

УДК 621.372.

А.А. Григоруц, В.И. Тимофеев, канд. техн.наук

Масштабирование нелинейных моделей гетерополевых транзисторов

Рассмотрена проблема масштабирования нелинейных дисперсионных эффектов для гетероструктурных полевых транзисторов (НЕМТ). Предложены аналитические выражения для масштабируемых аппроксимаций нелинейных элементов ассоциированной схемной модели. Сформулирована методика моделирования дифференциальной дисперсии и приведены соответствующие расчетные результаты для пяти различных НЕМТ, выполненных по технологии 0.1, 0.15 и 0.2 мкм.

This paper considers the scaling problem of nonlinear dispersion effects in heterojunction field-effect transistors (HEMT). Analytical expressions for scalable approximations of nonlinear elements of an associated equivalent circuit model are proposed. A technique for modeling differential dispersion is given and the corresponding results calculated for five different HEMT's with gate length of 0.1, 0.15 and 0.2 μm are presented.

Несмотря на значительный прогресс, достигнутый к настоящему времени, в разработке моделей СВЧ ПТШ и НЕМТ, существует несколько проблем, ограничивающих воспроизводимость расчетов при проектировании монолитных ИС СВЧ. Проблема масштабирования в рамках существующих моделей является первично важной, особенно для проектировщиков монолитных СВЧ ИС, которые работают над схемами повышенной сложности, и при этом возникает необходимость в использовании полевых приборов с большим разбросом геометрических размеров (рис.1). При этом даже очень точные модели приборов, без соответствующего, масштабирования приносят малую практическую пользу. Большинство существующих масштабируемых моделей недостаточно точны, в основном, из-за игнорирования проблемы масштабируемости дисперсионных эффектов.

Масштабирование моделей представляет собой методику расчета основных малосигнальных и нелинейных схемных параметров и характеристик приборов с геометрическими размерами в отношении $m : 1$ к геометрическим размерам прибора, для которого отработана высокоточная базовая модель. Модельное масштабирование усложняется при малосигнальной и оптимизационной идентификации схемных моделей, так как геометрические размеры не представлены явно в структурах моделей. В работах [1,6] показано, что для приборов до средних размеров, возможно проводить масштабирование большинства элементов эквивалентной схемы с использованием прямолинейных законов. Однако, dc/ac дисперсия выходной проводимости не подчиняется этому закону.

Численные расчеты проведены для AlGaAs/GaAs НЕМТ ($L_G=0.15\text{мкм}$), псевдоморфном НЕМТ (PHEMT) ($L_G=0.1, 0.15, 0.2\text{мкм}$), псевдоморфном инвертированном НЕМТ (P-I-HEMT) ($L_G=0.2\text{мкм}$) и InP НЕМТ ($L_G=0.15\text{мкм}$), с шириной затворов 60–1200 мкм.

Идентификация параметров схемотехнической модели НЕМТ.

Эквивалентная схема полевого транзистора (ПТ), с учетом паразитных элементов, показана на рис.2(а) и, помимо более сложной структуры стоковой цепи, она ассоциирована с топологиями, принятыми для других известных моделей (рис.2(б)). Данная схемная модель отличается от общепринятых моделей новыми свойствами и возможностями, приведенными ниже. Для адекватного описания СВЧ характеристик транзисторов предлагается использовать конфигурацию паразитных элементов $C_{p1} - C_{p6}$ как на рис.2(б).

500A GaAs ($N_d = 2 \times 10^{18}$)
400A Al _{0.24} Ga _{0.76} As 1.5×10^{18}
20A Al _{0.24} Ga _{0.76} As (нелегирован.)
500A GaAs (нелег.) $< 1 \times 10^{14}$ см ⁻³
Полюсоотрицательный GaAs, 650 нм
HEMT (AlGaAs/GaAs) 0.15 * 200μm ²

400A GaAs ($N_d = 3 \times 10^{18}$)
250A Al _{0.25} Ga _{0.75} As (нелегирован.)
40A Al _{0.25} Ga _{0.75} As (нелегирован.)
150A In _{0.2} Ga _{0.8} As (нелегирован.)
1 мкм GaAs (нелегирован.)
400A GaAs/AlGaAs S-L
Полюсоотрицательный GaAs
pHEMT (AlGaAs/InGaAs/GaAs) PM1 0.15 * 200μm ² PM2 0.20 * 120μm ² PM3 0.10 * 150μm ²

50A In _{0.53} Ga _{0.47} As (3.5×10^{18})
200A In _{0.52} Al _{0.48} As (нелегирован.)
40A In _{0.52} Al _{0.48} As (нелегирован.)
200A In _{0.53} Ga _{0.47} As (нелегирован.)
5000A In _{0.52} Al _{0.48} As (нелегирован.)
Полюсоотрицательный GaAs
InP-HEMT (InAlAs/InGaAs/InP) 0.15 * 100μm ²

500A GaAs (4×10^{18})
1000A GaAs (8×10^{17})
100A GaAs (нелегирован.)
100A In _{0.20} Ga _{0.80} As (нелегирован.)
15A Al _{0.28} Ga _{0.72} As (нелегирован.)
150A n-Al _{0.28} Ga _{0.72} As (2.5×10^{18})
100A Al _{0.28} Ga _{0.72} As (нелегирован.)
1000A GaAs (нелегирован.)
Полюсоотрицательный GaAs
P-I-HEMT (GaAs/InGaAs/AlGaAs) 0.2 * 150μm ²

Проблема определения параметров нелинейных схмотехнических моделей ПТ хорошо разработана исследователями. В качестве фундаментальных приняты методики определения паразитных параметров, предложенных в работах [1-2,3], и большинство из них основаны на комбинации DC и малосигнальных S-параметров, измеренных при определенных условиях смещений. Однако многие производители приборов обращают внимание на проблему несовместимости применения этих методов в практике. Наиболее существенными недостатками этих методик является асимметрия между емкостями затвор-исток и затвор-сток при $V_{ds} = 0$, зависящих от смещения. Это противоречит относительной симметрии геометрии большинства полевых транзисторов при этих условиях смещений. Таким образом, на этапе схмотехнического моделирования

возникают ошибки, которые критичны, особенно, при применении данных моделей для проектирования усилителей мощности, смесителей и переключателей.

Практически все методы определения паразитных элементов СВЧ ПТ основаны на использовании малосигнальных S-параметров или DC параметров, измеренных при $V_{ds} = 0$. Основной причиной этого является то, что при данных условиях смещения схмотехническую модель можно значительно упростить. Кроме того, одним из факторов, позволяющих осуществить такое упрощение, является относительная симметрия активного канала при таком смещении, определяемая симметрией обедненной области под затвором. Небольшая геометрическая асимметрия, обычно существующая между истоковым и стоковым контактами, в данном случае несущественна. Идентификации схемных

малосигнальных и паразитных параметров, в принципе, основывается на вычислительных процедурах оптимизации импедансов по экспериментальным S -параметрам в рабочем диапазоне частот [3].

Элементы активной области определяются с помощью классической малосигнальной схемной модели ПТ, включающую оба сопротивления R_{gs} и R_{gd} , и методики на ее основе [3,4]. Значение частоты при определении параметров очень критично, и при определении разных параметров используются разные значения частот. При применении такой методики определения параметров, уменьшается риск возникновения ошибок при определении затворных емкостей в режиме “выше отсечки” и в нормальном режиме $V_{ds} = 0$.

Свойства масштабирования модели зависят от выбора топологии схемотехнической модели и от метода определения параметров модели. Чем значения модельных параметров определены точнее, с учетом паразитных параметров, тем больше шансов, что модель хорошо масштабируется. Однако, это является только необходимым условием для хорошего масштабирования, но не достаточным.

Статическая модель НЕМТ.

Два диода в затворной цепи адекватно описаны классическими вольт-амперными характеристиками диода Шоттки.

Функция нелинейной модели, выражающая ток стока (1), хорошо описывает поведение ПТ при всех режимах смещения: линейном, перегиба и насыщения; инверсном режиме; можно также описать умеренный прогой и умеренный второй перегиб характеристики; эта точка плавно сходится к нулю когда V_{gs} становится ниже отсечки; имеется возможность отрицательного наклона области насыщения при больших значениях напряжения на затворе, что наблюдается в реальных ПТ, из-за эффекта ловушек

электронов и эффектов саморазогрева носителей. Уравнения следующие:

$$I_{ds,DC} = \beta V_{eff} \frac{K_3}{1 + K_4 \cdot V_{ds} + K_5 \cdot V_{eff}} \cdot \tanh \left[\alpha V_{ds} \left(1 + K_6 \cdot V_{eff} \right) \right] \quad (1)$$

$$V_{eff} = \frac{1}{2} \left(V_{gst} + \sqrt{V_{gst}^2 + K_2^2} \right)$$

$$V_{gst} = V_{gs} - (1 + \beta_r^2) V_{t0} + K_1 \cdot V_{ds}$$

где, V_{t0} – напряжение отсечки и $\alpha, \beta_r, K_1 - K_6$ – модельные параметры, и β_r – безразмерный параметр, численно равен β (когда I_{ds} выражается в амперах).

Модельная функция непрерывна во всей плоскости смещения и ее производная непрерывна, что очень важно для хорошего представления интермодуляционных характеристик. На рис.3. расчетные значения I_{ds} по выражениям [5] и (1) сравниваются с экспериментальными для P-I-НЕМТ (0.15*150мкм). Видно, что аппроксимация (1) во всем диапазоне смещений по V_{ds} имеет погрешность 2%, тогда как аппроксимация из работы [5] имеет погрешность 5-10%. На рис.5. показаны аналогичные характеристики для транзистора PM3 (0.35*200мкм) и погрешность аппроксимации (1) также небольшая 1-3%. На рис.4(а) и 4(б) DC модель сравнивается с экспериментальными данными для двух приборов рНЕМТ (PM2) при отношении площадей 1:10. Результаты показывают, что модель еще работает хорошо даже для приборов очень больших размеров. Их масштабирование обеспечено применением простых законов масштабирования для 4-х модельных параметров: β (и неявно β_r), $-K_1, K_2, K_4$. Для приборов до средних размеров, точность масштабирования остается очень хорошей если масштабируются только 2 модельных параметра.

В таблице 1. приведены значения погрешностей масштабирования для НЕМТ (отношение площадей 1:3), PM1, PM2 (1:10), PM3, P-I-НЕМТ, InP НЕМТ.

Таблица 1.

	Масштабируемые параметры модели (1) (погрешность масштабирования)		
	α, β	β, K_1, K_2, K_4	$\alpha, \beta, K_1 - K_6$
	$(\delta_m, \%)$	$(\delta_m, \%)$	$(\delta_m, \%)$
HEMT			
0.15*200	14	4-5	2
0.15*600	12	6	3-4
PM2			
0.2*120	8-11	5-7	2
0.2*1200	15	5	1-3

Аппроксимации нелинейных элементов.

Следующей проблемой является аппроксимация функций для нелинейных элементов схемной модели, которые традиционно принимаются константами или вообще пренебрегаются. Необходимо учитывать, что модельная функция для описания затворных емкостей и метод определения параметров, должны гарантировать, что затворные емкости идентичны при $V_{ds} = 0$.

Выражения для нелинейных схемных элементов C_{gs}, C_{gd}, g_{ds} построены по аппроксимационным соотношениям

$$C(V_{gs}, V_{ds}) = C_1(V_{gs}) \cdot C_2(V_{ds}),$$

$$g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = g_1(V_{gs}) \cdot g_2(V_{ds}),$$

параметры которых определяются из экспериментальных данных.

Соответственно, монофункции C_1, g_1 и C_2, g_2 , можно удобно представить в полиномиальном виде или адекватно заменить на выражения:

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gs0} [1 + \tanh(\theta_1)] \cdot [1 + \tanh(\theta_2)], \quad (2a)$$

$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gd0} [1 + \tanh(\xi_1)] \cdot [1 + \tanh(\xi_2)], \quad (2b)$$

$$g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = g_{ds0} [1 + \tanh(\psi_1)] \cdot [1 + \tanh(\psi_2)], \quad (2b)$$

где функции от напряжений смещения формируются по правилам (n – степень полинома)

$$\theta_1 = K_{0gs}^g + K_{1gs}^g V_{gs} + \dots + K_{ngs}^g V_{gs}^n,$$

$$\theta_2 = K_{0gs}^d + K_{1gs}^d V_{ds} + \dots + K_{ngs}^d V_{ds}^n,$$

$$\xi_1 = K_{0gd}^g + K_{1gd}^g V_{gs} + \dots + K_{ngd}^g V_{gs}^n,$$

$$\xi_2 = K_{0gd}^d + (K_{1gd}^d + \mathcal{K}_{1gd}^d V_{gs}) \cdot V_{ds} + \dots + K_{ngd}^d V_{ds}^n,$$

$$\psi_1 = K_0^g + (K_1^g + \mathcal{K}_1^g V_{ds}) \cdot V_{gs} + \dots + K_n^g V_{gs}^n,$$

$$\psi_2 = K_0^d + (K_1^d + \mathcal{K}_1^d V_{gs}) \cdot V_{ds} + \dots + K_n^d V_{ds}^n. \quad (3a-e)$$

Точность аппроксимаций (2) с использованием выражений (3) при усечении до двух модельных параметров (K_0, K_1) снижается до 5-10%, а при усечении до (K_0, K_1, K_2) составляет 1-3%, что является приемлемой оценкой для большинства схемотехнических применений. В таблице 2 приведены базовые аппроксимационные выражения, используемые в масштабируемых моделях ПТ. В таблицах 3 и 4 приведены численные значения коэффициентов для аппроксимационных выражений (4) – (6), соответственно для C_{gs}, C_{gd} и g_{ds} . В таблицах, для каждой отдельно взятой аппроксимации, для конкретного транзистора, приведено два набора численных значений $K_0^g, K_1^g, \mathcal{K}_1^g, K_2^g$ и $K_0^d, K_1^d, \mathcal{K}_1^d, K_2^d$.

Тестирование предложенных выражений для нелинейных емкостей и выходной проводимости проведено на основании сравнительного анализа с экспериментальными данными. Соответствующие экспериментальные зависимости получены из экспериментальных S-параметров для конкретных транзисторов.

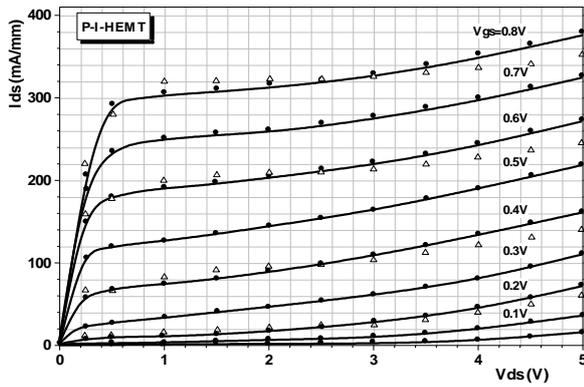


Рис.3. ВАХ P-I-HEMT (0.15*150мкм):

- (-) – экспериментальные данные;
- (Δ) – расчет по [5];
- (●) – расчет по (1).

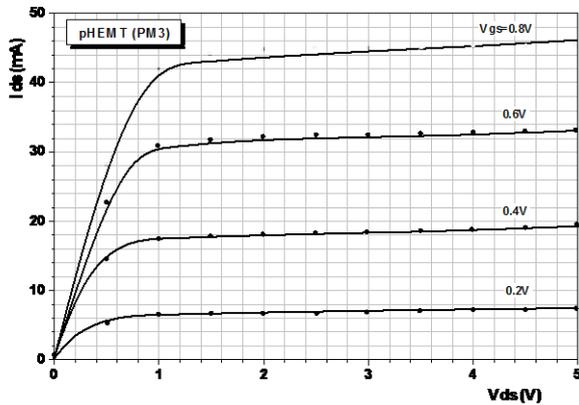
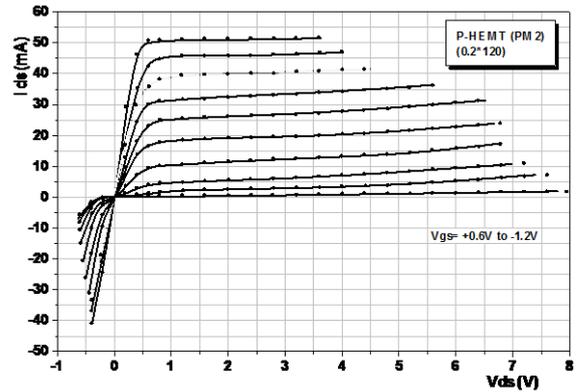
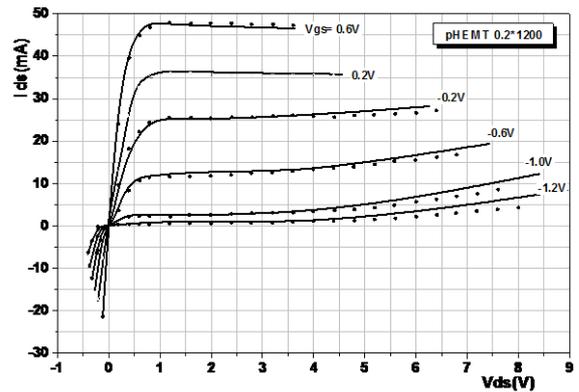


Рис.5. ВАХ PM3 (0.35*200мкм):

- (-) – экспериментальные данные;
- (●) – расчет по (1).



(а)



(б)

Рис.4.

(а) ВАХ PM2 (0.2*120мкм):

- (-) – экспериментальные данные;
- (●) – расчет по (1).

(б) ВАХ pHEMT 0.2*1200мкм (1:10 PM2):

- (-) – экспериментальные данные;
- (●) – расчет по (1) при масштабировании (1:10).

Перерасчет характеристик с погрешностью в пределах 3-5% произведен на основании выражений, полученных на основании эквивалентной “Т” структуры ПТ при незначительном упрощении схемы (рис.2.):

$$C_{gd}(\omega) = \frac{-\text{Im}[Y_{12}(\omega)]}{\omega},$$

$$C_{gs}(\omega) = \frac{\text{Im}[Y_{11}(\omega)] - \omega C_{gd}(\omega)}{\omega} \cdot \left(1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}(\omega)]^2}{(\text{Im}[Y_{11}(\omega)] - \omega C_{gd}(\omega))^2} \right),$$

$$R_i(\omega) = \frac{\text{Re}[Y_{11}(\omega)]}{(\text{Im}[Y_{11}(\omega)] - \omega C_{gd}(\omega))^2 + (\text{Re}[Y_{11}(\omega)])^2},$$

$$g_m(\omega) = \sqrt{\frac{(\text{Re}[Y_{21}(\omega)])^2 + (\text{Im}[Y_{21}(\omega)] + \omega C_{gd}(\omega))^2}{(1 + \omega^2 C_{gs}^2(\omega) R_i^2(\omega))}} \cdot,$$

$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{-\operatorname{Im}[Y_{21}(\omega)] - \omega C_{gd}(\omega) -}{-\omega C_{gs}(\omega) R_i(\omega) \operatorname{Re}[Y_{21}(\omega)]} \right),$$

$$C_{ds}(\omega) = \frac{\operatorname{Im}[Y_{22}(\omega) - \omega C_{gd}(\omega)]}{\omega},$$

$$g_{ds}(\omega) = \operatorname{Re}[Y_{22}(\omega)].$$

Данные сравнительного анализа расчетных нелинейных зависимостей по (4)–(6) и экспериментальных приведены на рис.6. для PM2. На рис.7. показаны данные, рассчитанные непосредственно для рНЕМТ 300мкм и данные, полученные масштабированием модели PM2 120мкм с коэффициентом масштабирования (1:2.5). Масштабирование зависимости $C_{gs}(V_{gs}, V_{gd})$ для PM2 основывалось на выражении (6). По рис.6. погрешность масштабирования составляет не более 2%. В таблице 2. для каждого аппроксимационного выражения приведены численные значения абсолютной погрешности аппроксимации $\delta_a, \%$ и погрешность масштабирования $\delta_m, \%$ при использовании соответствующего выражения.

Можно сделать вывод, что использование выражений (5) и (6) с погрешностями аппроксимаций 1-3% и погрешностями масштабирования 1-5% пригодно для схемотехнических моделей ПТ и их адекватного масштабирования.

Масштабирование дисперсионных эффектов.

Дифференциальная DC/AC крутизна ПТШ/НЕМТ имеет прямолинейный характер масштабирования. Однако, в случае выходной проводимости характер масштабирования совсем другой [6]. Эффекты дисперсии выходной проводимости и крутизны взаимосвязаны в рамках физико-топологических моделей и, поэтому, невозможно реализовать адекватную идентификацию этих параметров последовательным способом. Так, при моделировании маломощного ПТШ/НЕМТ, погрешности масштабированных крутизны и выходной проводимости незначительны, а при моделировании

мощного ПТШ/НЕМТ того же производителя, эта разница намного больше. Данный феномен является основой для создания ассоциированных масштабируемых моделей.

Было предложено несколько подходов к моделированию дисперсии крутизны и выходной проводимости в ПТ, от простой RC цепи [7] или источника тока в стоковой цепи в рамках традиционных схемных моделей, до включения поправочной составляющей в формулу тока стока как интеграла в интервале разницы между DC и малосигнальной проводимостями в рамках табличных моделей. Аналогично, общий ток стока определяется с помощью консервативных моделей полевых транзисторов.

Другие подходы используют комбинацию дополнительных аналитических составляющих в функции тока стока, с RC цепью в стоковой цепи [8]. Для любого метода моделирования, необходимо выполнение следующих условий сохранения, как показано в [6]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial(g_m(V_{gs}, V_{ds}) - g_{m,DC}(V_{gs}, V_{ds}))}{\partial V_{ds}} &= \\ &= \frac{\partial(g_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) - g_{ds,DC}(V_{gs}, V_{ds}))}{\partial V_{gs}} \end{aligned} \quad (7)$$

Хотя вышеупомянутые схемотехнические решения дают адекватные результаты во многих случаях, они не удовлетворяют условию (7), поэтому не могут быть использованы в масштабных моделях. Моделирование дифференциальной дисперсии с условием (7) возможно в рамках схемотехнической модели рис.2а, элементы в стоковой цепи которой определяются по методике:

1. $I_{ds,DC}$ определяется по аппроксимации (1) с использованием оптимизации модельной функции на базисе параметров $\alpha, \beta_r, K_1 - K_6$ по DC экспериментальным данным.
2. Нахождение разницы между малосигнальными и DC значениями крутизны.

3. Определение аппроксимации $I_{ds, gm}$ по нелинейной функции $I_{ds, DC}$, но ее параметры определяются идентификацией нелинейной функции:

$$g_{m, AC}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} I_{ds, DC}(V_{gs}, V_{ds}) \quad (8)$$

по данным, рассчитанным на втором этапе.

Таблица 2.

Модельные параметры	Аппроксимационные выражения	δ_a , %	δ_m , %
K_0, K_1	(4 а-в) $C_{gs} = C_{gs0} [1 + \tanh(K_{1gs}^g V_{gs})] \cdot [1 + \tanh(K_{1gs}^d V_{ds})]$ $C_{gd} = C_{gd0} [1 + \tanh(K_{1gd}^g V_{gs})] \cdot [1 + \tanh(K_{1gd}^d V_{ds})]$ $g_{ds} = g_0 [1 + \tanh(K_1^g V_{gs})] \cdot [1 + \tanh(K_1^d V_{ds})]$	3-7 5-10	7-15 5-12
K_0, K_1, \mathcal{K}_1	(5 а-в) $C_{gs} = C_{gs0} [1 + \tanh(K_{1gs}^g V_{gs})] \cdot [1 + \tanh(K_{1gs}^d V_{ds})]$ $C_{gd} = C_{gd0} [1 + \tanh(K_{1gd}^g V_{gs})] \cdot [1 - \tanh(K_{1gd}^d V_{ds} + \mathcal{K}_{1gd}^d V_{gs} V_{ds})]$ $g_{ds} = g_0 [1 + \tanh(\mathcal{K}_1^g V_{gs} V_{ds})] \cdot [1 - \tanh(K_1^d V_{ds} + \mathcal{K}_1^d V_{gs} V_{ds})]$	1-3 2-4	1-4 2-5
K_0, K_1, K'_1, K_2	(6 а-в) $C_{gs} = C_{gs0} [1 + \tanh(K_{1gs}^g V_{gs} + K_{2gs}^g V_{gs}^2)] \cdot [1 + \tanh(K_{1gs}^d V_{ds})]$ $C_{gd} = C_{gd0} [1 + \tanh(K_{1gd}^g V_{gs})] \cdot [1 - \tanh(K_{1gd}^d V_{ds} + K'_{1gd}^d V_{gs} V_{ds} + K_{2gd}^d V_{ds}^2)]$	1-2	1-3 < 2 < 2

	$g_{ds} = g_0 [1 + \tanh(K_1^g V_{gs} + \kappa_1^g V_{gs} V_{ds})] \cdot [1 - \tanh(K_1^d V_{ds} + \kappa_1^d V_{gs} V_{ds} + K_2^d V_{ds}^2)]$		
--	---	--	--

Таблица 3.

	C_{gs} (fF)			C_{gd} (fF)		
	K_0, K_1	K_0, K_1, κ_1	K_0, K_1, κ_1, K_2	K_0, K_1	K_0, K_1, κ_1	K_0, K_1, κ_1, K_2
HEMT	0, .9 0, .51	0, .9, -.062 0, .51, -.02	0, .9, -.062, .43 0, .51, -.02, -.034	0, .42 0, -.64	0, .42, 0 0, -.64, .053	0, .42, 0, 0 0, -.64, .053, -.17
PM2	0, .78 0, .62	0, .78, -.08 0, .62, 0	0, .78, -.08, .35 0, .62, 0, -.023	0, .43 0, -.58	0, .48, 0 0, -.58, .021	0, .48, 0, -.04 0, -.58, .021, -.1
PM3	0, 1 0, .4	0, 1, -.048 0, .4, 0	0, 1, -.048, .62 0, .4, 0, -.037	0, .48 0, -.55	0, .48, 0 0, -.55, .048	0, .48, 0, 0 0, -.55, .048, -.2
P-I-HEMT	0, 12 0, .37	0, 12, -.02 0, .37, 0	0, 12, -.02, .5 0, .37, 0, -.018	0, .36 0, -.6	0, .36, 0 0, -.6, .043	0, .36, 0, -.07 0, -.6, .043, -.16
InP-HEMT	0, .84 0, .71	0, .84, -.036 0, .71, 0	0, .84, -.036, .57 0, .71, 0, -.022	0, .56 0, -.19	0, .56, .03 0, -.19, .06	0, .56, .03, -.017 0, -.19, .06, -.27

Таблица 4.

	g_{ds} (mS)		
	K_0, K_1	K_0, K_1, κ_1	K_0, K_1, κ_1, K_2
HEMT	0, 3.24 0, -.74	0, 3.24, .6 0, -.74, 0	0, 3.24, .6, -.08 0, -.74, 0, 0.16
PM2	0, 2.4 0, -.37	0, 2.4, .34 0, -.37, 0	0, 2.4, .34, -.15 0, -.37, 0, 0.08
PM3	0, 2.26 0, -.65	0, 2.26, .76 0, -.65, 0	0, 2.26, .76, -.04 0, -.65, 0, 0.07
P-I-HEMT	0, 4.17 0, -.18	0, 4.17, .23 0, -.18, 0	0, 4.17, .23, -.03 0, -.18, 0, 0.24
InP-HEMT	0, 3.1 0, -.52	0, 3.1, .67 0, -.52, 0	0, 3.1, .67, -.04 0, -.52, 0, 0.18

4. Рассчитать разницу между малосигнальной выходной проводимостью и выходной проводимостью, рассчитанной комбинированием $I_{ds,DC}$ и $I_{ds,gm}$.
5. Определить нелинейную проводимость $g_{ds,corr}$ с помощью идентификации данных, рассчитанных на 4-ом этапе по эмпирической нелинейной функции (6).
6. Емкость C_d для большинства практических случаев можно принять постоянной.

На рис. 8(а-в) приведены результаты расчета дифференциальной крутизны для транзисторов НЕМТ 0.15*200мкм, PM3 0.35*200мкм, P-I-НЕМТ 0.15*150мкм по выражению (9) по данным рассчитанным на втором этапе методики в сравнении с экспериментальными данными и данные расчета $I_{ds,DC}$ по аппроксимации (1) с использованием оптимизации модельной функции на базе параметров $\alpha, \beta_r, K_1 - K_6$ по DC экспериментальным данным.

В соответствии с методом моделирования дисперсии, описанным выше, видно, что несоответствия масштабирования дифференциальной DC/AC выходной проводимости можно учитывать в модели через дополнительную нелинейную проводимость $g_{ds,corr}$ подходящим выбором эмпирической функции, которая ее описывает.

На рис.9 и рис.10 представлены результаты моделирования в сравнении с экспериментальными данными для малосигнальных параметров S_{21}, S_{22} , которые больше всех подвергаются влиянию этих эффектов. Эти результаты были получены с помощью модели рис.2 для рНЕМТ размерами 120мкм и 300мкм. На рис.9(а) показаны результаты моделирования для рНЕМТ размером 120мкм, а на рис.9(б) и 9(в) – для рНЕМТ размером 300мкм (1:2.5), полученные с использованием прямолинейного закона масштабирования для $g_{ds,corr}$, и специфичного закона для $g_{ds,corr}$ в соответствии с 5-м этапом методики, соответственно. Аналогично, на рис.10(а) показаны результаты моделирования для P-I-НЕМТ размером

150мкм, а на рис.10(б) и 10(в) – для P-I-НЕМТ размером 600мкм (1:4), полученные с использованием прямолинейного закона масштабирования для $g_{ds,corr}$, и специфичного закона для $g_{ds,corr}$, соответственно. Погрешность масштабирования $[S]$ -параметров в первом случае (б) составляет 7-12% в диапазоне 10...40ГГц, во втором случае (в) составляет 1-5% во всем частотном диапазоне 1...40ГГц.

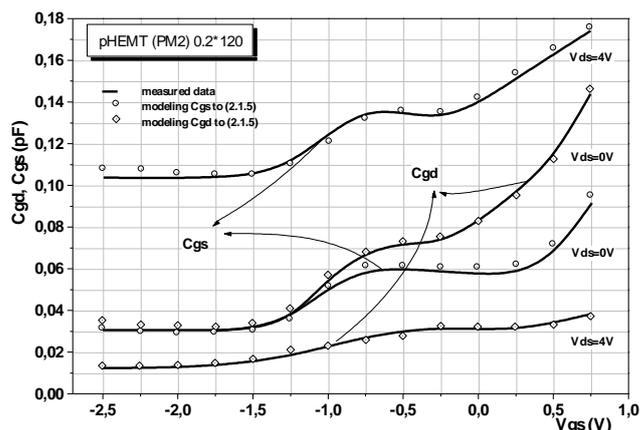


Рис.6.

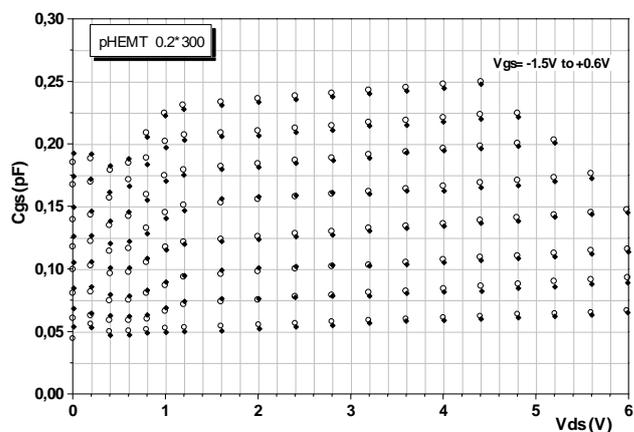


Рис.7. Сравнение свойств масштабируемости нелинейной емкости:
 (\circ) – данные, рассчитанные непосредственно для рНЕМТ 300мкм;
 (\bullet) – данные, полученные масштабированием модели PM2 120мкм.

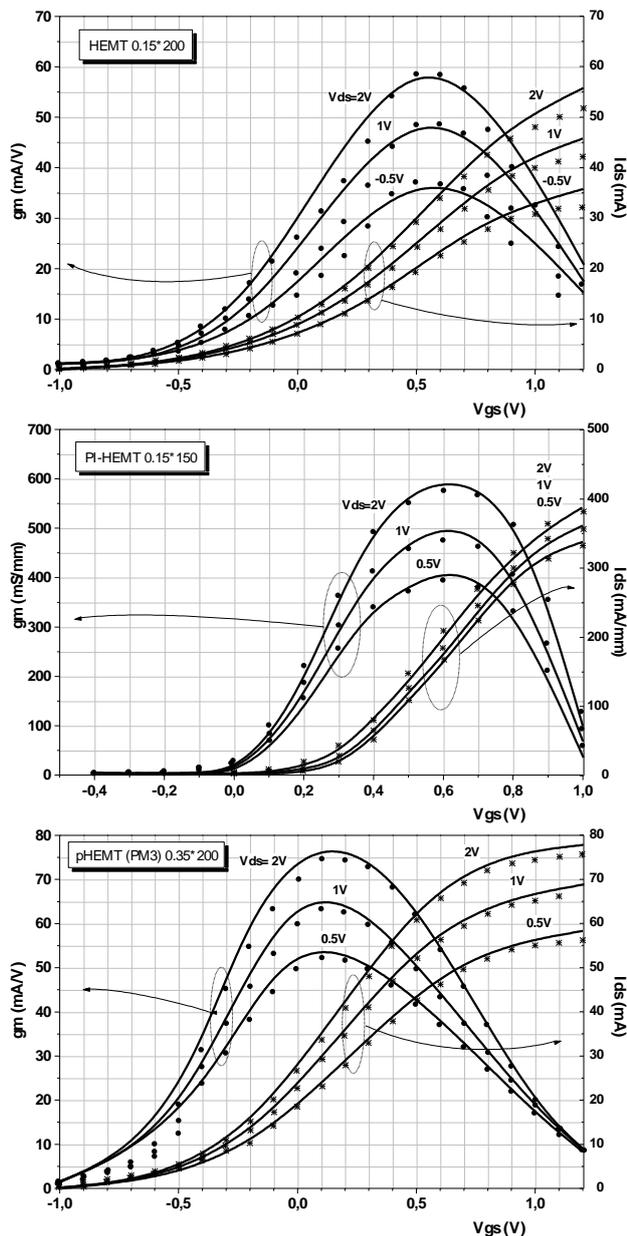


Рис.8(а,б,в).

Литература.

1. G. Dambrine, A.Cappy A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – vol. MTT-36. – pp.1151–1159. – 1988.
2. M. Berroth, R. Botch Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – vol. MTT-38. – pp.891–895. – 1990.
3. Тимофеев В.И., Фан Хонг Фыонг Методика моделирования нелинейных режимов работы

усилителей на субмикронных ПТШ// Радиоэлектроника.- 1995.- N11.-с. 26-31.

4. Григорук А.А., Тимофеев В.И.

Идентификация параметров модели субмикронного гетеротранзистора для САПР// Международная научно-техническая конференция “Проблемы физической и биомедицинской электроники”, Киев.- 1996. - с. 252-258.

5. Григорук А.А., Тимофеев В.И. Анализ моделей гетероструктурных полевых транзисторов для схемотехнического моделирования // Научно-технический сборник ”Электроника и связь”, Киев.- 1995.-N1.- с. 45-54.

6. V. Cojocar, T. Brazil A scalable general-purpose model for microwave FET's includ dispersion effects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – vol. MTT-45.– pp.2248–2254.–1997.

7. C. Penalosa, S. Aithison Modeling frequency dependence of output impedance of a microwave FET's // Electron Lett. – vol. 21. – pp.528–529. – 1985.

8. I. Angelow, L. Bengtsson Extension of the chalmers nonlinear HEMT and MESFET model // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – vol. MTT-44. – pp.1664–1674. – 1996.