

## ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ГЕТЕРОСТРУКТУРНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Л. И. Аверина, Д. А. Бессонов, Р. А. Рыбалкин, Е. В. Аверина

*Воронежский государственный университет*

Поступила в редакцию 05.03.2012 г.

**Аннотация.** Рассмотрена и модифицирована методика прямого определения значений элементов эквивалентной схемы полевого СВЧ транзистора с высокой подвижностью электронов на основе экспериментально измеренных  $S$ -параметров. Предложен усовершенствованный алгоритм экстракции параметров эмпирических моделей данного транзистора.

**Ключевые слова:** экстракция параметров, полевой транзистор, эквивалентная схема, эмпирическая модель.

**Abstract.** The direct method of definition elements for microwave HEMT's equivalent circuit, using the measured  $S$ -parameters were researched and modified. The improved algorithm of empirical models parameters extraction was proposed for transistor.

**Keywords:** extraction of parameters, FET, equivalent circuit, empirical model.

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время при проектировании радиоэлектронных устройств и создании монолитных интегральных схем широко применяются автоматизированные системы проектирования (САПР). Как известно, проектирование СВЧ-устройств осуществляется с помощью моделей активных элементов (транзисторов, диодов), описывающих их характеристики в широком диапазоне частот и рабочих режимов. Модель полупроводникового компонента представляет собой эквивалентную схему, для которой необходимо задать значения линейных элементов и выбрать эмпирическую зависимость и задать ее параметры для нелинейных элементов.

На данный момент разработано и внедрено в САПР довольно много моделей, описывающих современные схемные компоненты. Но для их применения необходимо знать модельные параметры для конкретного выбранного полупроводникового элемента. К сожалению, производители полупроводниковых приборов достаточно редко приводят значения параметров для какой-либо модели, позволяющей описывать данный транзистор. Поэтому выбор модели, правильно отражающей поведение конкретного транзистора, как

в линейном, так и в нелинейном режимах, а также корректное определение параметров этой модели являются отдельной, достаточно сложной задачей.

Большинство моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) имеют идентичную линейную часть, а отличаются лишь способом математического описания нелинейных элементов. Поэтому процесс моделирования может быть разделен на два основных этапа. На первом этапе проводится линейный анализ, в результате которого определяются значения всех элементов эквивалентной схемы при различных режимах работы. Далее на основе этих данных и дополнительных измерений, определяются параметры эмпирических моделей, описывающих нелинейные элементы исследуемого схемного компонента. Причём от точности определения линейных параметров модели зависит точность нелинейного моделирования.

В работе ставилась задача рассмотреть и модифицировать методику прямого определения значений элементов эквивалентной схемы гетероструктурного полевого СВЧ транзистора на основе экспериментально измеренных  $S$ -параметров, а также усовершенствовать алгоритмы экстракции параметров эмпирических моделей *Angelov* и *Pedro* данного типа транзисторов.

## ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ГЕТЕРОСТРУКТУРНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Как указывалось выше, при проектировании СВЧ-устройств используются модели, представляющие собой эквивалентные схемы, которые отражают внутреннюю структуру и физические особенности исходного объекта - сопротивления и емкости переходов, усилительные свойства, а также паразитные емкости и индуктивности соединительных выводов.

На рис. 1 представлена 14-элементная эквивалентная схема гетеропереходного полевого транзистора [1]. Её можно разделить на две основные части: внутреннюю (обведена пунктирной линией), моделирующую непосредственно структуру транзистора, и внешнюю, описывающую паразитные параметры элемента. Нелинейными здесь являются входная ёмкость, характеризуемая  $Q_{зи}$ , емкость обратной связи, характеризуемая  $Q_{зс}$  и нелинейный источник тока, зависящий от напряжения  $V_{зи}$  и  $V_{си}$ .

Вначале на основе экспериментально измеренных  $S$ -параметров производится линейный анализ, в результате которого определяются значения всех элементов эквивалентной схемы для различных режимов работы транзистора. Затем на их основе, а также используя семейство экспериментально измеренных вольт-амперных характеристик транзистора, производится экстракция параметров выбранных эмпирических зависимостей нелинейных элементов модели.

## МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ НЕМТ

В режиме малого сигнала нелинейная эквивалентная схема полевого транзистора, изображённая на рис.1, превращается в линейную. При этом источники зарядов заменяются соответствующими емкостями, а нелинейный источник тока - выходной проводимостью  $G_{си}$  и линейным источником тока, управляемым напряжением на входной ёмкости и характеризуемым низкочастотной крутизной  $g_m$  и временем задержки  $\tau$ .

Как уже упоминалось, эквивалентная схема полевого транзистора, может быть разделена на две основные части - внутреннюю и внешнюю. К внешним элементам относятся: паразитные емкости  $C_{кз}$ ,  $C_{кс}$ , сопротивления  $R_з$ ,  $R_{и}$ ,  $R_с$  и индуктивности  $L_з$ ,  $L_{и}$ ,  $L_с$  выводов и контактов. К внутренним элементам относятся: источник тока, выходная проводимость, емкости  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$ ,  $C_{си}$  и внутреннее сопротивление  $R_{зи}$ .

Существует множество методов экстракции параметров линейной модели полевого транзистора. Их можно разделить на аналитические (прямые), оптимизационные и комбинированные. Аналитические методы требуют проведения дополнительных измерений в «холодном» режиме (при нулевом питании на стоке). Значения элементов эквивалентной схемы, полученные при помощи оптимизационных методов, не требуют дополнительных измерений, но зависят от начального приближения и выбран-

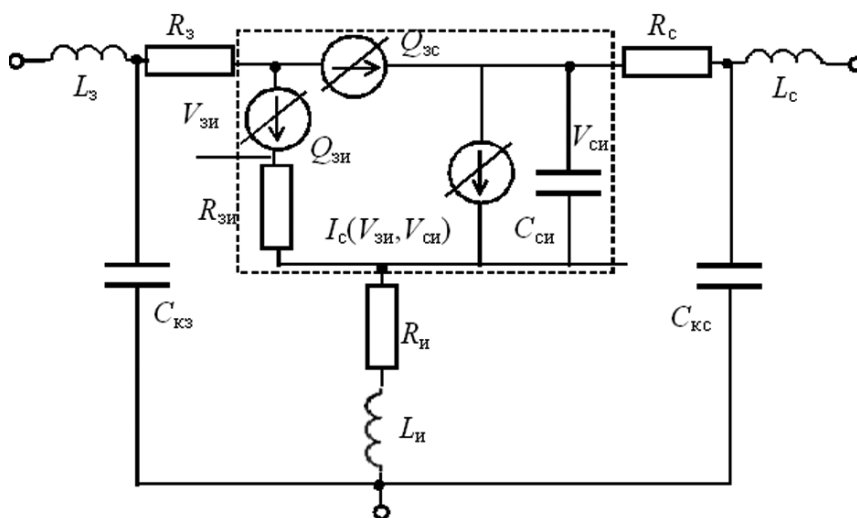


Рис. 1. Эквивалентная схема гетеропереходного полевого транзистора

ного алгоритма оптимизации. При этом найденные значения элементов могут сильно отличаться от реальных. Комбинированные методы используют оптимизацию с начальными параметрами, найденными из аналитических соотношений.

В данной работе для определения линейных параметров модели НЕМТ используется аналитическая методика, представленная в [1], с небольшой модификацией. Суть методики заключается в нахождении значений сначала всех внешних элементов схемы из  $S$ -параметров, измеренных в «холодном» режиме. После чего, используя их и  $S$ -параметры, измеренные в активном режиме, находят значения внутренних элементов. Рассмотрим основные соотношения, применяемые в данной методике.

Паразитные ёмкости определяются из  $Y$ -параметров, полученных для «холодного» режима в отсечке, то есть при напряжениях  $V_{си} = 0, V_{зи} \leq V_{отс}$  на низких частотах, чтобы пренебречь влиянием индуктивностей:

$$\begin{aligned} \omega C_{кз} &= \text{Im}(Y_{11}) + 2 \text{Im}(Y_{12}), \\ \omega C_{кс} &= \text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12}). \end{aligned}$$

Видно, что ёмкости определяются из наклонов прямых линий, которые получаются интерполяцией экспериментальных данных в диапазоне частот. Для этого же режима вычисляется:

$$\text{Re}(Z_{22}) = R_{и} + R_{с}, \quad (1)$$

которое потребуется при дальнейших расчётах.

Значения индуктивностей и сопротивлений контактов, в отличие от [1], предлагается определять с помощью высокочастотных  $S$ -параметров, измеренных в «холодном» режиме при нулевом, а не положительном напряжении смещения на затворе. При этом не будет происходить деградации затвора из-за наличия на нём прямого тока, а также не требуются дополнительные измерения для определения динамического сопротивления затвора (в данном случае оно будет равно 0). Эти  $S$ -параметры преобразуются в  $Z$ -параметры, которые связаны с элементами схемы следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_{и} + R_{с} + \frac{R_{к}}{2} + j\omega(L_{и} + L_{с}), \\ Z_{12} &= Z_{21} = R_{и} + \frac{R_{к}}{2} + j\omega L_{и}, \\ Z_{22} &= R_{и} + R_{с} + R_{к} + j\omega(L_{и} + L_{с}). \end{aligned}$$

Эти выражения показывают, что суммарные индуктивности можно определить из наклонов прямых линий, которые получаются интерполяцией мнимых частей  $Z$ -параметров в диапазоне частот. Сопротивления выводов, которые от частоты зависят не должны, определяются из действительных частей  $Z$ -параметров, а также выражения (1).

Для определения внутренних параметров эквивалентной схемы используются  $S$ -параметры, измеренные уже в активном режиме, то есть при напряжении на стоке больше нуля. Алгоритм определения  $Y$ -параметров внутренней модели следующий: измеренные  $S$ -параметры преобразуются в  $Z$ -параметры, из  $Z_{11}$  вычитается сопротивление индуктивности  $L_{с}$ , а из  $Z_{22}$  — сопротивление  $L_{с}$ ; новые  $Z$ -параметры преобразуются в  $Y$ -параметры, из  $Y_{11}$  вычитается проводимость ёмкости  $C_{кз}$ , а из  $Y_{22}$  — проводимость ёмкости  $C_{кс}$ ; новые  $Y$ -параметры преобразуются в  $Z$ -параметры, из  $Z_{11}$  вычитается сопротивление  $R_{с}$ , из  $Z_{22}$  — сопротивление  $R_{с}$ , а также из всех  $Z$ -параметров вычитаются сопротивления  $R_{и}$  и индуктивности  $L_{и}$ . Вновь полученные  $Z$ -параметры преобразуются в  $Y$ -параметры, которые используются для определения значений внутренних элементов модели с помощью соотношений:

$$\begin{aligned} \omega C_{зс} &= -\text{Im}[Y_{12}] \\ \omega C_{зи} &= \text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}], \\ R_{зи} &= \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2}, \\ g_m &= \text{Re}[Y_{21}], \\ \omega C_{си} &= \text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}], \\ G_{си} &= \text{Re}[Y_{22}], \\ \omega\tau &= \arcsin\left(\frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] - \omega C_{зи} R_{зи} \text{Re}[Y_{21}]}{g_m}\right). \end{aligned}$$

Причём ёмкости и время задержки определяются из наклонов прямых линий, которые получаются интерполяцией экспериментальных данных в диапазоне частот, а сопротивления и крутизна — усреднением экспериментальных данных.

Рассмотренная выше методика была реализована в виде программного продукта и с её помощью определены линейные параметры GaN НЕМТ транзистора фирмы Cree. На рис. 2 представлены измеренные и смоделированные  $S$ -параметры исследуемого транзистора в диа-

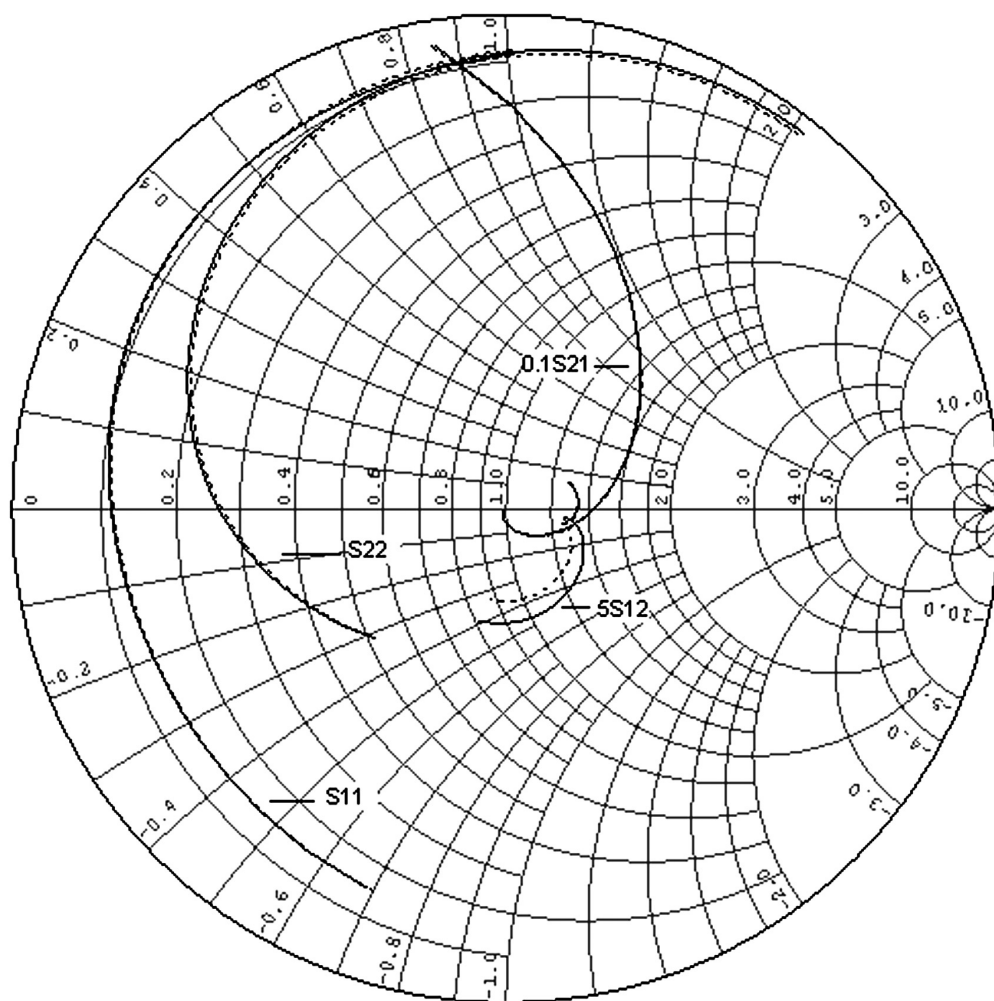


Рис. 2. Экспериментально измеренные (пунктирные линии) и смоделированные (сплошные линии)  $S$ -параметры исследуемого транзистора

пазоне частот 0,1—10 ГГц при рабочих напряжениях  $V_{\text{си}} = 6\text{В}$ ,  $V_{\text{зи}} = -2\text{В}$ . При этом среднеквадратическая ошибка составила 5,3 %.

Далее проводилось моделирование данного транзистора для различных режимов работы. Было установлено, что входное сопротивление, время задержки и выходная ёмкость являются линейными величинами, то есть не зависят от приложенных напряжений. Что касается остальных параметров, то для них зависимости от приложенных напряжений приведены на рис. 3. Видно, что все они являются нелинейными элементами.

### АЛГОРИТМ ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭМПИРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НЕМТ

В данной работе были рассмотрены две эмпирические модели НЕМТ, отличающиеся различным подходом к математическому опи-

санию зависимости тока стока от напряжения смещения на затворе. Это усовершенствованная модель *Angelov* [2] и модель, представленная в [3] (модель *Pedro*). Выбор эмпирических моделей был обусловлен необходимостью корректного описания ими различных нелинейных многочастотных характеристик.

В модели *Angelov* для описания нелинейности тока стока используется выражение:

$$I_{\text{с}}(V_{\text{зи}}, V_{\text{си}}) = I_{\text{pk}} \left[ 1 + \tanh(\psi(V_{\text{зи}})) \right] \times \\ \times (1 + \lambda \cdot V_{\text{си}}) \tanh(\alpha \cdot V_{\text{си}}), \\ \psi(V_{\text{зи}}) = P_1(V_{\text{зи}} - V_{\text{pk}}) + P_2(V_{\text{зи}} - V_{\text{pk}})^2 + \\ + P_3(V_{\text{зи}} - V_{\text{pk}})^3, \\ V_{\text{pk}} = V_{\text{pk0}} + \gamma \cdot V_{\text{си}},$$

где  $I_{\text{pk}}, V_{\text{pk0}}, P_1, P_2, P_3, \alpha, \lambda, \gamma$  — параметры модели. Видно, что функция, описывающая зависимость тока стока от напряжения на затворе,

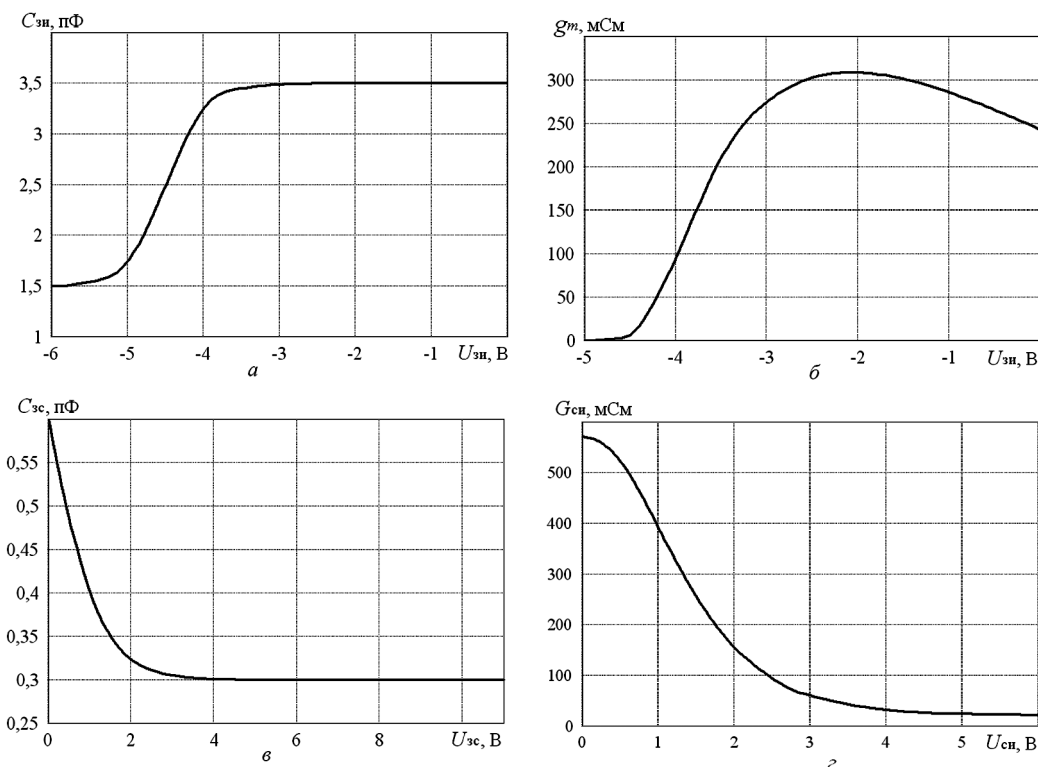


Рис. 3. Зависимости внутренних параметров модели НЕМТ от приложенных напряжений: *a* — входной ёмкости, *б* — крутизны, *в* — ёмкости затвор—сток, *г* — выходной проводимости

представляет собой гиперболический тангенс от многочлена третьей степени. Выбор гиперболического тангенса авторы объясняют тем, что эта функция наилучшим образом сходится с интегралом ошибки, который является решением уравнения Шредингера для концентрации основных носителей в полевом транзисторе. Использовать сам интеграл ошибки не представляется возможным, так как он не является аналитической функцией. Чтобы выражение на основе гиперболического тангенса правильно описывало не только поведение тока стока, но и крутизны транзистора, в качестве аргумента берётся степенной ряд по напряжению затвор-исток. Это связано с тем, что крутизна НЕМТ не всегда имеет симметричную зависимость, а производная гиперболического тангенса от обычного аргумента является симметричной. В данной модели степенной ряд ограничен тремя членами с коэффициентами разложения  $P_1, P_2, P_3$ . Для описания зависимости тока стока от напряжения питания на стоке в модели используются стандартные два множителя [4], при этом параметр  $\lambda$  характеризует изменение проводимости канала в режиме насыщения, а  $\alpha$  определяет напряжение на стоке, при

котором происходит насыщение тока стока.

Для описания нелинейностей емкостей и соответственно зарядов предлагаются следующие соотношения:

$$C_{зи}(V_{зи}, V_{си}) = C_{зи0} + C_{зи1}(1 + \tanh(P_{10} + P_{11}V_{зи}))(1 + \tanh(P_{20} + P_{21}V_{си})),$$

$$C_{зс}(V_{зс}, V_{си}) = C_{зс0} + C_{зс1}(1 + \tanh(P_{30} + P_{31}V_{си}))(1 - \tanh(P_{40} + P_{41}V_{зс})),$$

из которых видно, что вид зависимостей емкостей от приложенных напряжений также имеет форму гиперболического тангенса, только для второй ёмкости – зеркально симметричного. Множители, зависящие от напряжения  $V_{си}$ , позволяют учитывать изменение параметров зависимостей при изменении напряжения питания на стоке.

Для определения всех параметров этой модели необходимо, во-первых, экспериментально измерить семейство вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзистора для различных значений напряжения смещения на затворе. По наклону и насыщению этих характеристик определяются параметры  $\lambda$  и  $\alpha$ . Далее измеряются  $S$ -параметры транзистора для различных

значений рабочей точки и по рассмотренной выше методике определяются зависимости крутизны, входной и проходной ёмкости от приложенных напряжений для различных значений напряжения на стоке. Используя данные зависимости, определяются параметры модели по следующему алгоритму.

Для модели тока стока параметр  $V_{pk}$  определяется как значение напряжения на затворе, при котором крутизна имеет максимальное значение. Так как с изменением напряжения на стоке этот параметр будет изменяться, то для него введена линейная зависимость от этого напряжения, которая характеризуется параметрами  $V_{pk0}$  и  $\gamma$ , определяемыми из линейной аппроксимации  $V_{pk}$ . Значение  $I_{pk}$  определяется как значение тока стока при  $V_{зи} = V_{pk}$ . Однако в работе установлено, что такой подход верен только для транзисторов с относительно симметричным видом крутизны. Это объясняется тем, что значение  $V_{pk}$  при данном математическом описании определяет точку, в которой аргумент гиперболического тангенса принимает нулевое значение (иначе разложение аргумента в степенной ряд приведет к существованию нулевого члена). Если бы аргумент состоял только из линейного члена с коэффициентом  $P_1$ , то значение напряжения для максимума крутизны совпадало бы со значением напряжения, при котором аргумент гиперболического тангенса становится нулем. При аргументе же, содержащем более одного члена, эти значения совпадать не будут. Поэтому в общем случае, для транзисторов с несимметричной крутизной следует определять параметр  $V_{pk}$  только в совокупности с параметрами  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$ , так как они взаимосвязаны. В данной работе эти параметры определялись одновременно с помощью оптимизации по измеренным значениям тока стока, что позволило избежать ошибочного определения  $V_{pk}$ .

Для моделей ёмкостей параметры  $C_{зи0}$  и  $C_{зс0}$  определяются как значения соответствующей ёмкости в режиме с отсечкой, остальные параметры определяются путём оптимизации, за счёт минимизации разницы экспериментально полученных и рассчитанных зависимостей.

Модель *Pedro* использует другой подход для определения зависимости тока стока от управляющего напряжения на затворе, который определяется выражением:

$$I_c(V_{зи}, V_{си}) = \frac{\beta \cdot V_{зи3}^2}{1 + \frac{V_{зи3}^{plin}}{V_L}} (1 + \lambda \cdot V_{си}) \tanh\left(\frac{\alpha \cdot V_{си}}{V_{зи3}^{psat}}\right),$$

$$V_{зи3} = VST \cdot \ln\left(1 + e^{\frac{V_{зи2}}{VST}}\right),$$

$$V_{зи2} = V_{зи1} - 0.5(V_{зи1} + \sqrt{(V_{зи1} - VK)^2 + \Delta^2} - \sqrt{VK^2 + \Delta^2}),$$

$$V_{зи1} = V_{зи} - V_T, \quad V_T = V_{T0} + \gamma \cdot V_{си}.$$

Видно, что для описания зависимости тока стока от напряжения на стоке используются те же функции, что и в предыдущей модели. Разница состоит лишь в добавлении корректирующего множителя (характеризуется параметром  $psat$ ), позволяющего учесть зависимость напряжения, при котором наступает насыщение, от напряжения на затворе. Что касается зависимости тока стока от напряжения на затворе, то в данной модели введены две группы параметров, первая из которых ( $VST$ ,  $V_L$ ,  $\beta$ ) контролирует квадратичную область между режимом отсечки, определяемым  $V_T$ , и линейным режимом, а вторая ( $VK$ ,  $\Delta$ ) — область больших напряжений на затворе, где происходит уменьшение крутизны транзистора. Параметр  $plin$  контролирует небольшой наклон крутизны в линейной области и обычно равен 1. И, наконец, параметр  $\gamma$  позволяет учесть зависимость напряжения отсечки от напряжения питания на стоке.

Для описания нелинейностей ёмкостей и соответственно зарядов используются следующие соотношения:

$$C_{зи}(V_{зи}) = C_{зи0} + \frac{A_{зи}}{2} (1 + \tanh(K_{зи}(V_{зи} - V_{Cзи}))),$$

$$C_{зс}(V_{зс}) = C_{зс0} + \frac{A_{зс}}{2} (1 + \tanh(K_{зс}(V_{зс} - V_{Cзс}))),$$

где  $C_{зи0}$ ,  $C_{зс0}$  — значения ёмкостей в режиме отсечки,  $A_{зи}$ ,  $A_{зс}$  определяют значения нелинейностей ёмкостей, а параметры  $K_{зи}$ ,  $K_{зс}$  и  $V_{Cзи}$ ,  $V_{Cзс}$  контролируют наклон и цент нелинейностей ёмкостей соответственно.

Для определения параметров данной модели необходимо провести те же измерения, что и в предыдущем случае. Однако при этом не требуется получения зависимости крутизны от приложенных напряжений. Напряжение отсечки авторы рекомендуют находить из измерений зависимости второй или третьей гармоники от

напряжения на затворе. В первом случае оно будет соответствовать положению максимума, во втором – минимума. Все остальные параметры модели тока стока определяются путём оптимизации, за счёт минимизации разницы экспериментально полученных и рассчитанных зависимостей. Причём для определения первой группы параметров используется квадратичный участок зависимости тока стока от напряжения на затворе, а для второй — участок уменьшения крутизны транзистора. Контролирующие параметры моделей ёмкостей определяются также с помощью оптимизации.

Далее на основе полученных моделей транзистора с помощью САПР ADS были рассчитаны интермодуляционные характеристики усилителя на его основе. При этом транзистор был нагружен по входу и выходу на 50 Ом, частота  $f_1$  составляла 1 ГГц, а расстройка частот — 10 КГц. На рис. 4 изображены зависимости уровней интермодуляционных продуктов 3-го (кривые 1), 5-го (кривые 2) и 7-го порядков (кривые 3) для транзистора с несимметричной зависимостью крутизны, рассчитанные по модели *Angelov* (сплошные кривые) и по модели *Pedro* (пунктирные кривые), от мощности сигналов на входе. Точками показаны эксперимен-

тальные данные. Характеристики усилителя анализировались для различных напряжений смещения на затворе. Рис. 4 а соответствует  $V_{зи} = -2,3$  В (режим А), рис. 3 б —  $V_{зи} = -3,9$  В (режим АВ), а рис. 3 в —  $V_{зи} = -4,5$  В (режим С). Из этих зависимостей видно, что характеристики, полученные с помощью модели *Pedro*, более корректно описывают нелинейное поведение реального усилителя, особенно в режимах с отсечкой.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена и модифицирована методика прямого определения значений элементов модели гетеропереходного полевого транзистора СВЧ диапазона, представленной его эквивалентной схемой. При этом значения сопротивлений контактов рекомендуется находить и  $S$ -параметров, измеренных в «холодном» режиме при нулевом смещении на затворе. Также рассмотрены методы экстракции параметров для двух эмпирических моделей НЕМТ — *Angelov* и *Pedro*, при этом предложен усовершенствованный алгоритм экстракции параметров первой модели. С помощью разработанного программного продукта произведено моделирование реального транзистора. Харак-

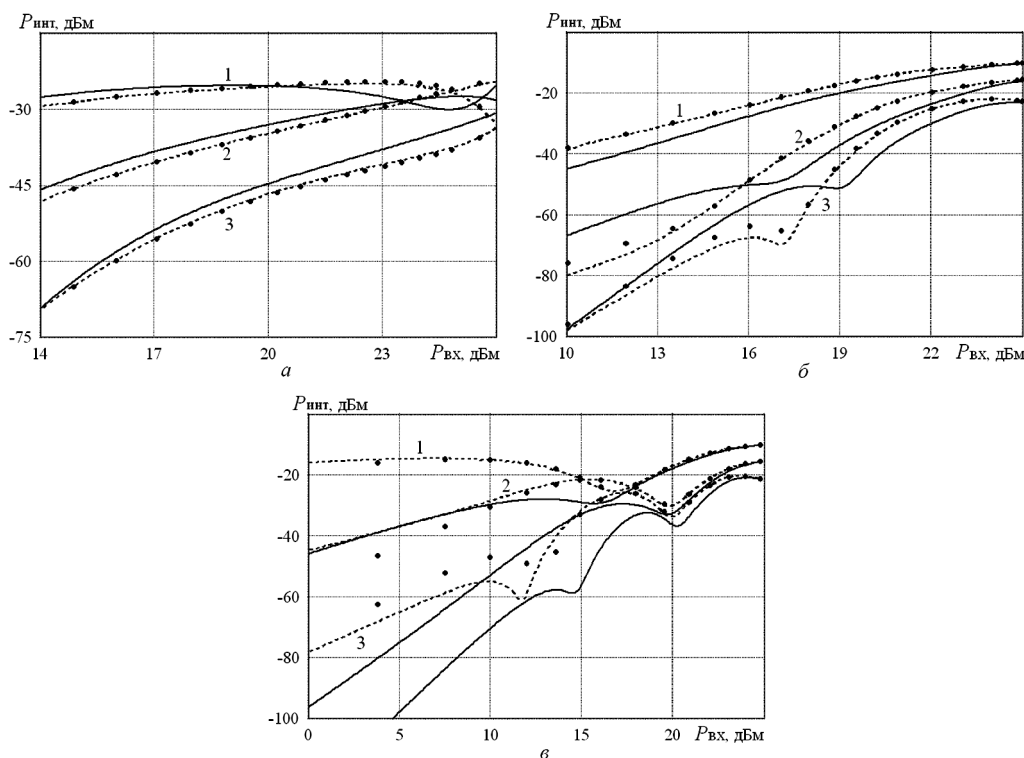


Рис. 4. Зависимости уровней интермодуляционных продуктов третьего, пятого и седьмого порядков от мощности сигналов на входе

теристики, рассчитанные на основе полученной модели НЕМТ, хорошо согласуются с экспериментальными данными, что свидетельствует о правильности разработанных алгоритмов.

Таким образом, представленная методика экстракции модели НЕМТ позволит разработчикам радиоэлектронных средств довольно быстро и точно проектировать различные устройства с заданными линейными и нелинейными многочастотными характеристиками.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Dambrine G.* A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit / G. Dambrine, A. Carpy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE

*Аверина Л. И.* — к.ф.-м.н., доцент кафедры электроники Воронежского госуниверситета

Тел.: (473) 243-09-76

E-mail: [averina@phys.vsu.ru](mailto:averina@phys.vsu.ru)

*Бессонов Д. А.* — магистрант кафедры электроники Воронежского госуниверситета

Тел.: (8951) 557-58-56

E-mail: [dabessonov@yandex.ru](mailto:dabessonov@yandex.ru)

*Рыбалкин Р. А.* — магистрант кафедры электроники Воронежского госуниверситета

Тел.: (8920) 431-63-08

E-mail: [ramzes-19901224@mail.ru](mailto:ramzes-19901224@mail.ru)

*Аверина Е. В.* — студентка кафедры электроники Воронежского госуниверситета

Тел.: (8950) 773-27-45

E-mail: [fairy\\_asol@mail.ru](mailto:fairy_asol@mail.ru)

Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 36, No. 7, July 1988. — P. 1151—1159.

2. *Angelov I.* Extensions of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model / I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 44, No. 10, October 1996. — P. 1664—1673.

3. *Cabral P.M.* Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design // P. M. Cabral, J. C. Pedro, N. B. Carvalho // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 52, No. 11, November 2004. — P. 2585—2592.

4. *Statz H.* GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE / H. Statz at ell // IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 34, No. 2, February 1987. — P. 160—169.

*Averina L. I.* — Candidate of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University

Тел.: (473) 243-09-76.

E-mail: [averina@phys.vsu.ru](mailto:averina@phys.vsu.ru)

*Bessonov D. A.* — магистрант, Department of Electronics, Voronezh State University

Тел.: (8951) 557-58-56

E-mail: [dabessonov@yandex.ru](mailto:dabessonov@yandex.ru)

*Rybalkin R. A.* — магистрант, Department of Electronics, Voronezh State University

Тел.: (8920) 431-63-08

E-mail: [ramzes19901224@mail.ru](mailto:ramzes19901224@mail.ru)

*Averina E. V.* — student, Department of Electronics, Voronezh State University

Тел.: (8950) 773-27-45

E-mail: [fairy\\_asol@mail.ru](mailto:fairy_asol@mail.ru)