УДК 621.382.3

АНАЛИЗ ПОБОЧНЫХ НЕГАТИВНЫХ ЭФФЕКТОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ СЛОЖЕНИИ ТРЁХ МОЩНЫХ КРИСТАЛЛОВ LDMOS ТРАНЗИСТОРОВ В ОДНОМ КОРПУСЕ

С.М. Романовский

АО «НПП «Пульсар», 105187, г. Москва, Окружной проезд, д. 27

Рассмотрены проблемы возникновения паразитных колебаний в поперечных цепях в корпусе трёхкристального мощного СВЧ LDMOS транзистора. Из модельного анализа следует, что данные колебания являются причиной снижения выходной мощности транзистора, а при определённых условиях могут привести к его выходу из строя. Выработаны рекомендации для подавления паразитных поперечных колебаний.

Ключевые слова: мощный СВЧ транзистор, нелинейная модель, сложение кристаллов в корпусе, поперечная неустойчивость

Сведения об авторах: Станислав Михайлович Романовский, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

.....

ANALYSIS OF NEGATIVE SIDE-EFFECTS ARISING FROM THE INSTALLATION OF THREE POWER LDMOS TRANSISTOR DIES INTO ONE CASE

S.M. Romanovskiy

S&PE Pulsar JSC, 105187, Moscow, Okruzhnoy pr., 27

This paper addresses the problem of parasitic oscillations occurring in lateral circuits of the microwave power 3-die LDMOS transistor. Simulation study suggests that these oscillations lead to the decrease of transistor power output, and in certain circumstances could lead to transistor break down. Recommendations on suppressing lateral parasitic oscillations are made.

Keywords: microwave power transistor, nonlinear model, transistor die installation, lateral instability

Authors: Stanislav Mikhaylovich Romanovskiy, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

Введение

На современном этапе развития требуются мощные СВЧ транзисторы с достаточно высокими уровнями выходной мощности, усиления и КПД. Увеличение выходной мощности достигается параллельным сложением нескольких кристаллов транзистора в одном корпусе.

В ходе экспериментальных работ было выявлено, что выходная мощность LDMOS транзистора снижается при параллельном сложении кристаллов в одном корпусе относительно идеального сложения мощности, полученной от однокристалльного транзистора. Кроме того, наблюдались моментальные выходы из строя трёхкристалльных транзисторов, тогда как однокристалльные транзи-

сторы работали без проблем. Для устранения перечисленных проблем и проводилось данное исследование.

В общем случае в многокристалльных транзисторах наряду с основным типом колебаний могут присутствовать высшие типы колебаний. Основной тип – это синфазные колебания на всех суммируемых кристаллах транзистора. Этот вариант соответствует возможности достижения оптимального сложения мощности при сохранении коэффициента усиления (K_p) и коэффициента полезного действия (КПД) усилительного каскада, свойственных однокристалльному транзистору. Высшие типы колебаний соответствуют разным вариантам сочетания синфазных и противофазных колебаний на отдельных кристаллах транзистора, что

приводит к снижению выходной мощности и в отдельных случаях к выходу транзистора из строя.

Имеются публикации о существовании подобных эффектов в биполярных транзисторах [1], где проводились исследования применительно к двухкристальному транзистору и впервые введён термин «поперечная неустойчивость». Под поперечной неустойчивостью понимается автогенерация, возникающая между кристаллами транзистора во время выходного радиоимпульса или после его окончания.

В работе [2] проводились исследования эффектов неравномерной работы трёхкристального СВЧ LDMOS транзистора, работающего в диапазоне частот 1,2–1,32 ГГц. В результате были выявлены причины снижения мощности на верхней частоте в данном частотном диапазоне, связанные с возникновением поперечной неустойчивости. Данная работа является дальнейшим развитием исследований паразитных поперечных колебаний, возникающих в многокристальном СВЧ LDMOS транзисторе.

Анализ проводился применительно к макетному трёхкристальному транзистору, способному отдавать выходную мощность порядка 110 Вт в диапазоне частот 2,7–3,1 ГГц. Транзистор предназначен для работы в импульсном режиме.

Описание модели трёхкристального СВЧ LDMOS транзистора

В линейных цепях выделение колебаний разных типов весьма эффективно в том смысле, что каждый тип колебаний может быть исследован отдельно с последующим сложением результатов в единую общую картину происходящего в исследуемой системе. В нашем случае анализ оказывается более сложным из-за существенно нелинейного режима работы транзистора.

Для анализа достаточно сложной реальной ситуации была разработана оригинальная программа анализа работы усилительного каскада на исследуемом транзисторе во временной области. Данная программа была разработана на базе системы расчётов усилительного каскада в существенно нелинейном режиме, описанной в [3]. Система расчётов основана на решении дифференциальных уравнений, описывающих эквивалентную схему усилительного каскада во временной области.

Эквивалентная схема усилительного каскада включает три базовые модели кристаллов транзисторов и элементы внутренних цепей согласования каждого из складываемых кристаллов. Кроме того, модель включает цепи подавления поперечной неустойчивости (рис. 1).

Рис. 1

Эквивалентная схема трёхкристального СВЧ LDMOS транзистора

В реальности усилительный каскад имеет внешние по отношению к корпусу транзистора согласующие цепи. Для упрощения задачи в модели, внешние цепи на входе исследуемого каскада заменены свернутой цепью эквивалентного генератора возбуждения, включающей эквивалентный генератор переменного тока $I_{ген}$, эквивалентную активную проводимость $G_{ген}$ и эквивалентную ёмкость $C_{ген}$. Внешние цепи на выходе усилительного каскада заменены эквивалентной нагрузкой, которая включает активную составляющую G_n и эквивалентную ёмкость C_n . Также на схеме показаны источники постоянного напряжения смещения затвор-исток E_e и сток-исток E .

Цепи согласования на входе сводятся к одному звену типа фильтра низких частот: индуктивность L_{x2} и ёмкость C_{x1} , где первый индекс x соответствует номеру конкретного кристалла транзистора (при нумерации сверху вниз). В выходной цепи используется один элемент – параллельная индуктивность L_{x3} , снабжённая блокировочным конденсатором C_{x2} .

Элементами подавления эффектов поперечной неустойчивости являются индуктивности с последовательными сопротивлениями, соединяющие между собой соседние ёмкости входной согласующей цепи (L_{p11} , L_{p21} , r_{p11} , r_{p21}), а также электроды затвора (L_{p12} , L_{p22} , r_{p12} , r_{p22}), электроды стока (L_{p14} , L_{p24} , r_{p14} , r_{p24}) и блокировочные конденсаторы (L_{p13} , L_{p23} , r_{p13} , r_{p23}). Упомянутые сопротивления отражают собственные потери в соединительных проводниках, шинах кристаллов, металлизациях конденсаторов или в специально введённых резисторах.

Ёмкости кристалла транзистора в модели $C_{си}$, $C_{зи}$ и $C_{зс}$ подставляются полиномиальными функциями в зависимости от напряжений затвор-сток и затвор-исток, описывающими реальные вольт-фарадные зависимости кристалла.

Генератор тока описан эмпирическим составным выражением, включающим измеряемые параметры ВАХ.

Все собственные и взаимные индуктивности между соединительными проводниками, а также потери во внутренних элементах в корпусе транзистора были получены в результате расчёта в программе электромагнитного моделирования по аналогии с тем, как это описано в работах [4] и [5].

Модельное исследование эффектов неравномерной работы макетного многокристалльного СВЧ LDMOS транзистора

Исследование проблем, возникающих при сложении кристаллов в корпусе, недостаточно проводить лишь в номинальном режиме. Все современные мощные СВЧ транзисторы должны обеспечивать надёжную работу в условиях рассогласования нагрузки при оговорённом уровне КСВН. Разработанная модель и методика анализа позволяют проводить подобные исследования. Однако в данной работе используется несколько иная форма исследования, основанная на представлении ОДН – области допустимых нагрузок. Суть этой методики в том, что на плоскости, где по осям координат отложены значения активной составляющей проводимости нагрузки G_n и величина эффективной ёмкости нагрузки C_n , указана точка, соответствующая максимальной выходной мощности (номинальный режим), далее вокруг этой точки располагается замкнутая линия (область), на которой выходная мощность снижена на 2 дБ. В результате данного исследования был получен график, представленный на рис. 2.

Рис. 2

ОДН исследуемого транзистора, взятая по критерию снижения выходной мощности на 2 дБ; красным отмечена область, где присутствуют поперечные колебания

Красной штриховкой показана область, где проявляются поперечные колебания. В области поперечной неустойчивости проявляются два типа колебаний: противофазные колебания на крайних кристаллах при нулевых колебаниях на среднем кристал-

ле – первый тип и синфазные колебания на крайних кристаллах при наличии сравнимых по амплитуде противофазных колебаний на среднем кристалле по отношению к крайним кристаллам – второй тип. На рис. 3

схематично приведены два данных типа колебаний. Индексы 1, 2 и 3 у напряжения U_{ci} соответствуют номеру конкретного кристалла, где 1 и 3 – это крайние кристаллы, а 2 – это центральный кристалл.

Рис. 3

Зависимости напряжений сток-исток U_{ci} на трёх кристаллах в трёхкристальном транзисторе в зависимости от времени, соответствующие двум типам поперечных колебаний

Вне области поперечной неустойчивости потери выходной мощности от сложения трёх кристаллов в корпусе транзистора выражены относительно слабо (порядка 2 % при наличии оговорённой ранее разницы между собственными индуктивностями в корпусе транзистора). Однако внутри области поперечной неустойчивости данные потери существенно растут и зависят от степени проявления поперечной неустойчивости.

В точке ОДН с параметрами нагрузки $G_H = 0,1$ См и $C_H = 0,044$ нФ через некоторое время после развития поперечных колебаний (примерно 30 нс), резко усиленных в процессе автогенерации, мощность в нагрузке снижается на 7 %, и появляется низкочастотная модуляция с разностной частотой несущей и частотой автогенерации. Вид установившихся колебаний для напряжений на стоках трёх кристаллов показан на рис. 4.

Рис. 4

Эпюры напряжения на кристаллах: напряжение сток-исток на первом кристалле U_{1ci} (синяя линия), напряжение сток-исток на втором кристалле U_{2ci} (красная линия) и напряжение сток-исток на третьем кристалле U_{3ci} (зелёная линия)

Как видно, U_{1cu} и U_{3cu} имеют противофазную составляющую колебаний (поперечные колебания 1-го типа), причём эта составляющая имеет другую несущую частоту по сравнению с несущей частотой генератора возбуждения (3,05 ГГц). Несущая частота автогенерации составляет 3,3 ГГц, что приблизительно соответствует частоте холодного резонанса (в отсутствие подачи входного сигнала) 1 типа поперечных колебаний в выходной цепи транзистора (3,5 ГГц). Таким образом, при учёте нелинейного характера эквивалентной схемы эти цифры согласуются с оценённой частотой автогенерации на интервале действия радиоимпульса возбуждения усилительного каскада. Частота резонанса 1 типа поперечных колебаний во входной цепи составила 3,1 ГГц.

Для измерения холодных поперечных резонансов использовалась практически та же схема модели, что изображена на рис. 1. Отличие состоит в том, что исключается возбуждение по входу ($P_{вх} = 0$, соответственно $I_{ген} = 0$). Вместо этого управляемые генераторы тока I_{1cu} , I_{2cu} , I_{3cu} искусственно заменены на источники возбуждения $I_{1cu} = A_1 \cdot \sin(\omega \cdot t)$, $I_{2cu} = A_2 \cdot \sin(\omega \cdot t)$, $I_{3cu} = A_3 \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Контролировать для поиска выходного резонанса предполагается напряжения на стоках кристаллов U_{1cu} , U_{2cu} и U_{3cu} (падение напряжений на ёмкостях C_{1cu} , C_{2cu} и C_{3cu}), что исходно заложено в программе.

При анализе поперечных колебаний первого типа задавались следующие параметры амплитуды возбуждения: $A_1 = 0,5$ А, $A_2 = 0$, $A_3 = -0,5$ А, что обеспечивает противофазные колебания на стоках 1 и 3 кристаллов. Амплитуда возбуждения выбрана достаточно произвольно, поскольку холодный резонанс реализуется практически в линейном режиме. Напряжения смещения по затвору и по стоку заданы типовыми $E_g = 3$ В, $E = 30$ В. При вариации несущей частоты находим резонансную частоту, соответствующую максимальной величине амплитуды U_{1cu} (порядка 5 В).

Дополнительно была оценена частота автогенерации в паузе между импульсами возбуждения. Такой режим далеко не всегда сопутствует возникновению паразитной автогенерации в течение импульса возбуждения. Пришлось сдвинуть нагрузку исследуемого каскада в область более активной поперечной неустойчивости. Частота авто-

генерации в этом режиме оказалась 3,3 ГГц, т.е. совпала с предшествующим значением. Данный эффект не раз удавалось фиксировать на осциллографе при измерении экспериментальных многокристалльных транзисторов предшествующих разработок. В таком режиме резко возрастает тепловая нагрузка на транзистор и выход из строя становится весьма вероятным. Однако во многих ситуациях автогенерация в паузе относительно быстро затухает после окончания радиоимпульса возбуждения. В этом случае опасность для транзистора связана с возникновением необычно высоких пиковых напряжений на стоках крайних кристаллов. Такие высокие напряжения на стоках являются следствием того, что поперечный контур, в котором проявляется поперечный резонанс первого типа, оказывается не нагружен извне.

В области неустойчивости в точке, соответствующей координатам на плоскости ОДН $G_n = 0,1$ См, $C_n = 0,034$ нФ, обнаружили поперечные колебания второго типа. В этом варианте также присутствует автогенерация с собственной частотой порядка 3,5 ГГц, хотя интенсивность процесса значительно меньше, нежели в варианте с колебаниями первого типа. Снижение выходной мощности при этом составляет примерно 4 %. Это обстоятельство находит объяснение в том, что резонансный контур второго типа оказывается нагружен внешней нагрузкой усилительного каскада в отличие от альтернативного варианта. В ближайшей окрестности этой точки поперечная неустойчивость реализуется на первом типе поперечных колебаний. Эффект возникновения второго типа колебаний можно объяснить удачным попаданием на собственную резонансную частоту для этого типа колебаний. Модельная оценка частоты холодного резонанса 2 типа поперечных колебаний в выходной цепи даёт величину порядка 3,7 ГГц.

Чтобы совместить частоту резонанса с частотой автогенерации, надо предположить перенапряжённый режим работы транзистора. При этом возрастает эффективная ёмкость стоков всех трёх кристаллов и резонансная частота снижается. Резонансная частота поперечных колебаний второго типа для входной цепи составила 3,65 ГГц.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о прямой связи резонансной ча-

стоты поперечного выходного контура с частотой автогенерации. При этом резонанс в поперечном входном контуре играет вторичную роль.

Модельные эксперименты показывают, что наиболее значимыми факторами, связанными с возникновением возбуждения автогенерации, являются параметры C_{31} , M_{24} , M_{14} и $R_{ист}$. Влияние данных параметров на характер поперечной неустойчивости в различных точках области неустойчивости, отмеченной красной штриховкой на рис. 2, проявляется по-разному. В одних точках наиболее критичными оказываются одни параметры, в других точках – другие. При этом характер поперечной неустойчивости также меняется.

Объяснение экспериментально наблюдаемых моментальных выходов из строя макетных трёхкристалльных транзисторов в общих чертах соответствует модельным результатам и может быть связано с тем, что оператор в поисках оптимального значения нагрузки, соответствующей максимальной выходной мощности, неизбежно случайным образом рассогласовывает выходную цепь и смещает нагрузку в область поперечной неустойчивости. При этом возникает автогенерация в паузе и происходит моментальный пробой транзистора. Конечно, оператор стремится минимизировать подобные отклонения, однако это делается интуитивно, поскольку нет чётко сформулированных критериев.

Исследования поперечных колебаний могут быть применены и к транзисторам, в которых параллельно складывается более трёх кристаллов. При этом количество типов паразитных поперечных колебательных процессов будет расти с ростом числа складываемых кристаллов.

Оценка возможной коррекции параметров исследуемого транзистора с целью подавления поперечных колебаний

Появление автогенерации на поперечных колебаниях является мощным фактором упомянутых потерь от сложения кристаллов, а также возможной причиной выходов их из строя. Поэтому именно в этой области следует искать способы улучшения характеристик и совершенствования конструкции трёхкристалльного транзистора.

Следует отметить, что для оценки эффективности коррекции того или иного параметра

с точки зрения устранения поперечных колебаний следует анализировать эффекты от данной коррекции на всей области ОДН.

Для исследуемого макетного транзистора подбор значений поперечных сопротивлений приводит к некоторому сужению области неустойчивости, однако полностью устранить её не получается. Наибольший эффект оказывают сопротивления между стоками кристаллов r_{p14} и r_{p24} , что соответствует неиспользованной возможности снижения собственной добротности поперечного резонанса в выходной цепи. Оптимальная величина обоих резисторов составила 2 Ом. Существенно меньший эффект даёт размещение сопротивлений между затворами кристаллов транзисторов. А введение резисторов в поперечные цепи между согласующими конденсаторами во входной и выходной цепи практически не оказывает никакого эффекта.

Следующие варьируемые параметры – индуктивности в поперечных цепях транзистора. Здесь проблема состоит в том, что в существующей конструкции трёхкристалльного транзистора поперечные индуктивности между транзисторными кристаллами и между согласующими конденсаторами в основном определяются индуктивностью проволоки минимально возможной длины. Поэтому модельные вариации данных параметров предполагают некие радикальные изменения конструкции и методов сборки транзистора.

Среди возможных конструктивных решений предлагается исследовать возможность осуществить переключение стоковых электродов с помощью некоего элемента, вырезанного из фольги. Толщина данного элемента может соответствовать диаметру ныне используемой проволоки. Такой элемент может быть приварен к электродам транзистора с использованием стандартной сборочной аппаратуры. Работа в данном направлении начата, однако её основательное завершение требует времени.

В расчёте наблюдается чёткая зависимость размеров области неустойчивости от значения поперечных индуктивностей между стоками кристаллов L_{p14} и L_{p24} . Полученный эффект подавления поперечной неустойчивости путём некоторого снижения существующей индуктивности между стоковыми электродами транзисторных кристаллов можно считать радикальным.

Существенно меньший эффект на размеры области неустойчивости исследуемого транзистора оказывает изменение поперечных индуктивностей между затворами кристаллов. Ещё более слабый эффект оказывает изменение поперечных индуктивностей между входными и между выходными согласующими конденсаторами.

Полученный результат даёт основание ужесточить требования к качеству сборки трёхкристалльных транзисторов в отношении снижения разброса заданных относительно малых расстояний между транзисторными кристаллами.

Существенное сокращение области неустойчивости вызывает выравнивание продольных индуктивностей, соединяющих каждый кристалл с электродами вывода корпуса, а также с согласующими конденсаторами, то есть выравнивание L_{x1} , L_{x2} , L_{x3} и L_{x4} . Данная рекомендация реализуется за счёт повышенных требований к взаимному расположению транзисторных кристаллов и кристаллов входных согласующих конденсаторов. Надо отметить, что помимо предложенных рекомендаций к сборке многокристального транзистора на разницу эквивалентных продольных индуктивностей влияют ещё и взаимные индуктивности между рядами соединительных проводников. Для устранения последствий от данного эффекта можно для разных кристаллов использовать разные длины соединительных проводников.

Важным фактором подавления поперечной неустойчивости является существенный сдвиг резонансных частот поперечных контуров (входных и выходных) вверх по отношению к рабочей частоте усилительного каскада с мощным транзистором.

Полезным может оказаться использование керамических металлизированных вставок, способствующих выравниванию и одновременно уменьшающих продольные индуктивности. На рис. 5 изображён трёхкристалльный транзистор, в котором данные керамические вставки располагаются между бортиком корпуса транзистора и входными и выходными согласующими конденсаторами. Также может оказаться полезным использование одной большой керамической вставки во входной или в выходной цепи.

Надо отметить, что предложенные рекомендации справедливы и для транзисторов, включающих другое количество параллельно складываемых кристаллов.

Часть из предложенных рекомендаций, в частности использование керамических конденсаторов, использование всех возможных поперечных индуктивностей, реализация рекомендованных требований относительно взаимного расположения транзисторных кристаллов и кристаллов согласующих конденсаторов, исключение зазоров между соседними транзисторными кристаллами, исключение зазоров между соседними согласующими конденсаторами, а также уменьшение индуктивности L_{x4} (с целью увеличения частоты поперечного резонанса в выходной цепи), нашли свое применение в мощном трёхкристалльном СВЧ LDMOS транзисторе типа 2ПЕ301Б1 (рис. 5) и в мощном шестикристалльном СВЧ LDMOS транзисторе типа 2ПЕ301Б2. Выходная мощность транзистора 2ПЕ301Б1 составила более 120 Вт в диапазоне частот 2,7–3,1 ГГц, и моментальных выходов из строя, фиксируемых ранее для макетного типа трёхкристалльного транзистора, не наблюдалось.

Рис. 5

Трёхкристалльный СВЧ LDMOS транзистор типа 2ПЕ301Б1

Измерение трёхкристалльного СВЧ LDMOS транзистора на тепловизоре

Режим возникновения поперечной неустойчивости является достаточно опасным

для транзистора, поэтому экспериментально «выявить» момент её появления до выхода из строя транзистора не всегда удаётся. Следует отметить, что объём эксперимен-

тальных исследований эффектов поперечной неустойчивости сильно ограничен техническими и финансовыми соображениями.

Чёткий эффект от поперечной неустойчивости удалось зафиксировать при измерении на тепловизоре температуры макетного трёхкристального СВЧ LDMOS

транзистора при отсутствии у него элементов, подавляющих поперечную генерацию (рис. 6а). Для сравнения на рис. 6б показано распределение температуры в корпусе трёхкристального транзистора с наличием элементов, подавляющих поперечную неустойчивость.

а)

б)

Рис. 6

Измерение на тепловизоре трёхкристального макетного транзистора при отсутствии элементов, подавляющих поперечную генерацию (а), и при их наличии (б)

Режим измерения транзистора:

$f_{\text{раб}} = 3,1$ ГГц, $P_{\text{вх}} = 10$ Вт, $U_{\text{си}} = 30$ В, $I_{\text{нок}} = 100$ мА, $Q = 10$, $t_{\text{имп}} = 300$ мкс. Выход транзисторов был рассогласован с КСВ порядка 2. Вход был согласован.

Выходная мощность для трёхкристального транзистора при отсутствии элементов, подавляющих поперечную генерацию, составила 70 Вт при КПД = 15 %. При этом на осциллографе наблюдалась низкочастотная модуляция выходного радиоимпульса. Выходная мощность для трёхкристального транзистора при наличии элементов, подавляющих поперечную генерацию, составила 110 Вт при КПД = 40 %.

Из изображения, представленного на рис. 6а, видно, что крайние кристаллы перегреты. Объяснением этому служит то, что при возникновении в трёхкристальном транзисторе поперечных колебаний 1 типа режим работы на данных кристаллах в некоторых случаях будет неоптимальным. Как следствие, на крайних кристаллах будет падать КПД и расти рассеиваемая мощность.

Полученные экспериментальные данные качественно подтверждают представленные модельные исследования.

Заключение

По результатам модельных исследований выявлено, что в усилительном каскаде на трёхкристальном СВЧ LDMOS транзисторе при определённых условиях (рассогласование нагрузки, близость частоты возбуждения к резонансным частотам внутренних поперечных контуров) возникают поперечные колебания, которые не приемлемы с эксплуатационной точки зрения.

Обнаружено два типа паразитных поперечных колебаний: противофазные колебания на крайних кристаллах при минимальных колебаниях на среднем кристалле (1 тип) и синфазные колебания на крайних кристаллах при наличии сравнимых по амплитуде противофазных колебаний на среднем кристалле по отношению к крайним кристаллам (2 тип). Показано, что данные колебания приводят к снижению выходной мощности, а в некоторых случаях (при возникновении крайне высоких пиковых напряжений на стоках кристаллов и/или автогенерации в паузе между импульсами выходного сигнала) – к выходу из строя многокристального транзистора. Для их подавления пред-

ложены рекомендации к конструкции многокристалльных СВЧ транзисторов.

Результаты модельных исследований находят подтверждение в экспериментальных измерениях и в практике использования предложенных рекомендаций. Финишная сборка партии транзисторов типа 2ПЕ301Б1, предъявленных по завершении темы, обеспечила требуемую выходную мощность более 120 Вт в диапазоне частот 2,7–3,1 ГГц с необходимым запасом. При этом фиксируемых ранее выходов из строя не наблюдалось.

Литература

1. Аронов В.Л. Анализ явлений поперечной неустойчивости в мощных СВЧ транзисторах // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2007. – Вып. 2. – С. 65-75.
2. Аронов В.Л., Романовский С.М. Модельное исследование эффектов неравномерной работы многокристалльного СВЧ LDMOS транзистора в полосе частот // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2013. – Вып. 2 (231). – С. 26-34.
3. Аронов В.Л., Евстигнеев А.А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – Вып. 1-2. – С. 24-33.
4. Аронов В.Л., Романовский С.М. Моделирование взаимной индуктивности между внутренними проводниками в мощных СВЧ транзисторах // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – Вып. 4(238). – С. 22-29.
5. Крымко М.М., Корнеев С.В., Романовский С.М. Расчёт потерь во внутренних цепях в корпусе мощного СВЧ транзистора и оценка их влияния на эксплуатационные параметры транзистора // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2017. – Вып. 4 (247). – С. 13-20.

References

1. Aronov V.L. Lateral instability analysis in microwave power transistors. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. 2007. No.2. pp.65-75.
2. Aronov V.L. Romanovskiy S.M. Simulation analysis of unstable operation effects of multi-die microwave LDMOS transistor at frequency range. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. Issue 2 (231). 2013.
3. Aronov V.L., Evstigneev A.A. Simulation of power bipolar transistor in amplification mode with quasi-saturation. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. 2009. pp.24-33.
4. Aronov V.L. Romanovskiy S.M. Simulation of mutual inductance between internal conductors in microwave power transistors. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. Issue 4 (238). 2015.
5. Krymko M.M. Korneev S.V., Romanovskiy S.M. Calculation of losses in internal circuits of microwave power transistor and estimation of their influence on transistor performance. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. Issue 4 (247). 2017. pp.13-20.