РАСЧЁТ ПОТЕРЬ ВО ВНУТРЕННИХ ЦЕПЯХ В КОРПУСЕ МОЩНОГО СВЧ ТРАНЗИСТОРА И ОЦЕНКА ИХ ВЛИЯНИЯ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

© М. М. Крымко, С. В. Корнеев, С. М. Романовский

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

В работе проводился расчёт потерь во внутренних цепях согласования с учётом влияния соединительных проводников, идущих на согласующие конденсаторы, в корпусе мощного СВЧ транзистора. Проведена оценка влияния данных потерь на эксплуатационные параметры мощного СВЧ транзистора. С этой целью была проведена соответствующая доработка нелинейной модели в системе расчётов во временной области. Даны рекомендации к построению внутренних цепей согласования, приводящие к уменьшению потерь в них.

Ключевые слова: мощный СВЧ транзистор, потери во внутренних цепях транзистора, электромагнитное моделирование, нелинейная модель

Сведения об авторах: Крымко Михаил Миронович, к.т.н., krymko@pulsarnpp.ru; Корнеев Сергей Викторович, korneev@pulsarnpp.ru; Романовский Станислав Михайлович, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

SIMULATION OF INTRINSIC MATCHING NETWORKS' LOSSES OF MICROWAVE POWER TRANSISTOR AND ESTIMATION OF THEIR INFLUENCE ON TRANSISTOR PERFORMANCE

M. M. Krymko, S. V. Korneev, S. M. Romanovskiy

JSC «S&PE «Pulsar», 105187, Moscow, Okružhnoy proezd, 27

In this study, losses in the transistor intrinsic matching networks were simulated, taking into account the influence of matching capacitors' wiring in the case of microwave power transistor. The effect of these losses on microwave power transistor performance was estimated. For this purpose, nonlinear model has been optimized in the time domain of simulation system. Recommendations are given for the designing of internal matching networks with reduced losses.

Keywords: microwave power transistor, losses in the transistor intrinsic matching networks, electromagnetic simulation, nonlinear model

Data of authors: Krymko Mikhail Mironovich, Ph.D., krymko@pulsarnpp.ru; Korneev Sergey Viktorovich, korneev@pulsarnpp.ru; Romanovskiy Stanislav Mikhaylovich, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

Введение

Реализация мощных транзисторных СВЧ усилителей сталкивается с проблемой потерь, вносимых как внутренними элементами цепей согласования, так и внешними.

В работе проводится расчёт потерь во внутренних цепях согласования в программе электромагнитного моделирования. Основное внимание сосре-

доточено на расчёте потерь в конденсаторах типов металл-окисел-полупроводник (МОП) или металл-окисел-металл (МОМ). Трёхмерное моделирование показывает, что растекание СВЧ тока по подложке конденсатора происходит в его скин-слое и зависит от количества и конфигурации соединительных проводников, идущих на данный конденсатор. Меняя количество и конфигурацию проводников, из-

меня тем самым так называемый эффект близости, можно добиться относительно равномерного растекания тока в скин-слое вдоль поверхности и по торцу кристалла подложки конденсатора. Данный фактор и определяет уровень эквивалентного последовательного сопротивления потерь.

Помимо потерь в подложке конденсатора приходится учитывать потери в соединительных проводниках и в металлизациях конденсаторов, что не несёт в себе особых расчётных проблем.

Расчёт потерь во внутренних цепях согласования транзистора проводится применительно к типичной сборке мощного СВЧ транзистора. В данном случае это экспериментальный LDMOS транзистор. Транзистор обладает выходной мощностью около 40 Вт в диапазоне 2,7-3,1 ГГц при скважности $Q = 10$. В корпусе транзистора установлены два МОП конденсатора: во входной и в выходной цепи. Для электрического соединения элементов используется золотая проволока диаметром 40 мкм. Высота подложки кристалла МОП конденсаторов равна 100 мкм, а её удельное сопротивление — 0,001 Ом·см, при этом величина технологического разброса удельного сопротивления составляет не более 10 %. Габаритные размеры МОП конденсатора составляют 0,8x4 мм².

Моделирование МОП конденсаторов и определение их параметров в программе электромагнитного моделирования описано в [1]. Аналитический расчёт потерь в системе проводник-полупроводниковый кристалл представлен в [2]. Однако в данных работах не рассмотрены условия реальной эксплуатации, связанные с варьируемой конфигурацией цепей, включая геометрию и количество соединительных проводников.

МОП конденсатор состоит из тонкой плёнки диэлектрика (SiO_2), нанесённой на высоколегированную кремниевую подложку. Толщина окисла составляет порядка 0,3-1 мкм и более, что обеспечивает приемлемую удельную ёмкость в сочетании с необходимым уровнем пробивного напряжения (для исследуемых конденсаторов пробивное напряжение должно быть не менее 80 В). В мощных СВЧ транзисторах, как правило, номиналы ёмкостей МОП конденсаторов варьируются от 20 до 150 пФ. Величина ёмкости зависит как от толщины диэлектрика, так и от ширины металлизации, находящейся сверху диэлектрика. Сверху на диэлектрике находится металлизированный электрод, который соединяется с кристаллом транзистора или с внутренней частью вывода корпуса рядом соединительных проводников. Соединительные проводники, как правило, представляют собой золотые или алюминиевые проволоки диаметром 30-50 мкм. Присоединение проволок осуществляется с использованием микросварки. Высокотехнологичное современное оборудование позволяет реализовать заданную длину и геометрию соединительных проводников.

Второй тип конденсаторов — МОМ отличается от описанного МОП конденсатора тем, что на поверхность подобной полупроводниковой подложки прежде, чем формировать диэлектрический слой, наносится слой металла с малым удельным сопротивлением. Затем на поверхности этого металлического слоя формируется тонкая плёнка диэлектрика (SiO_2). Сверху на плёнке диэлектрика так же, как и в МОП конденсаторах, находится внешняя металлизация. Если при этом формировать рядом с верхним электродом конденсатора электрод на нижнем слое металлизации (в окне окисла), то протекание ёмкостного тока происходило бы минуя полупроводниковую подложку. Конструкция LDMOS транзисторов, применительно к которой в первую очередь проведено настоящее исследование, предполагает размещение истока непосредственно на фланце корпуса транзистора. В результате ёмкостный ток течёт по боковым стенкам кремниевой подложки конденсатора, что создаёт потери. Для упрощения расчёта в конструкции МОМ конденсатора отсутствует заземлённая площадка, находящаяся на верхней поверхности конденсатора. В остальном проблемы использования МОМ конденсатора повторяют проблемы использования МОП конденсатора.

Описание модели в программе электромагнитного моделирования для расчёта потерь во внутренних цепях согласования транзистора

Сложный вопрос при формировании модели для последующего исследования состоит в том, какова роль многих соединительных проводников в разных цепях, размещённых в корпусе транзистора. В [3] исследовались эксплуатационные характеристики усилительного каскада с учётом эффектов обратной связи, где приходилось в той или иной форме оценивать все взаимосвязи соединительных проводников. В данной задаче оценка потерь в конденсаторе проводится с учётом влияния лишь тех проводников, которые развариваются непосредственно на него. Влияние остальных проводников на потери представляется незначительным в связи с их относительно большим удалением от конденсатора.

Следующее упрощение связано с входной цепью, где к конденсатору подходят с разных сторон два ряда проводников (со стороны кристалла и со стороны вывода корпуса транзистора). Поскольку входной конденсатор участвует в схеме трансформации импеданса транзистора, токи в двух рядах соединительных проводников оказываются существенно разными по амплитуде. Это даёт осно-

вание для исключения из анализа потерь группы проводников, идущих с вывода корпуса.

Что касается выходной цепи транзистора, то там к конденсатору подходит всего один ряд соединительных проводников. При этом значение эквивалентной индуктивности ряда данных проводников практически совпадает с эквивалентной индуктивностью ряда проводников, идущих на входной МОП конденсатор. Последнее замечание позволяет использовать одну модель для расчёта потерь во входном и в выходном конденсаторах.

В связи с необходимостью разделения потерь в кристалле транзистора и в согласующих конденсаторах принято, что кристалл транзистора заменялся микрополосковой линией той же высоты, что и кристалл транзистора (то есть 0,1 мм). Потери в кристалле транзистора таким образом исключены. Данная замена сделана для того, чтобы подача сигнала происходила через штатный (волновой) порт, находящийся на некотором удалении от исследуемой структуры. Влияние отрезка микрополосковой линии на результат определения входного сопротивления исследуемой структуры исключалось программным способом, как это заложено в используемой расчётной системе. Исследуемый конденсатор соединён с микрополосковой линией рядом проводников с заданной геометрией.

С учётом всего вышесказанного модель исследования в программе электромагнитного моделирования имеет вид, представленный на рис. 1.

Граничные условия, параметры расчёта и сетки выбраны из тех же соображений, что и в [2] и [3].

Рис. 1

Модель для расчёта потерь в конденсаторе, выполненная в программе электромагнитного моделирования

Расчёт потерь во внутренних цепях транзистора

Исследования потерь в конденсаторах обоих типов проведены для нескольких вариантов конфигурации рядов проводников, расположенных между электродом конденсатора и затворным (или стоковым) электродом на кристалле транзистора. При этом эквивалентная индуктивность всех вариантов рядов проводников одинаковая. Данное значение эквивалентной индуктивности может быть получено исходя из предварительного синтеза цепей согласования (в данном случае это 0,1 нГн). Длина, высота и количество соединительных проводников в ряду у всех трёх вариантов были разными. При этом расстояние между соседними соединительными проводниками выбиралось исходя из того, что они должны располагаться равномерно по структуре конденсатора.

Потери в моделях вводились в подложку и в металлизацию конденсаторов, а также в соединительные проводники путём присвоения данным элементам материалов с соответствующей проводимостью. Во всех остальных элементах в расчёте потери отсутствуют.

На рис. 2а и 2в приведены рассчитанные значения сопротивления потерь в МОП и МОМ конденсаторах. При этом все условия расчёта потерь в МОМ конденсаторе соответствуют оговорённым для МОП конденсатора.

На рис. 2б показаны потери в соединительных проводниках, идущих на данные согласующие конденсаторы, в зависимости от частоты. Из данного рисунка видно, что с увеличением количества соединительных проводников в ряду суммарные потери снижаются, в то время как эквивалентная индуктивность остаётся прежней. Этот эффект связан с взаимной индуктивностью между соединительными проводниками.

Из рис. 2в видно, что уменьшение потерь в согласующем конденсаторе связано с одновременным увеличением высоты и количества соединительных проводников. Это объясняется более равномерным протеканием тока по объёму полупроводниковой подложки конденсатора. С одновременным уменьшением высоты и количества соединительных проводников ток концентрируется под ними, что проявляется в увеличении активного сопротивления МОП конденсатора.

Также из рис. 2а и 2в видно, что потери в МОП конденсаторах во всех случаях больше, чем потери в МОМ конденсаторах, если их использовать с заземлённым нижним электродом подложки. В качестве наглядного пояснения в разнице потерь в МОП и МОМ конденсаторах на рис. 3 приведено распределение плотности тока в объёме полупроводниковых подложек МОП и МОМ конденсаторов.

Рис. 2

Сопротивления потерь в МОП и МОМ конденсаторах в зависимости от частоты (а), потери в самих соединительных проводниках (б) и потери в МОП и МОМ конденсаторах в зависимости от количества соединительных проводников на частоте 3 ГГц (в). Номер линии на рисунках (а) и (б) соответствует количеству проводников

По распределению плотности тока в подложках конденсаторов можно увидеть как скин-слой, так и эффект сгущения тока в полупроводниковых подложках под соединительными проводниками, вызванный протеканием тока по этим проводникам (эффект «близости»). Отличие связано с тем, что в МОМ конденсаторе ток течёт по внутренней металлизации, не проникая в полупроводник. Это приводит к тому, что уменьшается путь протекания тока по полупроводниковой подложке, что приводит к снижению потерь в МОМ конденсаторе по сравнению с МОП конденсатором. Потери в данном случае связаны лишь с протеканием тока по торцу кристаллической подложки.

Также проводился расчёт потерь для различных номиналов МОП конденсаторов: 35, 70 и 140 пФ (при сохранении одинаковой геометрии соединительных проводников). Расчётные сопротивления потерь для всех трёх случаев практически полностью совпадают.

Отдельно был рассмотрен вопрос влияния потерь в металлизации конденсаторов, состоящей из нескольких слоёв (в данном случае это Ti-Pt-Au). Слои титана и платины выполняют вспомогательную роль и необходимы для нанесения основного слоя ме-

талла — золота. При этом удельные сопротивления титана и платины существенно больше удельного сопротивления золота. Толщины титана и платины, как правило, небольшие (порядка 0,2 мкм), тогда как толщина золота составляет около 1 мкм и более.

В результате расчёта в программе электромагнитного моделирования оказалось, что потери, вносимые слоями титана и платины, незначительны в сравнении с остальными потерями в МОП или МОМ конденсаторе.

Сравнение с экспериментом

Оценка адекватности расчёта была проведена путём сравнения с экспериментом. Для этого был изготовлен специальный экспериментальный макет, представляющий собой корпус транзистора с напаянными в него двумя одинаковыми МОП конденсаторами. Электрическое соединение конденсаторов между собой и бортиком корпуса осуществлено золотой проволокой. Причём ряд проводников, идущих на вывод, располагается практически вертикально по отношению к плоскости кристалла кон-

Рис. 3

Распределение плотности тока в объёме полупроводниковых подложек МОМ (а, в) и МОП (б, г) конденсаторов. Поперечное сечение подложки на (в) и (г) выбрано по центру структур

денсатора, что обеспечивает минимальный эффект «близости». Было изготовлено два варианта такой тестовой структуры с номиналами МОП конденсаторов 100 и 140 пФ. Вывод корпуса транзистора непосредственно соединялся с микрополосковой линией на измерительной оснастке, которая подключалась к векторному анализатору цепей. Калибровка оснастки была выполнена по методу TRL в сечениях выводов корпуса транзистора. После этого измерялись КСВ на частоте резонанса и сама резонансная частота данной тестовой структуры. Погрешность измерения точно не была оценена, но она будет минимальной из-за относительно небольшого КСВ на частоте резонанса (табл.).

Для пересчёта потерь, исходя из измерений, составлялась эквивалентная схема данного макета (рис. 4).

Часть эквивалентной схемы, состоящей из L_{e1} , L_{e2} и C_{ϕ} , представляет собой модель неоднородности, возникающей из-за разницы ширины вывода корпуса транзистора и микрополосковой линией в оснастке для измерения. Данная неоднородность рассчи-

тывалась отдельно в программе электромагнитного моделирования. Ёмкость корпуса транзистора измерялась. Эквивалентные индуктивности и сопротивления рядов проводников рассчитывались отдельно в программе электромагнитного моделирования. Геометрия соединительных проводников экспериментального макета была по возможности максимально точно реализована в программе. При этом резонансные частоты в модели и в расчёте совпадали. Единственной оставшейся неизвестной оставалось сопротивление потерь в МОП конденсаторах $R_{\text{моп}}$. Оно находилось путём оптимизации данного параметра в эквивалентной схеме с целью совпадения с экспериментально полученным КСВ. В результате были получены значения параметров, представленных в таблице, где $f_{\text{рез}}$ и КСВ — измеренные значения резонансной частоты и КСВ тестовой структуры; R_1 и L_1 — потери и эквивалентная индуктивность ряда проводников между выводом корпуса и МОП конденсатором; R_2 и L_2 — потери и эквивалентная индуктивность ряда проводников между МОП конденсаторами; $R_{\text{моп}}$ — потери в одном МОП конденсаторе.

Таблица

Параметры экспериментального макета

Номинал $C_{\text{моп}}$	$f_{\text{рез}}$, ГГц	КСВ	R_1 , Ом	L_1 , нГн	R_2 , Ом	L_2 , нГн	$R_{\text{моп}}$, Ом
100 пФ	3	8,1	0,016	0,22	0,009	0,056	0,03

Рис. 4

Эквивалентная схема экспериментального макета

Поскольку расчёт потерь в конденсаторах проводился для рядов проводников с эквивалентной индуктивностью, соответствующей реально используемой во входном (выходном) контуре исследуемого транзистора (0,1 нГн), а в экспериментальном тесте использовалось два МОП конденсатора, каждый из которых был с номиналом ёмкости, превышающим ёмкость кристалла транзистора, то с целью совпадения резонансных частот значение эквивалентной индуктивности L_2 было подобрано равным 0,06 нГн. При этом в эксперименте использовалось 11 соединительных проводников меньшей длины, чем в соответствующем расчёте.

Для оценки погрешности, возникающей из-за этого несоответствия, в программе электромагнитного моделирования были рассчитаны две структуры (аналогичные той структуре, что представлена на рис. 1) с эквивалентными индуктивностями рядов соединительных проводников, равными 0,06 и 0,1 нГн. В результате оказалось, что значение потерь в конденсаторе с эквивалентной индуктивностью проводников, равной 0,06 нГн, на 4 % больше, чем в конденсаторе с эквивалентной индуктивностью проводников, равной 0,1 нГн. Это объясняется более низким расположением проводников в структуре с эквивалентной индуктивностью, равной 0,06 нГн.

Таким образом, если учесть данную поправку, то отличие расчёта от эксперимента составит порядка 10 %.

Аналогичные расчётно-экспериментальные работы были проведены для МОП конденсатора номиналом 140 пФ. При этом отличие данных потерь от потерь в конденсаторе с номиналом 100 пФ составило 8 %.

Расчёт энергетических параметров каскада с учётом потерь в согласующих цепях

Для оценки влияния потерь в подложках конденсаторов и в соединительных проводниках на энергетические параметры исследуемого мощного СВЧ

LDMOS транзистора была разработана его модель в системе расчётов, описанной в [4-6]. Эквивалентная схема данной модели представлена на рис. 5. Потери вводились в оба согласующих конденсатора, а также в соединительные проводники, идущие на конденсаторы.

Аналогичный расчёт можно провести и в программах схемотехнического моделирования с использованием нелинейной модели исследуемого транзистора. Данная модель может быть построена по методике, описанной в [7].

При анализе влияния потерь в конденсаторах и в соединительных проводниках на энергетические характеристики усилительного каскада необходимо принять во внимание эксплуатационную направленность проектируемого усилителя. Если определяющим параметром является коэффициент усиления, то борьба с потерями во входной цепи становится особенно актуальной. В этом варианте режим транзистора должен быть несколько недонапряжённым. Именно такой вариант был реализован с целью модельного исследования влияния потерь в конденсаторах.

На рис. 6 показаны результаты расчёта энергетических параметров модели с введёнными в неё потерями, соответствующими представленным ранее вариантам конфигураций соединительных проводников.

Для сравнения в том же режиме при искусственном исключении потерь получены следующие параметры: $P_{\text{вых}} = 41,7$ Вт, $K_{\text{ур}} = 12,2$ дБ и КПД = 52,3 %.

Из рис. 6 видно, что увеличение выходной мощности (и КПД) в зависимости от количества соединительных проводников имеет нелинейный характер.

Следует отметить, что одновременное увеличение количества и высоты проводников в ряду ведёт к возрастанию взаимных индуктивностей между данным рядом и остальными рядами соединительных проводников, находящихся в корпусе транзистора. Последний фактор может привести к сужению АЧХ и устойчивости транзистора [3].

Рис. 5

Модель СВЧ LDMOS транзистора, используемая для расчёта энергетических параметров

Рис. 6

**Энергетические параметры модели с введёнными в неё потерями,
соответствующими вариантам с разным количеством соединительных проводников**

Выводы

1. С повышением рабочих частот усугубляются проблемы, связанные с потерями во внутренних цепях согласования мощных транзисторов. При этом становится заметным влияние конфигурации и количества соединительных проводников на потери в корпусе транзистора. С целью уменьшения данных потерь следует по возможности увеличивать как количество проводников, так и их высоту. Однако при этом надо учитывать вопросы, связанные с взаимной индуктивностью между соединительными проводниками в корпусе транзистора, а также надёжность.
2. Конденсаторы типа MOM принципиально обладают меньшими потерями в сравнении с МОП конденсаторами (при использовании их в конструкции исследуемого транзистора), однако же последние оказываются более технологичными и более дешёвыми.

3. Полученные значения потерь в конденсаторах и в соединительных проводниках могут быть использованы для уточнения эквивалентной схемы модели транзистора.

Литература

1. Aaen P. H. «Simulation and modeling of matching networks within RF/microwave power transistors», Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Arizona State Univ., Tempe, AZ, 2005.
2. Евстигнеев А. С. Характеристики системы проводник-полупроводниковый кристалл // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 1982. — Вып. 7. — С. 53-58.
3. Аронов В. Л., Романовский С. М. Моделирование взаимной индуктивности между внутренними проводниками в мощных СВЧ транзисторах // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2015. — № 4 (238). — С. 22-29.
4. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2009. — С. 24-33.
5. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Синтез широкополосных мощных СВЧ транзисторных каскадов, работающих в нелинейном режиме // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2005. — Вып. 1-2. — С. 3-13.
6. Аронов В. Л. Поведенческое моделирование мощного СВЧ усилительного каскада с полевым транзистором // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2011. — № 2 (227). — С. 44-52.
7. Бачурин В. В., Будяков А. С., Бычков С. С., Першин А. Д., Романовский С. М., Савченко Е. М. Создание нелинейной модели мощного СВЧ LDMOS транзистора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. — 2011. — Т. 11, № 1. — С. 157-160.

References

1. Aaen P. H. «Simulation and modeling of matching networks within RF/microwave power transistors», Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Arizona State Univ., Tempe, AZ, 2005.
2. Evstigneev A. S. Bonding wires to semiconductor die system parameters. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 1982, № 7, pp. 53-58.
3. Aronov V. L., Romanovskiy S. M. Simulation of mutual inductance between the intrinsic bonding wires of microwave power transistors. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2015, № 4 (238), pp. 22-29.
4. Aronov V. L., Evstigneev A. A. Simulation of active-mode power bipolar transistor with quasi-saturation. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2009, pp. 24-33.
5. Aronov V. L., Evstigneev A. A. Synthesis of nonlinear mode broadband microwave power transistor stages. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2005, № 1-2, pp. 3-13.
6. Aronov V. L. Simulation of microwave power amplifier FET stage behavior. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2011, № 2 (227), pp. 44-52.
7. Bachurin V. V., Budyakov A. S., Bychkov S. S., Pershin A. D., Romanovskiy S. M., Savchenko E. M. Creation of nonlinear model of power microwave LDMOS transistor. *Fundamentalnye problemy radioelektronnogo priborostroeniya* [Fundamental Issues of Radioelectronic Engineering], 2011, vol. 11, № 1, pp. 157-160.