

УДК 621.396.61

ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОЩНЫХ СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ

Р.Ю. МАЛАХОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Воскресенским Д.И.

Описана аналитическая нелинейная модель мощного СВЧ транзистора на основе параллельных резонансных контуров с потерями. Предложен метод экстракции параметров мощных СВЧ транзисторов, не требующий использования оптимизационных алгоритмов. Разработана тестовая плата для измерений мощных СВЧ транзисторов в диапазоне 0,5 – 20 ГГц. Достоверность предложенного метода и нелинейной модели подтверждается полученными экспериментальными данными.

Ключевые слова: экстракция, нелинейная модель, тестовая плата.

Введение

Технология активных фазированных антенных решеток (АФАР) на сегодня является доминирующей при построении бортовых радаров, систем радиоэлектронной борьбы и связи [1]. Ключевым элементом АФАР является приёмо-передающий модуль (ППМ), от характеристик которого зависит функционал всей системы. Усилители мощности (УМ), входящие в состав ППМ АФАР, должны обеспечивать заданный уровень выходной мощности, работать в широкой полосе частот и при высоких температурах, обладать высоким коэффициентом полезного действия (КПД) и иметь малые массогабаритные параметры. Ужесточение требований к СВЧ УМ приводит к необходимости разработки новых методов точного моделирования характеристик транзисторов, входящих в их состав.

Исходными данными для проектирования УМ служит измеренная матрица рассеяния (S-параметры) транзистора, представленная разработчиком активного элемента для всего диапазона рабочих частот для типовых значений входной мощности, напряжения питания и смещения. Эти типовые значения выбираются достаточно произвольно и не отражают оптимальных режимов работы транзистора. Нелинейная аналитическая модель мощных СВЧ транзисторов является ключевой для создания УМ с высокими электрическими и энергетическими характеристиками.

В качестве аналитических моделей мощных СВЧ транзисторов используются электрические эквивалентные схемы, состоящие из сосредоточенных элементов, источников тока, напряжения и заряда. Использование методов гармонического баланса или рядов Вольтера позволяет определить внешние характеристики синтезируемой схемы: S-параметры, выходной ток и напряжение, КПД, выходную мощность и т.д. Требуемая точность описания характеристик активного элемента достигается путем увеличения количества элементов, входящих в эквивалентную схему, или введением интегро-дифференциальных уравнений в описание сосредоточенных элементов, что значительно усложняет процесс моделирования и приводит к возрастанию времени, необходимого на расчет схемы.

Экстракция параметров нелинейной модели транзистора обычно осуществляется с помощью комбинированных методов, использующих как аналитические выражения, так и оптимизационные алгоритмы [2 - 4]. Для получения корректных значений номиналов элементов при оптимизации необходимо задать границы изменения оптимизируемых величин, определяемые эмпирически с точки зрения физического смысла того или иного элемента эквивалентной элек-

трической схемы. Определение корректных с физической точки зрения границ требует высокой квалификации разработчика, зависит от типа полупроводникового материала транзистора, его внутренней структуры, технологических разбросов, особенностей изготовления, условий измерения его характеристик. Результаты такой экстракции сильно зависят от начального приближения и без физической интерпретации вызывают нарастающую в процессе оптимизации ошибку, особенно в случае мощного СВЧ транзистора, работающего в широкой полосе частот.

Методика проведения измерений параметров транзистора существенно влияет на результаты моделирования. В случае мощных СВЧ транзисторов необходимо проводить измерения на тестовой плате (ТП), максимально приближенной к рабочему варианту входных и выходных СВЧ-цепей транзистора, иначе погрешности измерений будут неприемлемы.

Возникает задача экстракции параметров мощных СВЧ транзисторов, включающая в себя создание нелинейной аналитической модели исследуемого объекта, разработку ТП для проведения измерений и учет её влияния на результаты моделирования.

Нелинейная модель мощных СВЧ транзисторов

Одним из недостатков существующих аналитических моделей мощных СВЧ транзисторов является использование оптимизационных методов. Увеличение количества элементов, требующих определения (при необходимом увеличении точности моделирования или создании модели многосекционного транзистора), приводит к возрастанию количества глобальных минимумов целевой функции в процессе оптимизации. В статье предлагается метод экстракции параметров мощных СВЧ транзисторов, не требующий использования оптимизационных методов, а также нелинейная модель, необходимая для его реализации.

Традиционный путь построения модели предполагает первоначальную экстракцию искомым S-параметров транзистора из S-параметров измеренной ТП. Предлагается вначале создать модель объединенного объекта - транзистора на тестовой плате (ТТП), а затем осуществить экстракцию параметров СВЧ транзистора, общая процедура которой показана на рис. 1.



Рис. 1. Обобщенная процедура экстракции параметров мощного СВЧ транзистора

В качестве модели ТПП используется электрическая эквивалентная схема в виде Т-топологии. Базовыми составляющими модели являются параллельные резонансные контуры с потерями, элементы которых являются полиномиальными функциями от напряжений затвор-исток и сток-исток. Требуемое количество резонансных контуров в цепях затвора, стока и истока транзистора зависит от конфигурации входной и выходной согласующих цепей ТПП, типа транзистора, рассматриваемого частотного диапазона. В общем виде номиналы элементов резонансных контуров определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} R^i(U_{DS}, U_{GS}) &= \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,3} \cdot U_{DS}^k \right) \cdot \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,0} \cdot U_{GS}^k \right); \\ L^i(U_{DS}, U_{GS}) &= \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,5} \cdot U_{DS}^k \right) \cdot \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,1} \cdot U_{GS}^k \right); \\ C^i(U_{DS}, U_{GS}) &= \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,4} \cdot U_{DS}^k \right) \cdot \left(\sum_{k=0}^m P^i_{k,2} \cdot U_{GS}^k \right); \end{aligned} \quad (1)$$

$$P^i_{m \times 6} = \begin{bmatrix} RG_0^i & CG_0^i & LG_0^i & RG_0^i & CD_0^i & LD_0^i \\ RG_1^i & CG_1^i & LG_1^i & RD_0^i & CD_1^i & LD_1^i \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ RG_m^i & CG_m^i & LG_m^i & RD_m^i & CD_m^i & LD_m^i \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где i – номер резонансного контура; U_{DS} – напряжение между контактами сток-исток, В; U_{GS} – напряжение между контактами затвор-исток, В; P^i – матрица полиномиальных коэффициентов размерности $m \times 6$.

Последовательно соединённые резисторы с индуктивностями в ветвях Т-топологии моделируют СВЧ контактные площадки, металлизации стока, истока, затвора. В них же включаются соединительные перемычки для многосекционных транзисторов. Параллельно соединённые конденсаторы моделируют паразитные емкости контактов. Индуктивности способствуют увеличению мнимых частей входного и выходного сопротивления с увеличением частоты несущего колебания, а резисторы поднимают активные составляющие сопротивлений.

Нелинейным элементом схемы является генератор постоянного тока, управляемый напряжением. Ток на выходе генератора определяется следующим выражением

$$\begin{aligned} I_{DS}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) &= I_{MAX} \cdot a_s \cdot \tanh(c_s \cdot U_{DS}) \cdot \\ &\cdot \left(\tanh \left(b_s \cdot (U_{GS_c}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \frac{U_{GS_{cut}}}{2}) \right) + 1 \right) \cdot (1 - \alpha_T T) e^{-j\omega\tau}, \end{aligned} \quad (3)$$

где I_{MAX} – максимально возможная величина тока стока, А; a_s – коэффициент пропорциональности тока стока; b_s – коэффициент влияния величины напряжения затвор-исток на ток стока; c_s – коэффициент влияния величины напряжения сток-исток на ток стока; $U_{GS_{cut}}$ – напряжение отсечки, В; T – температура канала транзистора, К; α_T – температурный коэффициент, учитывающий влияние температуры транзистора на максимальную величину тока стока, K^{-1} .

Для GaN рНЕМТ транзисторов на SiC подложке температурный коэффициент обычно лежит в диапазоне $0,001 < \alpha_T < 0,002 K^{-1}$. Для GaAs $0,002 < \alpha_T < 0,003 K^{-1}$. Параметр вре-

менной задержки τ позволяет моделировать сложные нелинейные эффекты транзистора, например, паразитные амплитудные и фазовые модуляции.

Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора в общем виде представлена на рис. 2.

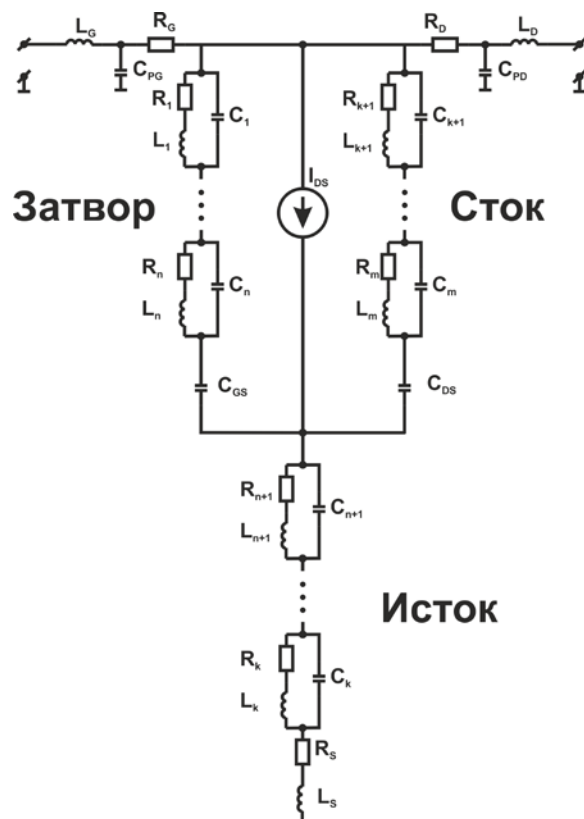


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора

Экстракция параметров мощных СВЧ транзисторов

Исходными данными для экстракции параметров мощного СВЧ транзистора являются результаты измерений внешних характеристик ТТП, включающие в себя:

- набор S-параметров ТТП для требуемого диапазона частот при различных значениях напряжений питания (U_{DS}) и смещения (U_{GS}), измеренный в режиме малого сигнала (амплитуда напряжения входного СВЧ сигнала менее 0,1 В);
- семейство выходных и проходных вольтамперных характеристик (ВАХ);
- гармонический состав выходного тока;
- уровень потребления постоянного тока от источника питания при различных значениях напряжений питания и смещения.

Определение номиналов элементов, моделирующих контактные площадки транзистора, осуществляется на основе S-параметров ТТП, измеренных в “холодном” режиме при $U_{DS} = 0$ [5]. В этом случае возможно существенное упрощение электрической схемы ТТП за счет исключения из неё генератора постоянного тока. На рис. 3а представлена электрическая эквивалентная схема ТТП при $U_{GS} = U_{DS} = 0$, на основе которой осуществляется экстракция сопротивлений и емкостей контактов, а из схемы на рис. 3б при условии $U_{GS} < U_{GS_CUT}$ осуществляется экстракция индуктивностей.

Количество резонансных контуров в электрической схеме ТТП сводится к задаче нахождения экстремумов действительных частей комплексных Z-параметров ТТП. Для этого необходимо найти нули первой частной производной функции $Re(\mathbf{Z}_{nm}(w, U_{DS}, U_{GS}))$. Характер экс-

тремума (максимум или минимум) определяется в соответствии со знаком второй частной производной соответствующей функции.

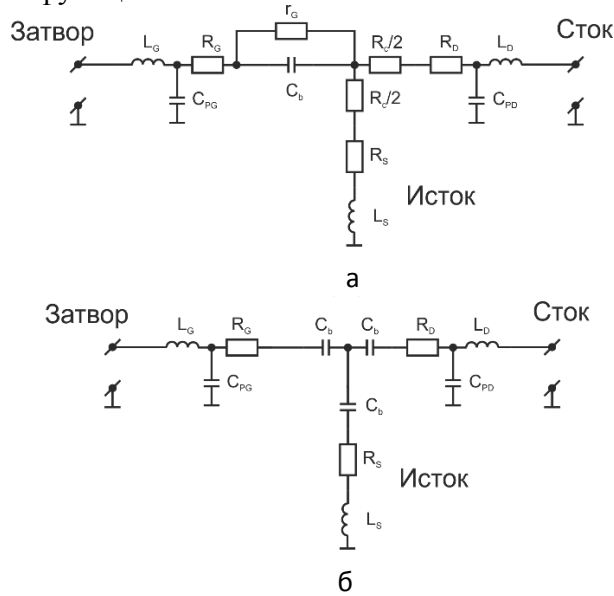


Рис. 3. Электрическая эквивалентная схема ТТП:
а - при $U_{GS} = U_{DS} = 0$; б - при $U_{GS} < U_{GS_cut}$

Для определения номиналов элементов резонансных контуров необходимо знать:

- резонансную частоту колебания ω_0 , при которой наблюдается максимум $Re(\dot{Z}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$;
- значение действительной составляющей $\dot{Z}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$ на частоте резонанса $Re(\dot{Z}_{nm}(\omega_0, U_{DS}, U_{GS}))$;
- добротность i -резонансного контура (Q_i).

Номиналы элементов резонансных контуров определяются следующими выражениями:

$$R_i(U_{DS}, U_{GS}) = \frac{Re(\dot{Z}_{nm}(\omega_{0_i}, U_{DS}, U_{GS}))}{Q_i^2(U_{DS}, U_{GS})}; \quad (4)$$

$$C_i(U_{DS}, U_{GS}) = \sqrt{\frac{1}{\omega_i^2(U_{DS}, U_{GS}) \cdot Re(\dot{Z}_{nm}(\omega_{0_i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot R_i(U_{DS}, U_{GS})}}; \quad (5)$$

$$L_i(U_{DS}, U_{GS}) = Re(\dot{Z}_{nm}(\omega_{0_i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot R_i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot C_i(U_{DS}, U_{GS}), \quad (6)$$

где $R_i(U_{DS}, U_{GS})$ – номинал резистора i -резонансного контура, Ом; $C_i(U_{DS}, U_{GS})$ – номинал конденсатора i -резонансного контура, Ф; $L_i(U_{DS}, U_{GS})$ – номинал индуктивности i -резонансного контура, Гн; $U_{DS}(U_{DS0}, \beta) = \beta(R_D, R_{bias_out}) \cdot U_{DS0}$ – напряжение сток-исток, В; U_{DS0} – постоянное напряжение сток-исток (напряжение питания), В; $\beta(R_D, R_{bias_out})$ – выходной коэффициент ослабления, вызванного активными потерями в цепи подачи смещения и металлизированном контакте стока; R_D – активная составляющая сопротивления металлизированного контакта стока транзистора, Ом; R_{bias_out} – активная составляющая сопротивления цепи подачи питания, Ом; $U_{GS}(U_{GS0}, U_{GS1}) = \alpha(R_G, R_{bias_in}) \cdot U_{GS0}$ – напряжение затвор-исток, В; U_{GS0} – постоянная величина напряжения смещения, В; $\alpha(R_G, R_{bias_in})$ – входной коэффициент ослабления, вызванного активными потерями в цепи подачи смещения и металлизированном контакте затвора; R_G – активная составляющая сопротивления металлизированного контакта затвора транзистора, Ом.

Коэффициенты полиномиальных функций в выражении (2) находятся из решения системы нелинейных уравнений методом наименьших квадратов. Определение порядка полинома происходит итерационным методом исходя из оценки заданной точности аппроксимации резонансных кривых. В качестве оценки сходимости аппроксимирующей функции к исходной зависимости используется критерий смешанной корреляции R^2 .

Верификация нелинейной модели мощных СВЧ транзисторов

Измерения мощных СВЧ транзисторов осуществляют на специальных ТП. Основное назначение таких измерений – оценка уровня выходной мощности, КПД, коэффициента усиления транзистора в режиме большого сигнала.

Для проведения эксперимента была разработана ТП с возможностью ручной настройки. В качестве диэлектрического основания использовался поликор толщиной 250 мкм. Транзисторы устанавливаются на пьедестал шириной 800 мкм из сплава CuMo (МД-40). В качестве СВЧ входа и выхода используются SMA-разъемы 2.4m. Плата предназначена для измерений транзисторов в диапазоне от 500 МГц до 20 ГГц.

Была осуществлена экстракция параметров мощного отечественного GaAs транзистора, составлена его нелинейная модель. С помощью критерия смешанной корреляции R^2 была рассчитана точность моделирования входного и выходного сопротивления транзистора, которая составила $R^2_{IN} = 0,97$ для входного сопротивления и $R^2_{OUT} = 0,86$ для выходного сопротивления. Графики зависимости действительной и мнимой составляющих входного и выходного сопротивления от частоты представлены на рис. 4. Сплошными линиями обозначены результаты моделирования, прерывистыми – экспериментальные данные.

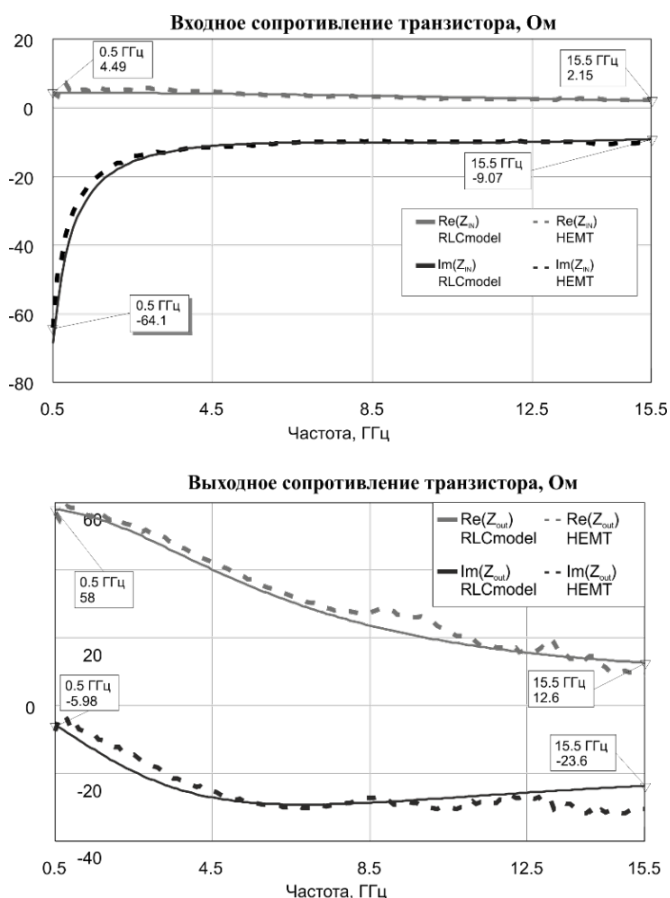


Рис. 4. Входное и выходное сопротивления модели и результатов измерений GaAs транзистора

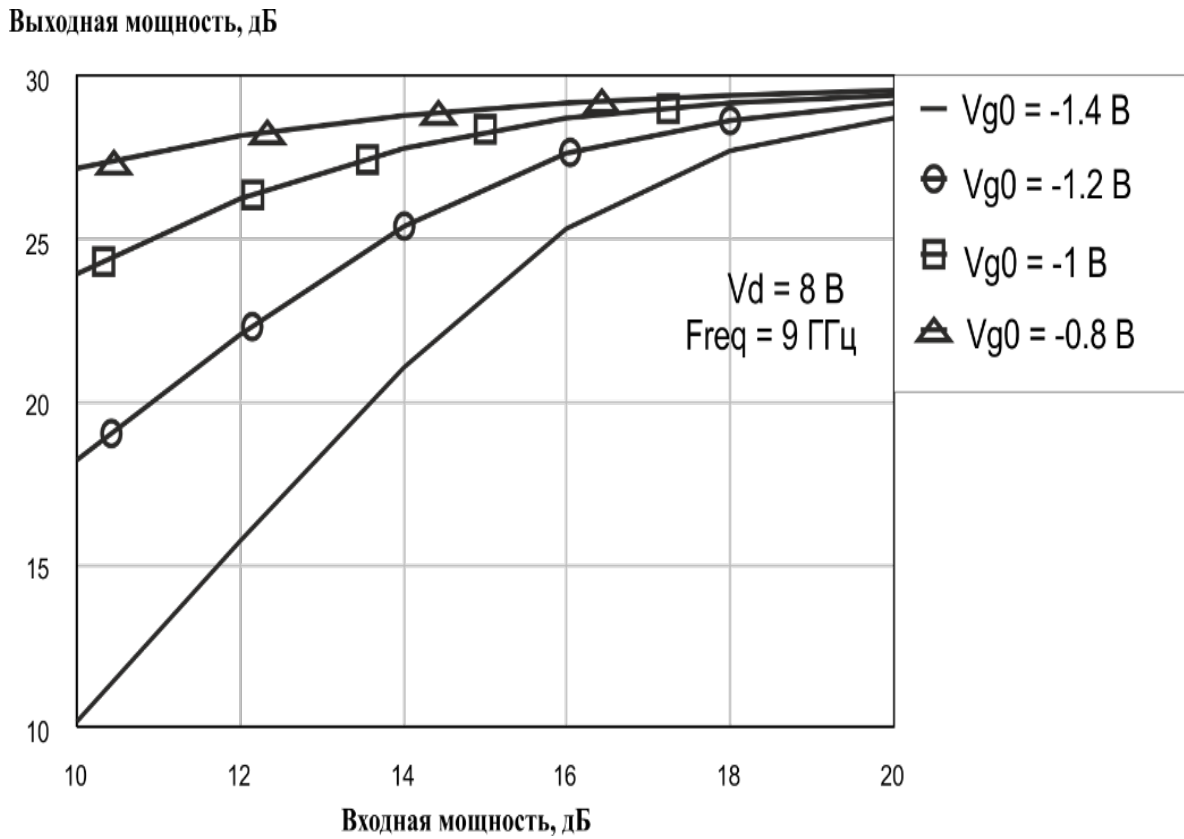


Рис. 5. Динамические характеристики мощного GaAs транзистора

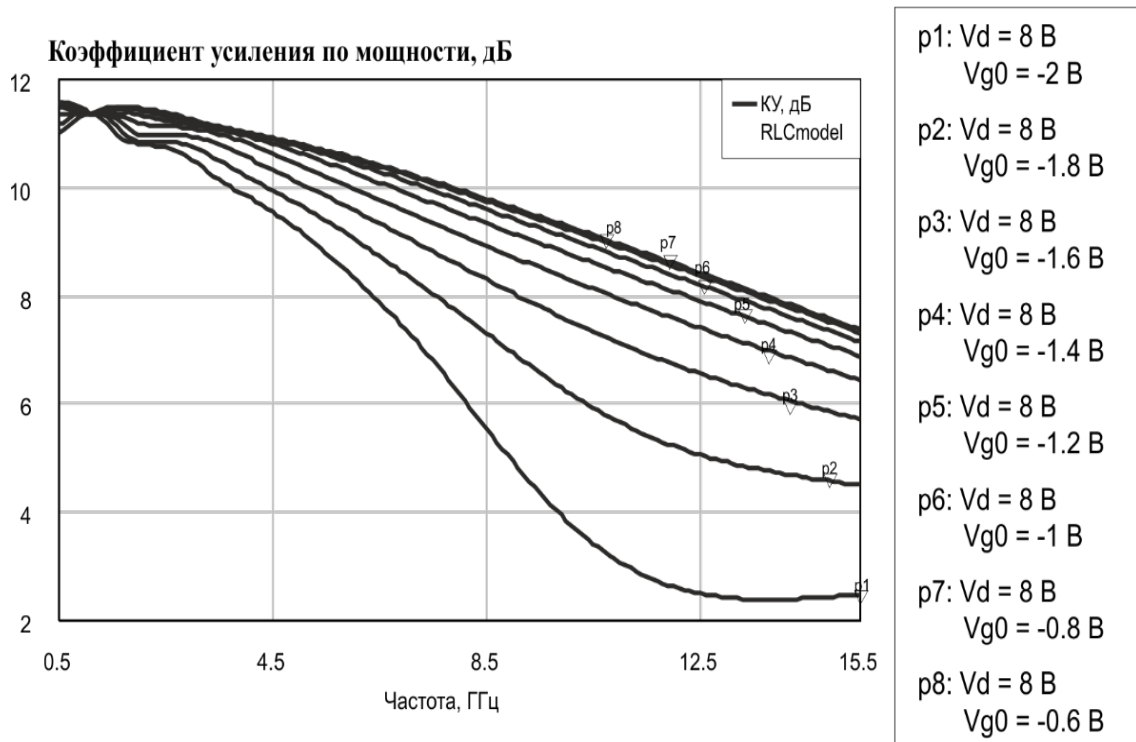


Рис. 6. Коэффициент усиления по мощности GaAs транзистора

Для верификации нелинейной модели была осуществлена настройка согласующих цепей ТТП в частотном диапазоне 8 – 11 ГГц. На рис. 5 показаны динамические характеристики исследуемого транзистора, а на рис. 6 представлены графики зависимости коэффициента усиления по мощности от частоты входного СВЧ сигнала.

Результаты моделирования получили хорошее согласование с полученными экспериментальными данными. Точность моделирования ВАХ мощных СВЧ транзисторов в предложенной модели не уступает существующим аналогам, а точность моделирования входных и выходных сопротивлений в рассматриваемой полосе рабочих частот их превосходит.

В дальнейшем предполагается осуществить экстракцию параметров и создание моделей мощных отечественных и зарубежных GaN транзисторов. Особое внимание будет уделено учету влияния температуры канала транзистора на его выходные характеристики, а также размерным эффектам, возникающим в многосекционных протяженных структурах.

Заключение

Осуществлена экстракция параметров мощного отечественного гетероструктурного GaAs транзистора. Предложенный метод экстракции, не требующий использования оптимизационных алгоритмов, а также соответствующая ему нелинейная модель получили хорошее согласование с экспериментальными данными. Повышение точности моделирования транзисторов позволит улучшить характеристики УМ современных ППМ АФАР, особенно в случае исполнения в виде монолитных интегральных схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Малахов Р.Ю., Добычина Е.М. Мощные транзисторы для бортовых радиолокационных систем // Научный Вестник МГТУ ГА. – 2012. - № 12 (186). - С. 184 – 190.
2. Torres-Rios E., Saavedra C. A new compact nonlinear model improvement methodology for GaN-HEMT, 2014 IEEE 5th Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS), Santiago, 2014. Pp. 1 – 4.
3. Marcoux N.L., Fisher C.J., White D., Lachapelle J., Palacios T., Saadat O., Sonkusale S. A new GaN HEMT nonlinear model for evaluation and design of 1–2 watt power amplifiers, 2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Boise, 2012. Pp. 53 – 56.
4. Chang C., Di Giacomo-Brunel V., Floriot D., Grunenputt J., Hosch M., Blanck H. Nonlinear transistor modeling for industrial 0.25- μm AlGaIn-GaN HEMTs, 2013 European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, 2013. Pp. 1471 – 1474.
5. Dambrine G., Cappy A., Heliodore F., Playez E. A new method for Determining the FET small-signal equivalent circuit, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, № 7, 1988. Pp. 1151-1159.

EXTRACTION OF ON-BOARD TRM HIGH-POWER MICROWAVE HEMT PARAMETERS

Malakhov R.Yu.

Analytical nonlinear model of high-power microwave HEMT with parallel resonance circuits was designed. Extraction method of high-power HEMT parameters without optimization usage was proposed and described. Test board for high-power HEMT measurement for 0.5 – 20 GHz frequency band was designed. Reliability of the proposed method and nonlinear model is confirmed by experimental data.

Keywords: extraction, nonlinear model, test board, TRM, AESA.

Сведения об авторе

Малахов Роман Юрьевич, 1989 г.р., окончил МАИ (2011), аспирант МАИ, автор 2 научных работ, область научных интересов – цифровые приемо-передающие модули АФАР, математическое моделирование СВЧ устройств.