

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ МЕЖДУ ВНУТРЕННИМИ ПРОВОДНИКАМИ В МОЩНЫХ СВЧ ТРАНЗИСТОРАХ

© В. Л. Аронов, С. М. Романовский

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

В работе приводится расчёт собственных индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними в мощном СВЧ транзисторе в программе электромагнитного моделирования. Проведена оценка влияния сосредоточенных портов на результаты расчёта. Проведено сопоставление рассчитанных значений с экспериментальными данными. Рассчитанные значения собственных и взаимных индуктивностей могут быть использованы при проектировании цепей согласования транзистора.

**Ключевые слова:** мощный СВЧ транзистор, взаимная индуктивность, электромагнитное моделирование, соединительные проводники

**Сведения об авторах:** Аронов Вадим Львович, профессор, д.т.н., pulsar@dol.ru; Романовский Станислав Михайлович, romanovskiy\_sm@pulsarnpp.ru

---

## SIMULATION OF MUTUAL INDUCTION BETWEEN THE INTRINSIC BONDING WIRES IN MICROWAVE POWER TRANSISTORS

V. L. Aronov, S. M. Romanovsky

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

The simulation of the self-inductance of the bonding wires and mutual inductions between them in microwave power transistor using electromagnetic simulation program has been carried out. The estimation of the discrete ports influence on the simulation results is presented in this research. A comparison of the simulation results with experimental data is given. Simulated values of the self-inductance and mutual induction could be used in designing of the transistor matching networks.

**Keywords:** microwave power transistor, mutual inductance, electromagnetic simulation, bonding wires

**Data of authors:** Aronov Vadim Lvovich, Professor, Sc.D., pulsar@dol.ru; Romanovsky Stanislav Mikhailovich, romanovskiy\_sm@pulsarnpp.ru

### Введение

В конструкциях СВЧ транзисторов всех типов присутствуют элементы внутренней обратной связи, которые могут существенным образом влиять на высокочастотные параметры приборов. Очевидный источник подобных обратных связей – индуктивность общего электрода транзистора в

настоящее время исключена практически во всех конструкциях современных транзисторов за счёт создания электрического контакта с фланцем корпуса, являющегося общим выводом [1]. Однако для относительно мощных и достаточно высокочастотных транзисторов остаётся неустранимый источник обратной связи, связанный с вза-

имной индуктивностью соединительных проводников, принадлежащих сложным входным и выходным цепям транзистора.

В данной работе проводится расчёт собственных индуктивностей соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними для мощного СВЧ LDMOS транзистора с одним рабочим кристаллом и внутренними цепями согласования. Аналогичным образом данный подход может быть применим и для расчёта взаимных индуктивностей у транзисторов с большим количеством кристаллов и увеличенным количеством элементов согласования.

Расчёт проводился в программе трёхмерного электромагнитного моделирования по методу FEM (Finite-Element Method) с использованием тетраэдрической сетки. Данный метод расчёта выбран в связи с его преимуществом при расчёте структур с изогнутой формой соединительных проводников [2].

Моделирование корпуса транзистора вместе с внутренними цепями согласования в программе электромагнитного моделирования описано в работах [3-5]. Проблемы, связанные с необходимостью учёта взаимной индуктивности между проводниками, обсуждались в работах [4] и [6]. Однако в перечисленных работах не приведён анализ самих взаимных индуктивностей между рядами соединительных проводников.

**Методика расчёта индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними в корпусе мощного СВЧ транзистора**

На рис. 1 представлен внешний вид исследуемого СВЧ LDMOS транзистора, способного отдавать выходную мощность порядка 50 Вт в диапазоне частот 2,7...3,1 ГГц.

Под  $C_1$  и  $C_2$  подразумеваются входной и выходной МОП конденсаторы.

Взаимную индуктивность между рядами соединительных проводников в корпусе данного СВЧ LDMOS транзистора можно свести к шести возможным случаям:

1) взаимная индуктивность  $M_{12}$  между  $L_1$  и  $L_2$ ;

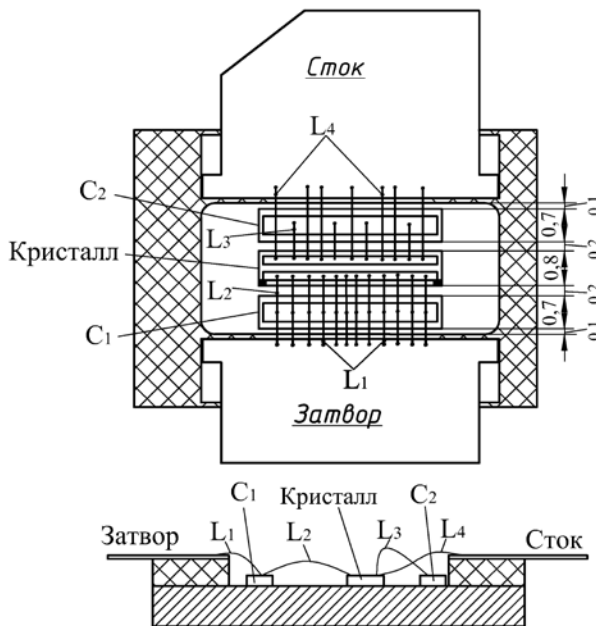


Рис. 1 Внешний вид СВЧ LDMOS транзистора (размеры указаны в мм).

- 2) взаимная индуктивность  $M_{13}$  между  $L_1$  и  $L_3$ ;
- 3) взаимная индуктивность  $M_{14}$  между  $L_1$  и  $L_4$ ;
- 4) взаимная индуктивность  $M_{23}$  между  $L_2$  и  $L_3$ ;
- 5) взаимная индуктивность  $M_{24}$  между  $L_2$  и  $L_4$ ;
- 6) взаимная индуктивность  $M_{34}$  между  $L_3$  и  $L_4$ .

Здесь  $L_1, L_2, L_3$  и  $L_4$  – это собственные индуктивности рядов проводников, расположенных между соответствующими элементами в корпусе транзистора.

Расчёт в программе электромагнитного моделирования позволяет получить Z-параметры исследуемой структуры. Исследуемая структура в данном случае представляет собой четырёхполюсник. Получаемые Z-параметры такого четырёхполюсника можно использовать для определения собственных или взаимных индуктивностей. На рис. 2 показаны структуры в программе электромагнитного моделирования, используемые для расчёта взаимной индуктивности  $M_{14}$  и собственных индуктивностей  $L_1$  и  $L_4$  (рис. 2а), собственной индуктивности  $L_2$  (рис. 2б), соб-

ственной индуктивности  $L_3$  (рис. 2в), взаимной индуктивности  $M_{12}$  (рис. 2г), взаимной индуктивности  $M_{13}$  (рис. 2д), взаимной индуктивности  $M_{23}$  (рис. 2е), взаимной индуктивности  $M_{24}$  (рис. 2ж) и взаимной индуктивности  $M_{34}$  (рис. 2з).

Входные, выходные МОП конденсаторы и кристаллы транзисторов в данных структурах заменялись металлическими эквивалентами или воздушными промежутками в соответствии с их изображениями на рис. 2. К примеру, в структуре, изображённой на рис. 2а, кристалл тран-

зистора и входной МОП конденсатор заменялись металлическими эквивалентами. А в структуре, используемой для расчёта  $M_{23}$  (рис. 2е), кристалл транзистора заменялся металлическим эквивалентом, а входной и выходной МОП конденсаторы заменялись воздушными промежутками.

Поскольку расчёт производился на относительно низких частотах, часть элементов корпуса транзистора исключалась из расчёта в соответствии с рис. 2, при этом сохранялось положение основных элементов, влияющих на собственные индуктив-

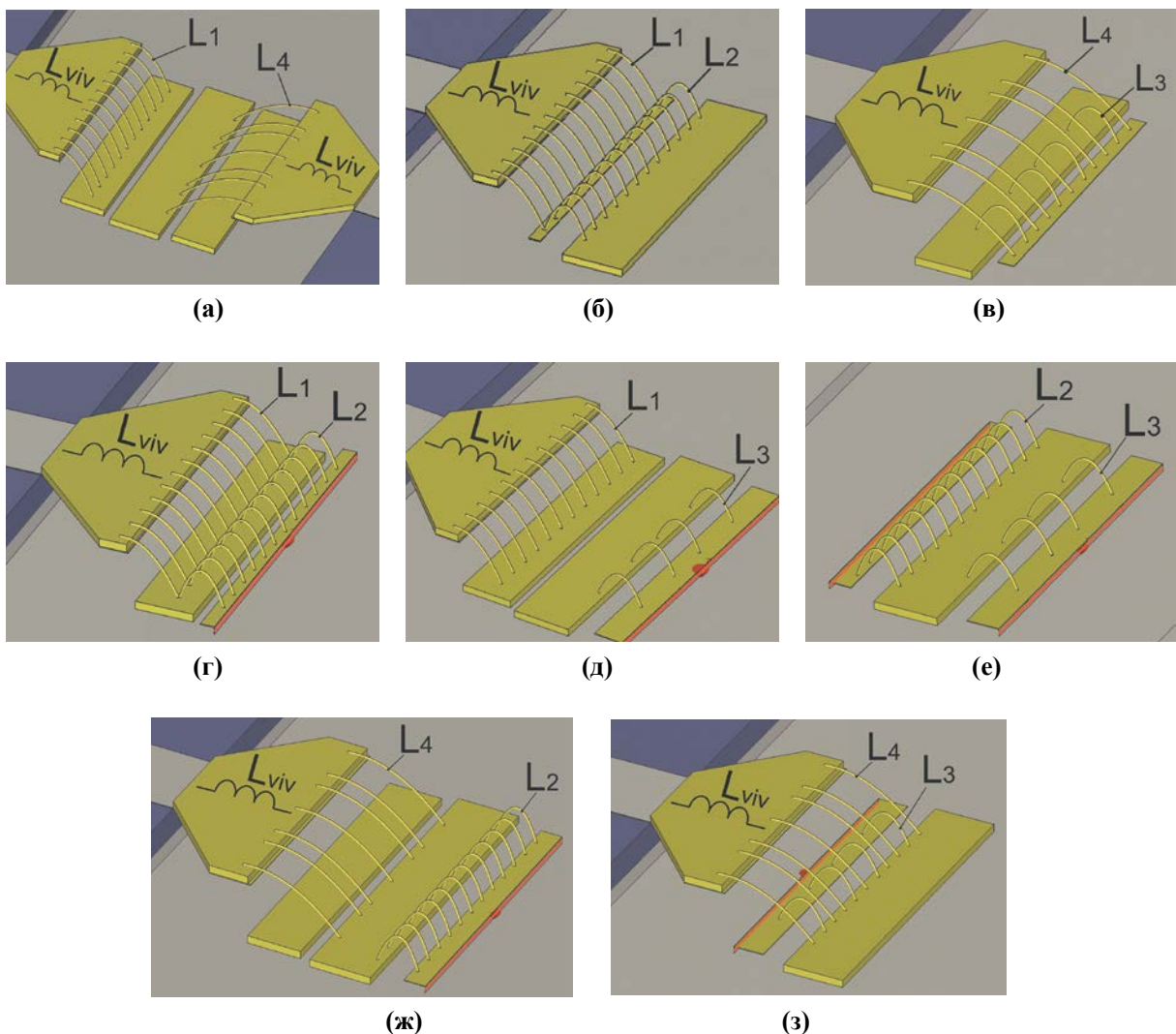


Рис. 2

Структуры, используемые для расчёта взаимной индуктивности  $M_{14}$  и собственных индуктивностей  $L_1$  и  $L_4$  (а), собственной индуктивности  $L_2$  (б), собственной индуктивности  $L_3$  (в), взаимной индуктивности  $M_{12}$  (г), взаимной индуктивности  $M_{13}$  (д), взаимной индуктивности  $M_{23}$  (е), взаимной индуктивности  $M_{24}$  (ж), взаимной индуктивности  $M_{34}$  (з)

ности соединительных проводников и взаимные индуктивности между ними. Влияние отрезков регулярных линий на входе и выходе модели исключалось программным способом, как это заложено в используемой расчётной системе. Индуктивность площадки между микрополосковой линией и соединительными проводниками ( $L_{viv}$ ) также вычислялась. Соединительные проводники в модели повторяют конфигурацию и размеры проводников в исследуемом транзисторе.

Для подачи сигнала использовались либо штатные (волноводные), либо сосредоточенные порты. Штатные порты находятся на некотором удалении от исследуемых структур, и для передачи сигнала от них используются микрополосковые линии. Сосредоточенные порты располагаются внутри исследуемых структур и, в зависимости от их конструкций, могут находиться между верхней металлической обкладкой входного МОП конденсатора ( $C_1$ ), верхней металлической обкладкой выходного МОП конденсатора ( $C_2$ ), затворной или стоковой шиной кристалла транзистора, с одной стороны, и фланцем транзистора, с другой стороны.

Каждой представленной на рис. 2 структуре соответствует определённая эквивалентная схема. Исходя из данных эквивалентных схем, составлялись уравнения с использованием рассчитанных Z-параметров для нахождения собственных индуктивностей соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними. Ниже представлены данные уравнения:

$$L_1 = \text{Im}(Z_{11A}) / w - L_{viv}, \quad (1)$$

$$L_4 = \text{Im}(Z_{22A}) / w - L_{viv}, \quad (2)$$

$$M_{14} = \text{Im}(Z_{12A}) / w, \quad (3)$$

$$L_2 = \text{Im}(Z_{11B}) / w - L_{viv} - L_1, \quad (4)$$

$$L_3 = \text{Im}(Z_{11B}) / w - L_4 + 2 \cdot M_{34}, \quad (5)$$

$$M_{12} = \text{Im}(Z_{12Г}) / w, \quad (6)$$

$$M_{13} = \text{Im}(Z_{12Д}) / w, \quad (7)$$

$$M_{23} = \text{Im}(Z_{12Е}) / w, \quad (8)$$

$$M_{24} = \text{Im}(Z_{12Ж}) / w, \quad (9)$$

$$M_{34} = \text{Im}(Z_{12З}) / w, \quad (10)$$

где  $w$  – круговая частота, а  $Z_{11A}$ ,  $Z_{22A}$ ,  $Z_{12A}$ ,  $Z_{11B}$ ,  $Z_{11B'}$ ,  $Z_{12Г}$ ,  $Z_{12Д}$ ,  $Z_{12Е}$ ,  $Z_{12Ж}$  и  $Z_{12З}$  – Z-параметры структур, изображённых на рис. 2, где буква в индексе Z-параметров соответствует одноимённому рисунку.

#### Оценка влияния сосредоточенных портов на результаты расчёта

Использование штатных портов даёт преимущество в сравнении с использованием сосредоточенных портов, поскольку штатные порты находятся на некотором удалении от исследуемой структуры и не влияют на распределение полей внутри неё, в отличие от сосредоточенных портов.

Для исключения влияния сосредоточенных портов были проведены модельные исследования с целью нахождения тех же собственных и взаимных индуктивностей между соединительными проводниками для транзистора, изображённого на рис. 1, однако для подачи сигнала вместо сосредоточенных портов использовались микрополосковые линии со штатными портами. Для этого были созданы десять новых структур в программе электромагнитного моделирования с соответствующими им эквивалентными схемами. Исходя из этих эквивалентных схем, составлялись уравнения с использованием рассчитанных Z-параметров (также как и в случае структур с сосредоточенными портами). Последовательное решение этих десяти уравнений позволяло найти все искомые величины.

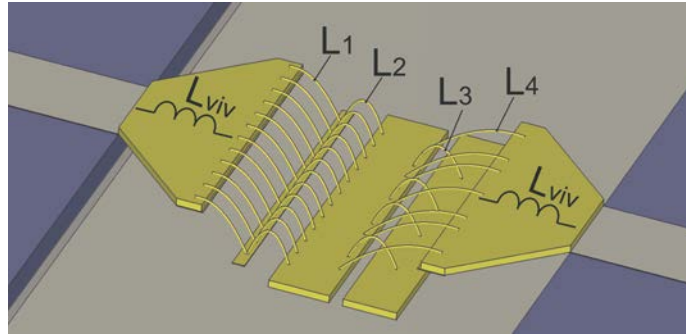


Рис. 3

### Структура, используемая для расчёта взаимной индуктивности $M_{23}$

Для расчёта взаимной индуктивности  $M_{14}$  использовалась та же структура (рис. 2а) и те же уравнения (1)-(3), что и в предыдущем подходе с сосредоточенными портами, поскольку в данной структуре использовались только штатные порты. Однако для расчёта остальных собственных и взаимных индуктивностей структуры и уравнения были уже другими. Например, для нахождения  $M_{23}$  применялась структура, изображённая на рис. 3. Можно заметить существенное отличие данной структуры от структуры, используемой для расчёта взаимной индуктивности  $M_{23}$ , с сосредоточенными портами (рис. 2е).

В структуре, изображённой на рис. 3, кристалл транзистора и выходной МОП конденсатор заменялись металлическими эквивалентами, а входной МОП конденсатор заменялся воздушным промежутком, ёмкостью которого пренебрегли.

Формула, используемая для расчёта  $M_{23}$ , в данном случае принимает вид формулы (11).

Параметр  $Z_{12}$  получен из расчёта в программе электромагнитного моделирования структуры, показанной на рис. 3.

Из формулы (11) следует, что на значение  $M_{23}$  влияет точность расчёта остальных параметров, входящих в данное уравнение (в отличие от формулы (8), полученной из структуры с сосредоточенными портами), что существенно увеличивает погрешность

её расчёта. Видно, что использование штатных портов усложняет конструкцию структур в программе электромагнитного моделирования и систему уравнений, используемую для пересчёта в искомые параметры.

Значения собственных и взаимных индуктивностей между соединительными проводниками, полученные данным методом удовлетворительно совпадают со значениями, полученными при использовании сосредоточенных портов (отличие в пределах 15 %), за исключением величины  $M_{23}$ , которая существенно отличается при реализации этих двух методов расчёта по вышеуказанным причинам. Поэтому можно сделать вывод о приемлемом использовании сосредоточенных портов в аналогичных исследованиях других транзисторных структур.

### Сопоставление рассчитанных значений с экспериментальными данными

Проведено сопоставление результатов расчёта с экспериментом, однако сделать это удалось только для собственных индуктивностей  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  и  $L_4$  и для взаимной индуктивности  $M_{14}$ . Другие величины гораздо сложнее поддаются измерению на реальных макетах.

Собственные индуктивности  $L_2$  и  $L_3$  сравнивались с соответствующими индуктивностями в реальном транзисторе, расчи-

$$M_{23} = \frac{\left( \frac{\text{Im}(Z_{12})}{w} + M_{14} + M_{24} \right) \cdot \left( L_3 - \frac{1}{C_2 \cdot w^2} \right)}{M_{34}} - M_{13} . \quad (11)$$



Рис. 4

Тестовая структура для измерения взаимной индуктивности  $M_{14}$

танными исходя из измерений резонансных частот на малом сигнале у входной и выходной внутренних согласующих цепей.

Для определения собственных индуктивностей  $L_1$ ,  $L_4$  и взаимной индуктивности  $M_{14}$  была изготовлена экспериментальная тестовая структура (рис. 4), аналогичная той, что изображена на рис. 2а. Тестовая структура представляет собой корпус транзистора с напаянными в него металлическими эквивалентами кристалла транзистора и входного МОП конденсатора. Проволоки  $L_1$  и  $L_4$  разваривались так же, как и в исследуемом транзисторе. После проведения калибровки, данная структура измерялась на векторном анализаторе цепей. Калибровка была выполнена по методу TRL в сечениях между бортиками корпуса тестовой структуры и микрополосковыми линиями контактодер-

жателя. В результате измерения были получены Z-параметры тестовой структуры.

Расчёт значений  $L_1$ ,  $L_2$  и  $M_{14}$ , исходя из экспериментально полученных Z-параметров, производился аналогичным образом, как происходил расчёт для структуры, выполненной в программе электромагнитного моделирования, то есть по формулам (1)-(3).

Экспериментально полученные значения  $L_1$ ,  $L_2$  и  $M_{14}$  можно однозначно сопоставить с расчётными данными, поскольку как в эксперименте, так и в рассчитываемой структуре (рис. 2а) сигнал поступал через микрополосковые линии от штатных портов, находящихся на удалении от исследуемой структуры.

В табл. 1 представлены рассчитанные и экспериментально полученные значения собственных индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними для исследуемого транзистора.

Таблица 1

Рассчитанные и экспериментально полученные значения собственных индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними

Параметр	$L_1$ , нГн	$L_2$ , нГн	$L_3$ , нГн	$L_4$ , нГн	$M_{12}$ , нГн	$M_{13}$ , нГн	$M_{14}$ , нГн	$M_{23}$ , нГн	$M_{24}$ , нГн	$M_{34}$ , нГн
Расчёт	0,09	0,07	0,18	0,21	0,005	0,0017	0,007	0,0008	0,002	0,045
Эксперимент	0,1	0,06	0,15	0,24	–	–	0,011	–	–	–

Из табл. 1 видно, что рассчитанные собственные индуктивности удовлетворительно совпадают с экспериментальными данными, однако для взаимной индуктивности  $M_{14}$  отличие между расчётом и экспериментом составляет несколько большую величину. На сегодняшний момент однозначно определить причину расхождения значений взаимных индуктивностей  $M_{14}$ , полученных из расчёта и из эксперимента, пока не удалось. Это может быть как погрешность измерения, так и неточность расчёта.

На результат измерения влияют особенности экспериментальной структуры и контактодержателя в совокупности с калибровкой векторного анализатора цепей, выполнить которую с высокой степенью точности пока не удалось.

В случае расчёта некоторая погрешность может быть объяснена упрощённым характером эквивалентной схемы, а также тем, что она не учитывает неравномерное распределение тока по соединительным проводникам. В связи с первым обстоятельством расчёт проводился на низких частотах для уменьшения влияния паразитных ёмкостей.

Погрешности расчёта в программе электромагнитного моделирования возникают из-за неточности расчёта и сетки, из-за идеальных граничных условий и из-за наличия сосредоточенных портов внутри структуры.

Неточности расчёта и сетки поддаются количественной оценке, в результате чего их удаётся свести к предельно малым значениям.

Погрешности, связанные с граничными условиями, возникают из-за того, что они в программе электромагнитного моделирования задаются идеальными – в виде заземлённых металлических стенок, а в реальном эксперименте – таких стенок нет. С этой точки зрения размеры расчётной области приходится выбирать достаточно большими, однако ограничения в этом направлении связаны с вероятностью возникновения колебаний высших типов волн.

Очевидно, что геометрия и свойства внутренних элементов в корпусе транзистора напрямую влияют на значения собственных и взаимных индуктивностей, однако также важно учитывать и параметры контактодержателя с расположенными на нём микропо-

лосковыми линиями. Например, из расчёта следует, что на величину взаимных индуктивностей влияет степень «погружения» транзистора в металл контактодержателя. Если металл контактодержателя, на котором находятся платы с микрополосковыми линиями, выше верхней поверхности фланца транзистора, на котором располагается кристалл транзистора вместе с согласующими МОП конденсаторами, на 0,2 мм (при высоте кристалла транзистора и МОП конденсаторов – 0,1 мм), то взаимная индуктивность  $M_{14}$  будет на 15 % меньше, чем в конструкции, когда металл контактодержателя находится вровень с верхней поверхностью фланца.

Эффект «погружения» транзистора в металл контактодержателя может быть использован при конструировании усилительного каскада для снижения обратной связи в транзисторе.

### **Выводы**

Имеющиеся в литературе данные о величинах собственных индуктивностей соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними в корпусе мощного транзистора весьма ограничены. Собственные индуктивности и взаимные индуктивности, для которых удалось найти аналоги [5], сопоставимы с представленными.

Рассчитанные значения собственных и взаимных индуктивностей соединительных проводников могут быть использованы при проектировании внутренних и внешних цепей согласования транзистора, а также при анализе устойчивости транзисторного усилительного каскада при различных условиях рассогласования, например, с помощью моделей, описанных в [7-8]. Метод расчёта, описанный в статье, может быть использован для различных вариантов конструкции транзисторов.

### **Литература**

1. Патент «СВЧ транзистор» (US 618 1200 B1).
2. Polycarpou A. C., Tirkas P. A. and Balanis C. A. The finite-element method for modeling circuits and interconnects for electronic packaging // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., October 1997, vol. 45, no. 10, pp. 1868-1874.

3. Tao Liang, Jaime A. Pla, Peter H. Aaen and M. Mahalingam Equivalent-circuit modeling and verification of metal-ceramic packages for RF and microwave power transistors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., June 1999, vol. 47, no. 6.
4. Peter H. Aaen, Jaime A. Pla and C. A. Balanis On the development of CAD techniques suitable for the design of high-power RF transistors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., June 2005, vol. 53, no. 10.
5. Matthias Rudolph, Christian Fager, David E. Root Nonlinear transistor model parameter extraction Techniques // Cambridge University Press, 2012.
6. Mouthaan K., Tinti R., M. de Kok, H. C. de Graaff, Tauritz J. L., Slotboom J. Microwave modelling and measurement of the self- and mutual inductance of coupled bondwires // Proc. Of Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 1997, pp. 166-169.
7. Аронов В. Л., Романовский С. М. Специфика проявления внутренних взаимных индуктивностей в мощном СВЧ усилительном каскаде в существенно нелинейном режиме // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – № 4 (238). – С. 30-36.
8. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – № 1-2. – С. 24-33.
2. Polycarpou A. C., Tirkas P. A. and Balanis C. A. The finite-element method for modeling circuits and interconnects for electronic packaging // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., October 1997, vol. 45, no. 10, pp. 1868-1874.
3. Tao Liang, Jaime A. Pla, Peter H. Aaen and M. Mahalingam Equivalent-circuit modeling and verification of metal-ceramic packages for RF and microwave power transistors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., June 1999, vol. 47, no. 6.
4. Peter H. Aaen, Jaime A. Pla and C. A. Balanis On the development of CAD techniques suitable for the design of high-power RF transistors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., June 2005, vol. 53, no. 10.
5. Matthias Rudolph, Christian Fager, David E. Root Nonlinear transistor model parameter extraction techniques // Cambridge University Press, 2012.
6. Mouthaan K., Tinti R., M. de Kok, H. C. de Graaff, Tauritz J. L., Slotboom J. Microwave modelling and measurement of the self- and mutual inductance of coupled bondwires // Proc. Of Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 1997, pp. 166-169.
7. Aronov V. L., Romanovsky S. M. Specific of intrinsic mutual inductance in essentially nonlinear power microwave amplifier stage. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2015, № 4 (238), pp. 30-36.
8. Aronov V. L., Evstigneev A. A. Simulation of the enhanced mode power bipolar transistor with quasi-saturation. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2005, № 1-2, pp. 24-33.
1. «Microwave transistor» patent (US 618 1200 B1).

### **References**

1. «Microwave transistor» patent (US 618 1200 B1).