

УДК 621.382.323

В.Д. Дмитриев, В.М. Коротаев, Д.А. Шишкин

Оценка параметров рНЕМТ СВЧ полевого транзистора по нелинейным критериям

Приведена методика оценки интермодуляционных искажений СВЧ полевого транзистора на основе вольт-амперных характеристик. Найдено оптимальное сопротивление нагрузки, обеспечивающее максимальную линейную мощность. Результаты расчета подтверждены экспериментально.

Ключевые слова: интермодуляционные искажения, коэффициенты степенного полинома, сопротивление нагрузки, линейная выходная мощность.

В настоящее время в СВЧ усилительной технике находят широкое применение полевые псевдоморфные гетероструктурные транзисторы с высокой подвижностью элементов (рНЕМТ), которые имеют более высокие частотные и динамические параметры по сравнению с полевыми транзисторами с барьером Шоттки (ПТШ). При проектировании усилителей на основе данных транзисторов предпочтительно использовать нелинейные эмпирические модели, описывающие работу транзистора с высокой точностью в нелинейных режимах [1].

Однако создание нелинейных моделей является довольно сложной задачей, требующей большого объема экспериментальных и аналитических исследований. Кроме того, даже при наличии нелинейной модели необходимо произвести оценку достигаемых мощностных параметров, которые наиболее часто используются при проектировании СВЧ-усилителей и приемно-передающих трактов: максимальная выходная линейная мощность по критерию сжатия коэффициента передачи на 1 дБ ($P_{1дБ}$) и точка пересечения основной и комбинационной составляющей третьего порядка при двухчастотном входном воздействии (IP_3) [2]. Также важно знать, при какой составляющей нагрузки достигаются отмеченные параметры.

Целью работы является определение значений IP_3 , $P_{1дБ}$ и оптимальных для них нагрузок для рНЕМТ полевого транзистора на основе вольт-амперных характеристик и малосигнальных S -параметров в режиме работы класса А и АВ.

Для анализа нелинейных характеристик в указанных режимах находит широкое применение метод функциональных рядов Вольтерра (ФРВ) [2–5].

В работе [3] было отмечено, что для ПТШ основными нелинейными элементами, оказывающими наибольшее влияние на уровень интермодуляционных искажений (ИМИ) третьего порядка и сжатие коэффициента передачи, оказывают нелинейности крутизны зависимого источника g_m и выходной проводимости G_0 (рис. 1).

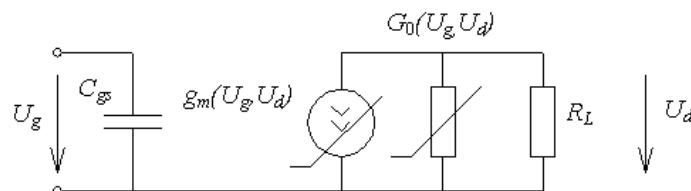


Рис. 1. Упрощенная модель ПТШ и рНЕМТ-транзистора

Коэффициенты степенного полинома третьего порядка для g_m и G_0 определяются как [4, 5]:

$$g_{m1} = \frac{\partial I_d(U_g, U_d)}{\partial U_g}, \quad g_{m2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 I_d(U_g, U_d)}{\partial U_g^2}, \quad g_{m3} = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 I_d(U_g, U_d)}{\partial U_g^3}, \quad G_{01} = \frac{\partial I_d(U_g, U_d)}{\partial U_d},$$

$$G_{02} = \frac{\partial^2 I_d(U_g, U_d)}{\partial U_d^2}, \quad G_{03} = \frac{\partial^3 I_d(U_g, U_d)}{\partial U_d^3}, \quad (1)$$

где $I_d(U_g, U_d)$ – ток стока, зависящий от напряжений на затворе U_g и стоке U_d .

Для рНЕМТ-транзистора, наряду с отмеченными коэффициентами при двухчастотном входном воздействии ($U_g = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$), уровень ИМИ третьего порядка зависит также от взаимных коэффициентов m_{11} , m_{12} и m_{21} [5, 6], которые определяются в виде

$$m_{11} = \frac{\partial g_{m1}}{\partial U_d} = \frac{\partial G_{01}}{\partial U_g}, \quad m_{12} = \frac{\partial^2 g_{m1}}{\partial U_d^2} = \frac{\partial G_{02}}{\partial U_g}, \quad m_{21} = \frac{\partial g_{m2}}{\partial U_d} = \frac{\partial^2 G_{01}}{\partial U_g^2}. \quad (2)$$

На основе ФРВ в работе [5] было получено выражение с учетом отмеченных коэффициентов для определения IP_3 в зависимости от сопротивления нагрузки:

$$IP_3 = \left[\frac{4 \cdot R_L^2 \cdot (g_{m1} + A)^3}{R_e \cdot B_1 - 3R_e^2 \cdot B_2 \cdot (G_{02} \cdot A + m_{11})} \right], \quad (3)$$

где $A = \frac{-g_{m1} \cdot R_L}{1 + G_{01} \cdot R_L}$, $R_e = \frac{R_L}{1 + G_{01} \cdot R_L}$, $B_1 = (g_{m2} + G_{02} \cdot A^3 + 3 \cdot m_{12} \cdot A + 3 \cdot m_{21} \cdot A^2)$,

$$B_2 = (g_{m2} + G_{02} \cdot A^2 + 2 \cdot m_{11} \cdot A).$$

Для оценки IP_3 по выражению (3) необходимо с высокой точностью определять коэффициенты степенных полиномов, отмеченных в (1) и (2). Зависимость коэффициентов крутизны (g_{m1} , g_{m2} и g_{m3}) можно найти методом численного дифференцирования экспериментальных ВАХ транзистора [5, 6].

Коэффициенты выходной проводимости G_{01} , G_{02} , G_{03} и взаимные (перекрестные) m_{11} , m_{12} и m_{21} имеют существенно меньшие величины, и при численном дифференцировании наблюдается значительный их разброс в зависимости от напряжения рабочей точки, относительно которой они определяются. Для более точного определения отмеченных коэффициентов было использовано аналитическое выражение, описывающее зависимость тока стока от напряжения на затворе U_g и стоке U_d вида

$$I_d(U_g, U_d) = \begin{cases} I_m \left[a \cdot \left(\frac{U_g - U_p}{|U_p| + U_0} \right)^2 - b \cdot \left(\frac{U_g - U_p}{|U_p| + U_0} \right)^3 \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_d) \cdot th(\beta \cdot U_d), & \text{if } U_g < U_p \\ 0 & \text{if } U_g > U_0, \\ I_m \cdot [(1 + \lambda \cdot U_d) \cdot th(\beta \cdot U_d)] & \text{if } U_g > U_0, \end{cases} \quad (4)$$

где I_m – ток насыщения стока; U_g – напряжение отсечки; U_0 – максимальное напряжение на затворе; a , b , λ , β – коэффициенты.

На основе разработанной методики был произведен расчет IP_3 для рНЕМТ-транзистора шириной 600 мкм, изготовленного ЗАО «НПФ Микран», для режима класса А ($U_d = 6$ В, $U_g = -0,8$ В). По экспериментальным ВАХ с помощью программы Microwave Office (MWO) численным дифференцированием была определена зависимость коэффициентов крутизны зависимого источника g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} от напряжения на затворе при постоянном напряжении стока $U_d = 6$ В, которая представлена на рис. 2.

Определение остальных коэффициентов выражения (3) производилось путем аналитического дифференцирования зависимости (4) в соответствии с (1) и (2). Для данного транзистора были определены параметры, входящие в формулу (4), обеспечивающие максимальное приближение к экспериментальной зависимости $I_d(U_g, U_d)$: ($I_m = 0,23$ А; $U_p = -1,8$ В; $a = 3,1$; $b = 2,5$; $\lambda = 0,04$; $\beta = 0,9$). На рис. 3 представлены рассчитанная и экспериментальная зависимости тока стока от напряжения на затвор-исток при $U_d = 6$ В.

Из графика рис. 2 и дифференцирования выражения (4) в соответствии с (1) и (2) для режима ($U_d = 6$ В, $U_g = -0,8$ В, $I_d = 125$ мА) были определены следующие необходимые для расчета IP_3 коэффициенты:

$$g_{m1} = 0,172 \text{ А/В}; \quad g_{m2} = -0,064 \text{ А/В}^2; \quad g_{m3} = -0,112 \text{ А/В}^3; \quad G_{01} = 0,0033 \text{ А/В}; \quad G_{02} = -4 \cdot 10^{-5};$$

$$G_{03} = 3,4 \cdot 10^{-6}; \quad m_{11} = 0,0097 \text{ А/В}^2; \quad m_{12} = -4,6 \cdot 10^{-5} \text{ А/В}^2; \quad m_{21} = -0,0022 \text{ А/В}^2.$$

На основе полученных коэффициентов был произведен расчет IP_3 в зависимости от сопротивления нагрузки, который представлен на рис. 4.

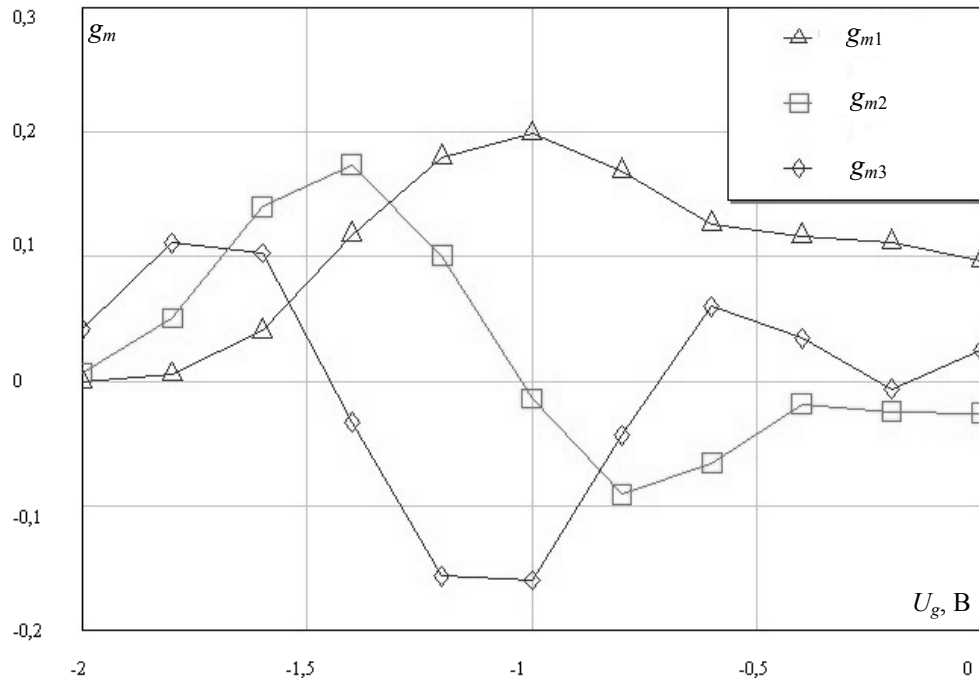


Рис. 2. Зависимость коэффициентов g_{m1} , g_{m2} и g_{m3} от напряжения затвор-исток при $U_d = 6$ В

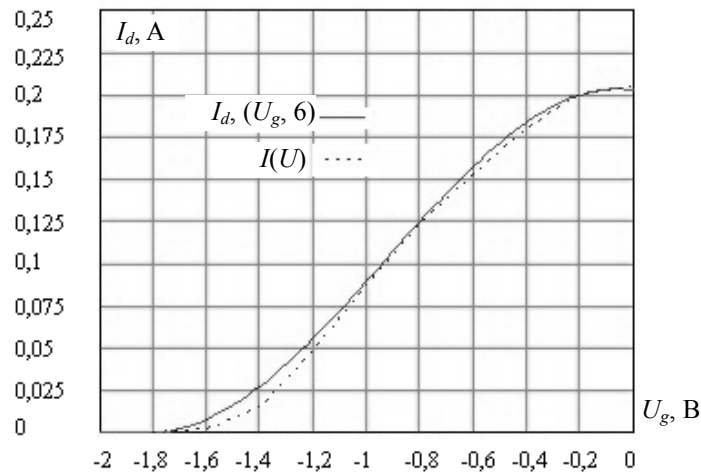
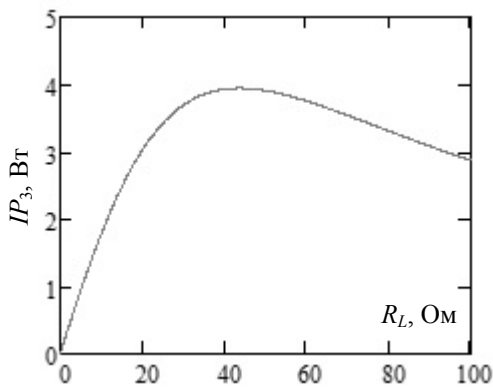


Рис. 3. Рассчитанная $I_d(U_g, 6)$ и экспериментальная $I(U)$ зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при $U_d = 6$ В



Из графика рис. 4 следует, что IP_3 имеет максимальное значение при сопротивлении нагрузки $R_L = 42$ Ом и составляет 3,93 Вт. Величину IP_3 принято оценивать в децибел милливаттах (дБм), которая определяется как:

$$IP_3 \text{ (дБм)} = 10 \lg IP_3 + 30. \quad (5)$$

В нашем случае IP_3 (дБм) примерно равна 36 дБм.

Рис. 4. Зависимость IP_3 от сопротивления нагрузки R_L

С помощью IP_3 (дБм) можно оценить и максимальную линейную мощность по критерию сжатия коэффициента передачи на 1 дБ ($P_{1дБ}$):

$$P_{1дБ} \text{ (дБм)} = IP_3 \text{ (дБм)} - 10. \quad (6)$$

В соответствии с выражением (6) величина $P_{1дБ}$ в нашем случае составляет 26 дБм (400 мВт). Следует отметить, что для реализации требуемого сопротивления нагрузки необходимо обеспечить на выходе транзистора комплексно-сопряженное согласование для компенсации реактивной составляющей выходного сопротивления нагрузки. Реактивная составляющая выходного сопротивления бескорпусного транзистора в основном определяется выходной емкостью, которая имеет малую нелинейную зависимость и может быть определена на основе малосигнальных S -параметров:

$$\text{Im}Z_{\text{out}} = j \cdot \frac{Z_0 \cdot 2 \cdot |S_{22}| \cdot \sin\Phi_{22}}{1 - 2 \cdot |S_{22}| \cdot \cos\Phi_{22} + |S_{22}|^2}, \quad (7)$$

где $Z_0 = 50$ Ом, $|S_{22}|$ и Φ_{22} – модуль и аргумент S_{22} .

Для подтверждения результатов расчета было проведено экспериментальное измерение выходной мощности и уровня ИМИ третьего порядка при двухчастотном входном воздействии на частоте $f = 11,5$ ГГц. На этой частоте $|S_{22}| = 0,5$, $\Phi_{22} = -79^\circ$, что в соответствии с (7) определяет реактивную составляющую -45 Ом. Таким образом, оптимальная нагрузка для получения максимального значения IP_3 на данной частоте равна

$$Z_{\text{нопт}} = 42 + j45 \text{ (Ом)}.$$

На рис. 5 представлена зависимость уровня ИМИ от выходной мощности, настроенного по выходу транзистора на сопротивление нагрузки, близкой к $Z_{\text{нопт}}$. Измерения производились при различной разности между основными частотами: $\Delta f = 100, 500$ кГц; 2,5 и 10 МГц.

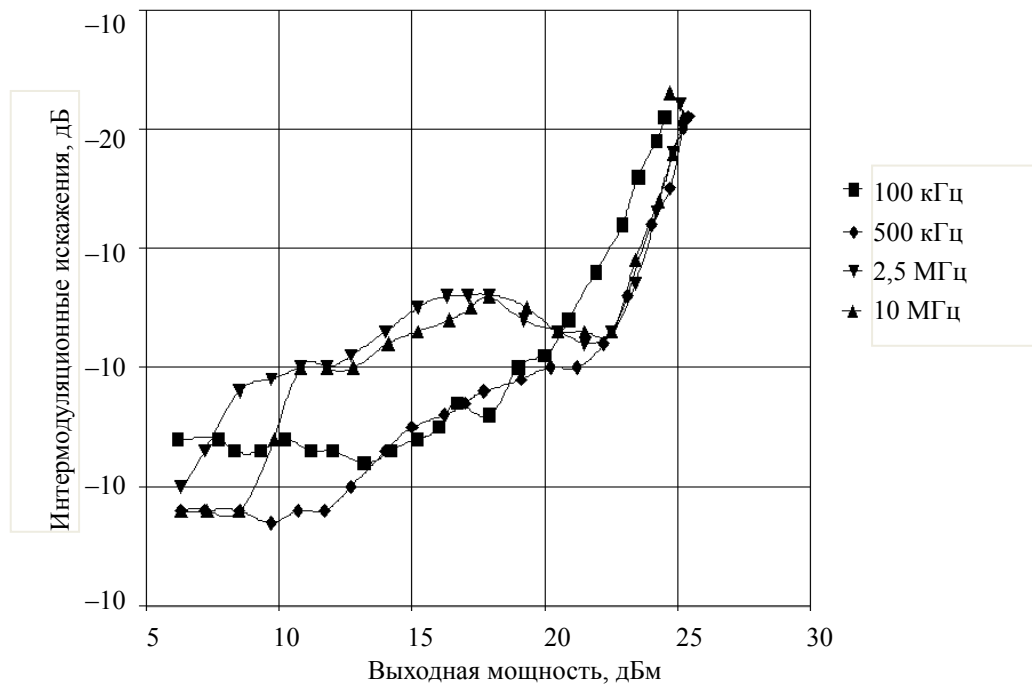


Рис. 5. Зависимость уровня ИМИ третьего порядка от выходной мощности на частоте 11,5 ГГц при $\Delta f = 100, 500$ кГц; 2,5 и 10 МГц

Следует отметить, что реальный уровень ИМИ имеет довольно сложную динамическую зависимость, связанную с влиянием нагрузки на разностной частоте и второй гармонике, а также нелинейных емкостей, которые не учитывались при анализе. Оценить значение IP_3 можно при выходной мощности более 20 дБм, когда уровень ИМИ для всех значений Δf примерно одинаков.

Величину IP_3 можно определить как:

$$IP_3(\text{дБм}) = 0,5|P_{\text{ИМИ}}|(\text{дБ}) + P_{\text{вых}}(\text{дБ}). \quad (8)$$

В этом случае IP_3 составляет примерно (36–38) дБм, что близко к расчетному.

Кроме двухчастотного воздействия, было произведено измерение выходной мощности при одночастотном воздействии при сжатии коэффициента передачи на 1 дБ, которое составило 26,2 дБм.

В заключение следует отметить, что предлагаемая методика определения оптимального сопротивления нагрузки, обеспечивающей максимальную линейную мощность по нелинейным критери-

ям на основании вольт-амперных характеристик и малосигнальных S -параметров, позволяет с довольно высокой точностью определить достигаемые значения IP_3 и $P_{1дБ}$.

Для более точного определения указанных величин полученное значение оптимальной нагрузки можно использовать в качестве нулевого приближения при проведении численных расчетов с помощью нелинейных моделей.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07 сентября 2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

Литература

1. Angelov I. Extensions of the Chalmers nonlinear HMT and MESFET model / I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia // IEEE Trans on Microwave Theory and Tech. – 1996. – Vol. 44, № 10. – P. 1664–1674.
2. Maas S. Nonlinear Microwave and RF Circuits. – Boston; London, 2003. – 582 p.
3. Дмитриев В.Д. Анализ и расчет СВЧ-усилителей на полевых транзисторах с барьером Шоттки по нелинейным критериям / В.Д. Дмитриев, А.И. Брунев, В.М. Коротаев // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника (Киев). – 1988. – № 7. – С. 68–71.
4. Minasian R. A. Intermodulation distortion and analysis of MESFET amplifiers using the Volterra series representation / IEEE Trans on Microwave Theory and Tech. – 1980. – Vol. 28, № 1. – P. 1–9.
5. Qu G. Characterising Intermodulation in High Electron Mobility Transistors: a thesis submitted in fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. – Australia: Macquarie University, 1999. – 303 p.
6. Parker A.E. Intermodulation Nulling in HEMT Common Source Amplifiers / A.E. Parker, G. Qu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters – 2003. – Vol. 11, № 3. – P. 109–111.

Дмитриев Владимир Дмитриевич

Канд. техн. наук, доцент каф. телекоммуникации и основ радиотехники ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-98
Эл. почта: dvd51@mail.ru

Коротаев Владислав Михайлович

Старший научный сотрудник НИИ СЭС при ТУСУРе, вед. специалист НПФ «МИКРАН»
Тел.: (382-2) 41-34-03
Эл. почта: vlad@micran.ru

Шишкин Дмитрий Александрович

Инженер-электроник НПФ «МИКРАН»
Тел.: (382-2) 41-34-03
Эл. почта: dash@micran.ru

Dmitriev V.D., Korotaev V.M., Shishkin D.A.

Estimation of pHEMT parameters in microwave field transistor by nonlinear criteria

This paper presents the method of estimation of intermodulation distortion of microwave FET based on Volt-amp characteristics. The optimum load resistance, ensuring maximum linear power is calculated. The calculation results are confirmed experimentally.

Keywords: intermodulation distortion, polynomial factors, load impedance, linear output power.