

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Диденко А.Н., Юшков Ю.Г. Мощные СВЧ-импульсы наносекундной длительности. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 112 с.
2. Орлов С.И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. – М.: Советское Радио, 1970. – 253 с.
3. Альтман Дж. Устройства сверхвысоких частот. – М.: Мир, 1968. – 487 с.
4. Chumerin P.Yu., Slinko V.N., Hovaev A.Yu. Resonant Pulse Compression for Generating Ultra-Short High Power Pulses in HF Band // Известия вузов. Физика. – 2006. – № 11. Приложение. – С. 425–426.
5. Артеменко С.Н., Каминский В.Л., Юшков Ю.Г. Вывод энергии из крупногабаритных осесимметричных резонаторов через сверхразмерную коаксиальную линию // Журнал технической физики. – 1993. – Т. 63. – № 2. – С. 105–112.
6. Юшков Ю.Г., Чумерин П.Ю., Артеменко С.Н. и др. Экспериментальное исследование воздействия сверхвысокочастотных импульсов на работу персонального компьютера // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46. – № 8. – С. 1020–1024.

Поступила 13.03.2009 г.

УДК 621.375.4:621.372.01

РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ НАГРУЗКИ СВЧ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

В.М. Коротаев, В.И. Туев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: tvi@tv2.tomsk.ru

Предложен метод определения оптимального значения комплексной нагрузки полевого транзистора в режиме усиления мощности, в основе которого лежат экспериментально измеренные на СВЧ энергетические параметры и параметры постоянного тока. Отклонение расчетных значений нагрузки от паспортных не превышает 10 %.

Ключевые слова:

Оптимальная нагрузка, вольтамперные характеристики, СВЧ полевые транзисторы.

При проектировании усилителей мощности СВЧ на полевых транзисторах (ПТ) необходимо иметь значение нагрузки, оптимальной по критерию максимума отдаваемой мощности. Такую нагрузку необходимо обеспечить усилительному элементу, чтобы полностью использовать его энергетические ресурсы.

Набор параметров, которым сопровождаются производители ПТ свои изделия, как правило, не содержат данных по нагрузке. Экспериментальное определение оптимальной по мощности нагрузки методом «Load pull» [1, 2] сопряжено с использованием сложных и дорогостоящих аппаратных и программных средств и может быть реализовано в специализированных лабораториях на фирмах-производителях полупроводниковых элементов. Предложенная в [3] методика опирается на нелинейные зависимости элементов эквивалентной схемы, определить которые также не менее трудоемко и сложно.

В [4] предложена методика определения оптимальной по мощности нагрузки расчетным способом, но она применима к ограниченному кругу ПТ, для которых допустимо считать активную составляющую выходного импеданса транзистора R_o бесконечно большой величиной. Широко используемые в настоящее время для усиления мощности СВЧ радиосигналов GaAs ПТ с затвором Шоттки (ПТШ) имеют конечное значение выходного сопротивления, которое зависит от мощности выход-

ного сигнала. Расчет основан исключительно на использовании вольтамперных характеристик (ВАХ). Вследствие этого методика принципиально не позволяет учесть отклонение параметров транзисторов, полученных в результате прямых измерений на СВЧ, от прогнозируемых величин этих параметров, полученных на основе ВАХ. Расхождение расчетных и экспериментальных данных по модулю и по фазе коэффициента отражения, определяющего оптимальную нагрузку, делает методику [4] не приемлемой для расчета усилителей мощности с применением специализированных программ автоматизированного проектирования.

В статье предлагается более точный расчетно-экспериментальный метод определения оптимальной нагрузки ПТ в режиме усиления мощности. Метод основан на измерении предельных параметров ПТШ в условиях создаваемых экспериментально режимов. Значения параметров используются в предложенных расчетных соотношениях для определения оптимальной нагрузки.

Типовая схема усилительного каскада на полевом транзисторе V_T приведена на рис. 1, а. Напряжение в цепь стока ПТ подается от источника постоянного напряжения E через дроссель L . Смещение затвор-исток обеспечивается через резистор R_i от внешнего источника U_3 , Z_{in} – комплексное сопротивление нагрузки, C_p – разделительные конденсаторы.

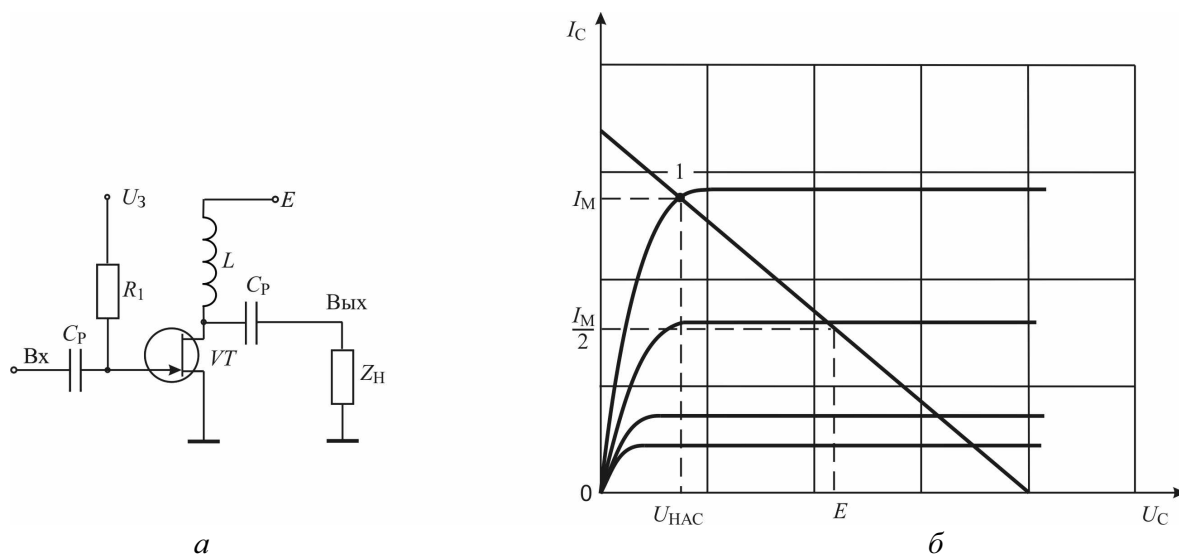


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная усилителя (а) и нагрузочная характеристика (б)

Известно [4], что максимальная выходная мощность достигается в том случае, когда точка пересечения нагрузочной характеристики и выходной ВАХ, соответствующей максимально допустимому напряжению затвор-исток (точка 1 на рис. 1, б), соответствует напряжению насыщения $U_{НАС}$ на стоке, т. е. границе между крутой и пологой областями выходной ВАХ.

В этом случае для режима класса А справедливо равенство

$$\frac{I_M}{2} |Z_{НЭКВ}| = E - U_{НАС}, \quad (1)$$

где I_M – размах тока стока транзистора VT ; $Z_{НЭКВ}$ – эквивалентное комплексное сопротивление нагрузки.

Широко используемая [1–5] упрощенная схема замещения выходной цепи усилителей на ПТШ без учета паразитных реактивных элементов выводов и корпуса транзистора приведена на рис. 2. Источник тока I_M моделирует усилительные свойства ПТ, R_b и C_b – эквивалентные сопротивление и емкость выходной цепи транзистора.

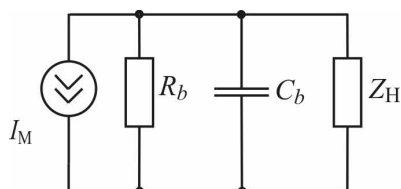


Рис. 2. Эквивалентная схема выходной цепи

Для схемы, рис. 2, эквивалентное сопротивление нагрузки определяется параллельным соединением R_b , C_b и нагрузки Z_H

$$Z_{НЭКВ} = \frac{Z_H Z_b}{Z_H + Z_b}, \quad (2)$$

где $Z_b = \frac{R_b}{1 + j\omega C_b R_b} = \text{Re } Z_b + j \text{Im } Z_b$; ω – частота усиливаемого сигнала.

Для целей последующего анализа перейдем от временного представления размаха тока стока транзистора I_M к его разложению в ряд Фурье [6]

$$I_M = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t), \quad (3)$$

где a_n – коэффициенты разложения ($n = 0, 1, \dots$).

Для обобщения полученных ниже расчетных соотношений на классы режимов усилительного элемента по постоянному току A и B введем отношение первой и нулевой гармоник в виде коэффициента

$$k = \frac{I_1}{I_0}. \quad (4)$$

В общем случае величина k определяется коэффициентами разложения импульса выходного тока в ряд (3). Например, для режима класса B численное значение коэффициента k равно $\pi/2$.

Режим класса A характеризуется следующей особенностью работы усилительного элемента. Сжатие коэффициента усиления при переходе из линейного режима в режим симметричного ограничения (с отсечкой и насыщением) начинает проявляться при функционировании транзистора в существенно нелинейном режиме. Правильно выбранный по постоянному току и нагрузке режим класса A характеризуется плавным переходом от линейного режима к двухсторонне ограниченному. С точки зрения линейности симметричное вхождение в отсечку и насыщение влечет сохранение линейной зависимости амплитудной характеристики. В случае, когда контроль линейности осуществляется по критерию сжатия коэффициента усиления по мощности на один децибел, транзистор функ-

ционирует в режиме сильного двухстороннего ограничения. Следствием этого является, в частности, хорошо известный факт отличия на 1...2 дБ мощности полного насыщения от мощности по сжатию коэффициента усиления на 1 дБ [4, 5, 7, 8]. Из этого же следует, что нагрузки для получения максимальной мощности насыщения и максимальной мощности в режиме класса А имеют близкие значения. Далее фактически определяется именно нагрузка для получения максимальной мощности насыщения.

В пределе при двустороннем ограничении синусоида по форме близка к меандру. Значения нулевой и первой гармоник спектральных составляющих однополярного меандра в соответствии с (3)

равны $I_0 = \frac{I_M}{2}$, $I_1 = \frac{2 \cdot I_M}{\pi}$, а численное значение коэффициента k в соответствии с (4) равно

$$k = \frac{I_1}{I_0} = \frac{4}{\pi}. \quad (5)$$

С учетом (2), (4) и (5) для режима работы транзистора с двусторонним ограничением сигнала выражение (1) может быть представлено в более общем виде

$$\left| \frac{Z_{\text{НДО}} Z_b}{Z_{\text{НДО}} + Z_b} \right| = \frac{E - U_{\text{НАС}}}{k I_0}, \quad (6)$$

где $Z_{\text{НДО}}$ – значение нагрузки, соответствующее максимальной мощности при двустороннем ограничении сигнала.

Можно показать, что в этом случае значения выходной мощности P_n и коэффициент полезного действия (КПД) η связаны с параметрами выходного импеданса и нагрузки $Z_{\text{НДО}}$ соотношением:

$$P_n = \frac{2 \cdot E^2 \eta^2 |Z_b + Z_{\text{НДО}}|^2}{k^2 |Z_b|^2 \text{Re} Z_{\text{НДО}}}. \quad (7)$$

Значение активной составляющей выходного импеданса транзистора R_b можно определить на основании допущения о постоянстве его величины во всем диапазоне частот при максимальной выходной мощности и неизменной величине η . Уравнения (6) и (7) в этом случае примут вид:

$$\frac{R_{\text{НДО}} R_b}{R_{\text{НДО}} + R_b} = \frac{E - U_{\text{НАС}}}{k I_0}, \quad (8)$$

$$\frac{R_{\text{НДО}} R_b^2}{(R_{\text{НДО}} + R_b)^2} = \frac{2 E^2 \eta^2}{k^2 P_n}, \quad (9)$$

где $R_{\text{НДО}}$ – активная составляющая нагрузки для линейной области усиления в режиме симметричного ограничения.

Входящие в уравнения параметры (ток стока в рабочей точке I_0 , выходная мощность P_n и коэффициент полезного действия η) могут быть определены экспериментально.

Совместное решение уравнений (8) и (9) позволяет определить значения R_b и $R_{\text{НДО}}$.

Значение емкости C_b может быть определено из малосигнальных параметров рассеяния на частоте усиливаемого сигнала с использованием известного выражения для выходного коэффициента отражения нагруженного по входу ПТШ [7]:

$$S_{22} = S_{22_0} + \frac{S_{21_0} S_{12_0} \Gamma_g}{1 - \Gamma_g S_{11_0}},$$

где S_{11_0} , S_{22_0} , S_{21_0} , S_{12_0} – параметры рассеяния транзистора в тракте стандартного волнового сопротивления; Γ_g – коэффициент отражения генератора, подключенного ко входу транзистора.

Подставляя найденные значения элементов эквивалентной схемы ПТ R_b и C_b в систему уравнений (6), (7) и решая относительно реальной и мнимой частей импеданса нагрузки, получим квадратное уравнение вида $ax^2 + bx + c = 0$ с коэффициентами, равными

$$a = D^2 [2F \text{Im}(Z_b) - 1]^2 + 4 |Z_b|^2 - 4D \text{Re} Z_b [2F \text{Im}(Z_b) - 1], \quad (10)$$

$$b = 4 \text{Re} Z_b^3 + 2D \text{Im} Z_g + 2D \text{Re} Z_b^2 + 4 \text{Re} Z_b \text{Im} Z_b^2 - 4FD \text{Re} Z_b^2 \text{Im} Z_b - 4FD \text{Im} Z_b^3 - 4D \text{Im} Z_b^2, \quad (11)$$

$$c = |Z_b|^4, \quad (12)$$

$$\text{где } D = \frac{(E - U_{\text{НАС}}) k P_n}{2 I_0 E^2 \eta^2}; \quad F = \frac{|Z_b|^2 I_0 k}{2(E - U_{\text{НАС}}) \text{Im} Z_b}.$$

Реальная часть оптимальной по мощности нагрузки $\text{Re} Z_{\text{НОПТ}}$ определяется по теореме Виета с использованием коэффициентов (10)–(12), а мнимая часть – по формуле

$$\text{Im} Z_{\text{НОПТ}} = \sqrt{D \text{Re} Z_{\text{НОПТ}} - (\text{Re} Z_{\text{НОПТ}})^2}. \quad (13)$$

Погрешность, вызванная сведением решения уравнений (6) и (7) к простому квадратному уравнению, может быть заменена их численным решением.

Экспериментальная проверка предложенного метода определения оптимальной нагрузки в режиме усиления мощности по критерию максимальной мощности проведена для *pHEMT* ПТ типа *TGF2021-01* с выходной мощностью 1,2 Вт при $\eta=50\%$. Сравнение рассчитанных в среде *AWR Microwave Office* и экспериментальных данных [8] произведено на частоте 10 ГГц, для которой в справочных данных имеется измеренное значение оптимальных нагрузок. Отклонение расчетного значения от экспериментально измеренного не превышает 10 % по фазе и 8 % по модулю коэффициента отражения оптимальной нагрузки.

Для иллюстрации полученных результатов на рис. 3 приведена круговая диаграмма, на которой показана экспериментально измеренная величина оптимальной нагрузки (Δ) [8], рассчитанная по

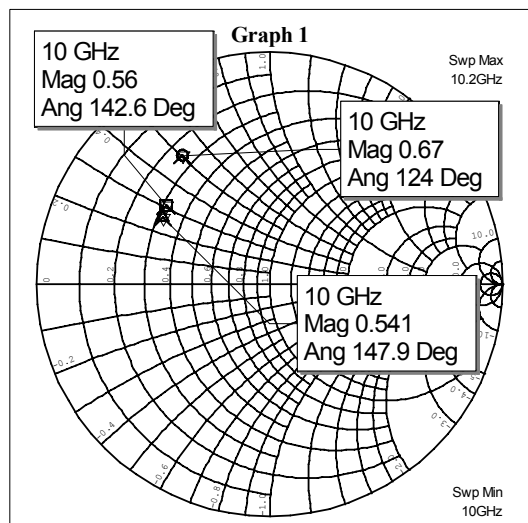


Рис. 3. Круговая диаграмма с экспериментально измеренным и расчетными значениями оптимальной нагрузки на максимум отдаваемой мощности

предложенному методу (□) и рассчитанная по методике [4] (○).

Максимальная выходная мощность усилителя при работе транзистора в режиме класса *B* имеет такое же значение, как и в режиме класса *A*, поскольку в обоих случаях энергетические параметры усилителя определяется полным использованием раскрыва ВАХ ПТ. Однако достигается этот результат при отличном от режима класса *A* значении оптимальной нагрузки, рассчитанной по алгоритму (11)–(13) с учетом численного значения экспериментально измеренной величины КПД, а также иного численного значения коэффициента *k*.

Таким образом, предложенный метод, заключающийся в измерении тока стока в рабочей точке, выходной мощности и КПД в режиме двухстороннего глубокого ограничения усиливаемого синусоидального сигнала с последующим расчетом по предложенным формулам, позволяет определить комплексное значение оптимальной по мощности нагрузки полевых СВЧ транзисторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Takayama Y. A New Load-pull Characterization Method for Microwave Power Transistor // IEEE MTT-S Symposium Digest. – June 1976. – P. 218–220.
2. De Nek A.P. A Novel Fast Search Algorithm for an Active Load-pull measurement system // GAAS'98 Symposium Digest. – October 1998. – P. 268–273.
3. Дмитриев В.Д., Брунев А.И., Кортаев В.М. Анализ и расчет СВЧ усилителей на полевых транзисторах с барьером Шоттки по нелинейным критериям // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – Т. 31. – № 7. – С. 68–71.
4. Cripps S. C. A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-pull Power Contours // IEEE MTT-S Symposium Digest. – 1983. – P. 221–223.
5. Snider D. M. A Theoretical Analysis and Experimental Conformation of the Optimally Loaded and Over-driven RF Power Amplifier // IEEE Trans. Electron Devices. – December 1967. – V. ED-14. – P. 851–857.
6. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1994. – 480 с.
7. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ / Пер. с англ. под ред. А.С. Галина. – М.: Радио и связь, 1981. – 200 с.
8. Data Sheet X-band Discrete Power pHEMT TGF2021-01 [Электронный ресурс]. – режим доступа: http://www.triquint.com/prodserve/more_info/proddisp.asp. – 07.08.2007.

Поступила 18.02.2009 г.