.362.812 ТУ	1	
VD4	Диод Д9Б СМ3.362.015 ТУ	1	
VT1	Транзистор КТ3107Б ГОСТ 11630-70	1	
VT2	Транзистор КТ3102В ГОСТ 11630-70	1	
VT3	Транзистор КП303В 0.336.601 ТУ	1	
SB1	Кнопка КМ1-1 0100.360.011 ТУ	1	
K1	Реле РЭН-33	1	

Перечень элементов усилителя мощности

Поз. обозн.	Наименование	Кол	Примечание
	Конденсаторы КМ ОЖО.460.061 ТУ		
C1	KM-3a-H30-0,015 ± 20%	1	
C2	КМ-5а-М1500-510 пф ± 5%	1	
C3, C4	KM-3a-H30-0,015 ± 20%	2	
C5	КМ-5а-М1500-6800 пф ± 10%	1	
C6, C7	KM-3a-H30-0,015 ± 20%	2	
	Микросхемы		
DA1	143КТ1 3.349.000 ТУ	1	
DA2, DA3	140УД7 бКО.348.294 ТУ	2	
DD1	К155ЛА4 бКО.348.006 ТУ	1	
DD2	К155ТМ2 бКО.348.006 ТУ		
DD3	К155ЛА7 бКО.348.006 ТУ		
	<u>Резисторы ОМЛТ ОЖО.467.089 ТУ</u>		
R1	ОМЛТ-0,125-1 кОм ± 5%	1	
R2	ОМЛТ-0,25-3 кОм ± 5%	1	
R3	ОМЛТ-0,125-1 кОм ± 5%	1	
R4	ОМЛТ-0,125-330 Ом ± 5%		
R5	ОМЛТ-0,125-3 кОм ± 5%		
R6,R7	ОМЛТ-0,125-3 кОм ± 5%		
R8	ОМЛТ-0,125-2,7 кОм ± 5%		
R9	ОМЛТ-0,25-36 Ом ± 5%		
R10	ОМЛТ-2-2,7 кОм ± 5%		
R11	ОМЛТ-0,5-1 кОм ± 5%		

R12	ОМЛТ-0,125-24 кОм ± 5%	1	
R13	ОМЛТ-2-6,2 Ом ± 5%	1	
R14	ОМЛТ-2-6,2 кОм ± 5%	1	
R15	ОМЛТ-0,25-18 Ом ± 5%	1	
R16	ОМЛТ-0,125-330 Ом ± 5%	1	
VD1	Стабилитрон КС147А СМ3.362.812 ТУ	1	
VD2,VD3	Диод КД503А 3.362.022 ТУ	2	
VD4	Диод 2Д102А	1	
VD5	Стабилитрон КС147А СМ3.362.812 ТУ	1	
VT1	Транзистор КТ961А аАО.336.353 ТУ	1	
VT2	Транзистор КТ315Г ЖК3.365.200 ТУ	1	
VT3	Транзистор КТ827А аАО.336.356 ТУ	1	
VT4	Транзистор КТ814Г ГОСТ 11630-70	1	
SB1	Кнопка КМ1-1 0100.360.011 ТУ	1	
HL1	Светодиод АЛ310Б аАО.336.137 ТУ	1	
HL2	Светодиод АЛ307ГМ аАО.336.076 ТУ	1	

Перечень элементов усилителя измерительного

Поз. обозн.	Наименование	Кол	Примечание
	Конденсаторы КМ ОЖО.460.061 ТУ		
	Конденсаторы К53-1 ОЖО.464.023 ТУ		
C1	КМ-6б-Н90-1,0 ±20%	1	
C2	K53-1-20-4,7 ± 10%	1	
C3, C4	КМ-5а-М47-4,7 пФ ± 10%	2	
C5, C8	КМ-5а-М1500-2400 пф ± 10%	2	
C6, C7, C9, C10	KM-3a-H30-0,015 ± 20%	4	
C11	K53-1-20-47,0 ± 10%	1	
C12	КМ-5а-М1500-510 пф ± 5%	1	
C13, C16	K53-1-6,3-22,0 ± 10%	2	
C14, C15	KM-3a-H30-0,015 ± 20%	2	
C17	K53-1-20-10,0 ± 10%	1	
	Микросхемы		
DA1, DA2	143КТ1 3.349.000 ТУ	2	
DA3DA5	574УД1Б бКО.348.350 ТУ	3	
DA6DA9	140УД7 бКО.348.294 ТУ	4	
DD1	К155АГ3 бКО.348.006 ТУ	1	
DD2	К155ТМ2 бКО.348.006 ТУ	1	
DD3	К155ЛА7 бКО.348.006 ТУ	1	
	Резисторы ОМЛТ ОЖО.467.089 ТУ		
	<u>Резисторы C2-29В ОЖО.467.099 ТУ</u>		
	Резисторы СП5-3 ОЖО.468.506 ТУ		
R1	ОМЛТ-0,125-30 кОм ± 5%	1	

R2	ОМЛТ-0,125-470 Ом ± 5%	1	
R3	ОМЛТ-0,125-100 кОм ± 5%	1	
R4	СП5-3-1 кОм ± 10%	1	
R5, R6	ОМЛТ-0,125-100кОм ± 5%	2	
R7	ОМЛТ-0,125-18 кОм ± 5%	1	
R8	ОМЛТ-0,125-100кОм ± 5%	1	
R9	ОМЛТ-0,125-1кОм ± 5%	1	
R10, R11	ОМЛТ-0,125-51 кОм ± 5%	2	
R12	ОМЛТ-0,125-10 кОм ± 5%	1	
R13	ОМЛТ-0,125-3 кОм ± 5%	1	
R14	ОМЛТ-0,25-5,1 МОм ± 5%	1	
R15	ОМЛТ-0,125-100кОм ± 5%	1	
R16	ОМЛТ-0,125-200 кОм ± 5%	1	
R17	СП5-3-33 кОм ± 10%	1	
R18	ОМЛТ-0,125-3 кОм ± 5%	1	
R19	ОМЛТ-0,125-1кОм ± 5%	1	
R20	ОМЛТ-0,125-15кОм ± 5%	1	
R21	ОМЛТ-0,125-10 кОм ± 5%	1	
R22	С2-29В-0,125-79,6 кОм ± 0,1%	1	
R23	ОМЛТ-0,125-8,2 кОм ± 5%	1	
R24	ОМЛТ-0,125-15кОм ± 5%	1	
R25	ОМЛТ-0,125-1кОм ± 5%	1	
R26	ОМЛТ-0,125-18 кОм ± 5%	1	
R27	С2-29В-0,125-20 кОм ± 0,1%	1	
R28	ОМЛТ-0,125-10 кОм ± 5%	1	
R29	СП5-3-15 кОм ± 10%	1	
R30	С2-29В-0,125-2,01 кОм ± 0,1%	1	
R31	ОМЛТ-0,125-5,1 кОм ± 5%	1	
R32, R33	С2-29В-0,125-20 кОм ± 0,1%	2	
R34	С2-29В-0,125-100 кОм ± 0,1%	1	

Приложение Г Описание блока обработки данных установки УИТЭП-1М

Для измерения напряжения шнурования тока был разработан блок обработки данных на базе отладочной платы Arduinouno (рис. П1).



Рис. П1. Отладочная плата Arduinouno

Данный блок позволяет измерять напряжение шнурования без введения испытуемого транзистора в режим локализации тока. Предусмотрена возможность задавать коэффициент превышения начального уровня отклика, для повышения точности измерений. Данный блок работает по алгоритму, описанному в разделе 3.7.

В качестве силового коммутирующего устройства используется четырехканальный релейный модуль с временем переключения 1 мс. (рис.2).



Рис. П2 Четырехканальный релейный модуль

Т.к. разработанный алгоритм позволяет определять шнурование тока на ранних стадиях, быстродействие реле оказывается достаточным. Результаты из-

мерения напряжения шнурования с различными коэффициентами превышения начального уровня отклика представлены в разделе 3.

Приложение Д Листинг программы определения напряжения шнурования в МБТ

// определяем точку шнурования

// фиксируется точка, процесс заканчивается в точке образования шнура

// Измеряется напряжение и записывается в ячейку

// данные передаются в Excel до шнура

// Подключаем стандартную библиотеку LiquidCrystal для дисплея
#include <LiquidCrystal.h>
// Инициализируем объект-экран, передаём использованные
// для подключения контакты на Arduino в порядке:
// RS, E, DB4, DB5, DB6, DB7
LiquidCrystal lcd(4, 5, 10, 11, 12, 13);

String a="1.23";

long ntime=-10; // считаем

longntime1=0; // считаемвремя

int xtime=5000; // остановить обработку полностью через столько миллисекунд

int temp; // результат одного измерения (внутренняя)

int mera[300]; //в этот массив будут записываться измерения

float nval[100]; //массив для нижнего порога

int kolz=0; // количество волн

int kols; // количество измерений, длина заполнения массива

int kolt = 40; // количество измерений в волне, кот подходят для анализа иначешум

int porog = 1; // начальное напряжение измерений

int fmx = 0; // максимльное значение в интервале

int imx = 0; // номер измерения при максимльном значении в интервале

int kkol = 0; // количество мелких колебаний в волне

int skol = 0; // сумма амплитуд мелких колебаний

int sk = 0; // нач значение для детектирования мелкого колебания

int tk = 0; // тип колебания 0-вверх 1-вниз внутренняя переменная

int nv=30; // номер волны для анализа нижнего порога амплитуды

float knv=0.002; // коэффициент сглаживания

int pr=0; // признак определения шнура 0-шнура нет 1-есть

float kff=1.3; // коэффициент развития шнура

int prab=1; // 1-работа 0-вышло время-закончить

float U=0; // напряжение на катоде

String soob1; // переменная-сообщения в 0-строку дисплея (1-ую)

String soob2; // переменная-сообщения в 1-строку дисплея (2-ую) int prb=0; // 1-кнопка пуска нажата 0-ждем нажатие кнопки

```
float kkk=0; // соотношение сигналов
```

```
void setup() // процедура setup
{
// устанавливаем размер (количество столбцов и строк) экрана
  lcd.begin(16, 2);
// увеличиваем скорость АЦП
// ADCSRA \models (1 << ADPS2);
                                        //Биту ADPS2 присваиваем единицу -
коэффициент деления 16
// ADCSRA &= ~ ((1 << ADPS1) | (1 << ADPS0)); //Битам ADPS1 и ADPS0 при-
сваиваем нули
 pinMode(A0, INPUT); // сенсор подключим к аналоговому входу A0
 pinMode(A1, INPUT); // аналоговѕд входу А1 для измерения напряжения
pinMode(2, INPUT); // кнопка
 pinMode(6, OUTPUT); // реле 6
 pinMode(7, OUTPUT); // реле 7
 pinMode(8, OUTPUT); // реле 8
digitalWrite(6, HIGH); // выкл питание Реле-6
 digitalWrite(7, HIGH); // выкл питание Реле-7
 digitalWrite(8, HIGH); // выкл питание Реле-8
// выводим сообщение о готовности
                    ".
 soob1="Ready
soob2="
               ";
screen();
 Serial.begin(128000); // подключаем монитор порта
Serial.println("CLEARDATA"); // очисткалиста excel
 Serial.println("LABEL,Time,max,kolz"); // заголовкистолбцов
}
// подпрограмма вывода сообщений на экран
void screen() { // вывод на экран 1и2 строки из глоб.переменных soob1 soob2
 lcd.setCursor(0, 0); // устанавливаем курсор в колонку 0, строку 0.
 lcd.print(soob1);
 lcd.setCursor(0, 1); // устанавливаем курсор в колонку 0, строку 0.
```

```
lcd.print(soob2);
}
// Главный цикл
void loop() {
do { // читаем кнопку
  if (digitalRead(2)==HIGH) { //кнопка нажата
soob1="Operation"; // вывели сообщение
                ";
 soob2="
screen();
prb=1; // кнопканажата
prab=1;
pr=0; // признак отсутствия шнура
 ntime=millis(); // сохраним время начала операции
 digitalWrite(6, LOW); // вкл питание Реле-6
 digitalWrite(7, LOW); // вкл питание Реле-7
 digitalWrite(8, LOW); // вкл питание Реле-8
delay(100); // задержка на переходные процессы
  }
 }
while (prb==0);
// обработка волны
 kols = 0; // количество измерений начальное
do {
temp = analogRead(A0); // читаем отклик
kols = kols + 1; // увеличим количество измерений
  mera[kols] = temp; // запоминаем измерение в массив
```

ntime1=millis(); // определяем время работы с момента включения if ((ntime1-ntime)>xtime) {

prab=0; } // закончить работу если время на операцию закончено Установить признак

if (kolz>nv) { //пропускаем заданное количество волн (переходные процессы) kff=1.6-0.0012*nval[kolz-1]; // вычисляем критерий(коэффициент) шнурования kkk=temp/nval[kolz-1]; // Отношение текущего измерения к предыдущему нижне-му значению

```
if ((kkk>=kff) && (pr==0)) {
// есть шнур
 digitalWrite(6, HIGH); // выкл питание Реле-6
 digitalWrite(7, HIGH); // выкл питание Реле-7
 digitalWrite(8, HIGH); // выкл питание Реле-8
pr=1; // признак шнур обнаружен
prab=0; // признак закончить работу
Serial.print("DATA,TIME,"); // запись в excel текущей даты и времени
Serial.print(temp);
  Serial.print(",");
Serial.println(kkk); // вывод измерения в excell
// Serial.print(",");
// Serial.print(kols);
// Serial.print(",");
// Serial.println(nval[kolz]);
// break;
 } }
         }
 while ((temp > porog) && (prab==1));
// если количество измерений < допустимого Это шум, пропустить
if ((kols > kolt)\&\&(prab==1)) {
kolz=kolz+1;
fmx = 0; // максимльное значение в интервале
  imx = 0:
  kkol = 0; // количество мелких колебаний в волне
  skol = 0; // сумма амплитуд мелких колебаний
  sk = porog; // нач значение для детектирования мелкого колебания
tk = 0; // типколебания 0-вверх 1-вниз
  for (int i = 1; i \le kols; i=i+1) {
// определяем максимум и номер этой точки
if (mera[i] > fmx) {
    fmx = mera[i]; imx = i; \}
```

// если номер текущей волны больше пропускаемых, то вычисляем среднее сглаженное

```
if (kolz==nv) {
nval[kolz]=fmx; } // первая сглаженная точка
```

```
if (kolz>nv) { // записывем данные нижнего порога амплитуды
nval[kolz]=nval[kolz-1]+(fmx-nval[kolz-1])*knv; } //
}
```

```
// выводим максим значение в волне
```

```
Serial.print("DATA,TIME,"); // запись в excel текущей даты и времени Serial.print(fmx);
```

```
Serial.print(",");
```

```
// Serial.print(skol);
```

```
// Serial.print(",");
```

```
// Serial.print(kols);
```

```
// Serial.print(",");
```

```
Serial.println(nval[kolz]);
```

```
}
```

```
if ( prab==0) { // операция закончена, подготовка к новому измерению
// померить напряжение на катоде и вывести
U = analogRead(A1);
digitalWrite(6, HIGH); // выклпитаниеРеле-6
digitalWrite(7, HIGH); // выкл питание Реле-7
digitalWrite(8, HIGH); // выкл питание Реле-8
U=U/1023*500; // снимаем показание напряжения
a=String(U);
Serial.print("CELL,SET,G2"); // выводим напряжение шнура на ПК
```

```
Serial.print(",");
```

```
Serial.println(a);
```

```
soob1="Finish "; // выводим напряжение шнура на дисплей soob2=a;
```

screen();

```
a=String(kff); // вывестиК=1.6-0.0012*ppp
Serial.print("CELL,SET,H2");
```

Serial.print(","); Serial.println(a); // выводим критерий локализации на ПК

```
a=String(5.0/1023.0*nval[kolz]); // вывестиКшнура
Serial.print("CELL,SET,J2");
Serial.print(",");
Serial.println(a);
```

a=String(kkk); // вывестиКшнура Serial.print("CELL,SET,I2"); Serial.print(","); Serial.println(a);

```
// подготовка к новому измерению
```

delay(6000);

```
soob1="Ready ";
soob2=" ";
screen();
```

```
kolz=0;
pr=0;
ntime=-10;
ntime1=0;
prb=0;
prab=1;
Serial.println("CLEARDATA"); // очисткалиста excel
Serial.println("ROW,SET,2");
```

}

}

Приложение Е

Описание измерителя теплового импеданса полупроводниковых приборов LED meter

Прибор предназначен для измерения теплового импеданса полупроводниковыхприборов, имеющих один или несколько *p-n*-переходов (мощные выпрямительные FRED- и TMBS-диоды, светодиоды и лазерные диоды, мощные биполярные, MOSFET и IGBT-транзисторы). Данный параметр характеризует степень разогрева активной области кристалла (*p-n*-перехода) относительно корпуса или окружающей среды в процессе эксплуатации полупроводниковых приборов.

Кроме теплового сопротивления переход-корпус полупроводникового прибора в процессе измерений определяется температура перегрева активной области кристалла. В приборе имеется возможность автоматического измерения теплового сопротивления всех звеньев теплового пути: *p-n*-переход –кристаллодержатель – корпус – радиатор – окружающая среда.

Принцип определения теплового сопротивления основан на пропускании через испытуемый прибор разогревающих импульсов с ШИМ модуляцией, изменяющейся по синусоидальному закону. Температура рассчитывается на основе измерения температурочувствительного параметра, в качестве которого используется прямое падение напряжение на *p-n*-переходе при пропускании через него небольшого постоянного тока.

Если объектами измерения являются транзисторы, то для биполярных транзисторовимпульсы греющего тока пропускают через коллекторный переход, для MOSFET – черезвнутренний антипараллельный диод между истоком и стоком транзистора, для IGBT – через*p-n*-переход между коллектором и областью базы биполярного транзистора при открытом канале между эмиттером и базой. Структурная схема прибора представлена на рис. ПЗ.



Рис.ПЗ. . Структурная схема прибора для измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов.

Под управлением микроконтроллера ATmega 128 осуществляется работа прибора. При включении измерителя производится проверка периферийных устройств, затем прибор переходит в режим ожидания получения данных с компьютера, которые несут информацию о частоте следования греющих импульсов, их частоте модуляции, величине греющего тока. Величина тока задается напряжением на неинвертирующем входе операционного усилителя.

Приложение Ж

Результаты измерения теплового импеданса МБТ в диодном включении

Измерения теплового импеданса мощных биполярных транзисторов типа КТ805Б проводились при трех схемах диодного включения: эмиттер-база (ЭБ), коллектор-эмиттер (КЭ) и коллектор-база (КБ) на частоте модуляции 4 и 100 Гц и токе 1 А с последующим измерением напряжения шнурования на установке УИТЭП. Результаты представлены в таблице Пб.

Таблица Пб

	1	1			1
№ транзи-	Частота	Результат измерения теплового			Напряжение
стора	модуляции,	импеданса	в сасыс вклн	исния К/DI	шнурования В
cropu	Гц	ЭБ	КЭ	КБ	iiiiypobulliii, b
318	4	3,9	3,5	2,62	нет шнурования
	100	3,48	3,02	2,2	
353	4	4,8	4,06	3,27	40
	100	4,31	3,67	2,89	
545	4	3,98	3,37	3,09	нет шнурования
	100	3,73	2,9	2,86	
1154	4	3,95	3,54	2,6	35
	100	3,47	3,04	2,18	
1187	4	5,73	5,37	3,74	39
	100	5,35	4,73	3,32	
1	4	5,11	4,33	3,15	48
	100	4,44	3,82	2,61	
12	4	4,72	3,32	3,9	нет шнурования
	100	3,55	2,8	2,7	
15	4	4,13	4,12	3,1	нет шнурования
_	100	2,97	3,12	2,07	
20	4	6,05	5,15	3,49	45

	100	5,46	4,42	3,31	
22	4	6,05	4,87	3,05	44
	100	5,39	4,01	2,8	
23	4	5,4	4,84	3,55	40
	100	4,88	4,2	3,15	

Приложение 3

«УТВЕРЖДАЮ» Генеральный директор Л АО «НПП «Завод «Искра» **Р.**Г. Тарасов 2018 г. АКТ

об использовании результатов кандидатской диссертации Куликова Александра Александровича

Научно-техническая комиссия в составе заместителя директора по науке и инновациям М.М. Лагуна, начальника ОКБ В. А. Зайцева, главного техноло-А.Э. Куликова составила настоящий акт в том, что в опытнога конструкторских разработках АО «НПП «Завод Искра» использованы следующие результаты диссертационной работы А. А. Куликова.

Способ измерения напряжения шнурования тока мощных биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторов по патенту на изобретение № 2537519 РФ, описанный в статье «Неразрушающий метод определения напряжения шнурования тока в мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторах» (Известия вузов. Электроника. – 2014. - №4), реализован в модернизированной Установке для измерения теплоэлектрических параметров УИТЭП-МТ, переданной по договору с ООО «Малое инновационное предприятие «Инновации в радиоэлектронике», и использован при выборочном технологическом контроле качества мощных биполярных транзисторов, производимых на предприятии.

Ряд методов диагностики качества мощных биполярных транзисторов, развитые и апробированные в диссертационной работе А.А. Куликова, используются для диагностики качества электронных СВЧ-модулей

Экономический эффект от использования указанных результатов не рассчитывался.

Заместитель директора по науке и инновациям Им. Лагун Начальник ОКБ В. А. Зайцев

Приложение И

«УТВЕРЖДАЮ» Заместитель директора по научной работе УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, к.т.н. А. А. Черторийский 2018 г.

АКТ об использовании результатов кандидатской диссертации Куликова Александра Александровича

Научно-техническая комиссия в составе ведущего научного сотрудника к.т.н. А.А.Широкова. старшего научного сотрудника к. т. н. И. В. Фролова и старшего научного сотрудника, к. ф.-м. н. А.М. Ходакова составила настоящий акт в том, что результаты кандидатской диссертации А.А. Куликова. представленные в его публикациях и патентах, использованы при проведении исследований по тематическому плану УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН в соответствии с государственным заданием на НИР.

Предложенные и разработанные А.А. Куликовым способы измерения напряжения шнурования тока в структурах мощных биполярных ВЧ и СВЧ-транзисторов по патентам № 2537519 РФ и №2616871 РФ, проходят апробацию на лабораторной установке для исследования теплоэлектрических характеристик мощных биполярных транзисторов. Результаты исследований на образцах серийных транзисторов нескольких типов (КТ903А, КТ912 и др.) подтвердили основные положения тепловой модели мощных биполярных транзисторов с дефектами и теоретически предсказанные возможности диагностики аномально неоднородного токораспределдения по зависимости теплового сопротивления от коллекторного напряжения.

Ведущий научный сотрудник, к. т. н. Старший научный сотрудник, к. т. н. Старший научный сотрудник, к. ф.-м. н.

Ellung My

А. А. ШироковИ.В. ФроловА.М. Ходаков