

Компактная модель транзистора: план действий для успешной разработки усилителя

Тони Гасселинг, компания AMCAD Engineering (Франция)

Перевод: Елена Кириленко

В статье описаны особенности построения компактной модели СВЧ-транзистора, которая позволяет создать эффективное проектное решение, ускорить процесс разработки усилителя, снизить трудоёмкость работ и в сжатые сроки вывести на рынок новое изделие.

Разработчики СВЧ-транзисторов используют современные модели транзисторов со времён их появления в середине 1970-х гг. Такие модели позволили инженерам создавать новые топологии транзисторов без необходимости реализации множества прототипов и выполнения многочисленных итераций. Как выбрать подходящую модель среди множества существующих подходов? На сегодняшний день наиболее часто применяются следующие три типа моделей: физическую модель, компактную модель и поведенческую модель.

Физические модели, как следует из названия, основаны на физических принципах работы устройства, изготовленного по конкретной технологии. Эти модели относятся к самому транзистору, а не к общей схеме. Особенность этой модели заключается в использовании сложной системы уравнений, что может привести к трудоёмкому и затратному по времени процессу моделирования. Преимуществом физической модели является то, что по срав-

нению с другими моделями пределы её использования весьма широки, так как уравнения описывают сложные физические законы, а не результаты реальных измерений.

Компактные модели транзисторов, которые построены на результатах измерения вольт-амперных характеристик (ВАХ) и S-параметров, позволяют разработчикам уделить основное внимание проектированию схем, а не транзисторов. Компактные модели транзисторов, полученные на основе измерения ВАХ и S-параметров в квази-изотермических условиях и подтверждённые с помощью измерений методом согласования нагрузок, содержат сокращённое количество параметров. В отличие от других типов моделей, компактные модели учитывают такие сложные явления, как электротермические эффекты и эффекты захвата носителей заряда на ловушках. Моделирование работы транзисторов в нелинейных режимах позволяет в дальнейшем с высокой точностью прогнозировать характеристики усилителя при воздействии сложных модулированных сигналов (например, амплитуда вектора ошибок (EVM) и коэффициент мощности в смежном канале (ACPR)), поскольку учитываются низкочастотные и высокочастотные эффекты памяти. Компактные модели оптимальны для бескорпусных транзисторов (кристаллов), так как их разработка основывается на измерениях ВАХ и S-параметров, которые не вызывают затруднений и не требуют много времени. Модели для транзисторов в корпусе должны включать в себя модель кристалла, модель соединений, а также модель корпуса, поэтому их создание более трудоёмко и связано с дополнительными затратами.

Поведенческие модели, основанные на измерениях в частотной области, менее гибки, чем физические и компактные модели, однако могут быть без труда разработаны для любых типов компонентов (в том числе, бескорпусных транзисторов и транзисторов в корпусе). Поведенческие модели считаются моделями типа «чёрный ящик», в которых известными являются только отклики компонента на некий входной сигнал управления, поэтому такие модели корректны только при определённых рабочих условиях. Этот тип моделей находится в стадии проведения активных разработок. Недавно такой тип модели был усовершенствован тем, что в ней стали учитывать эффекты памяти [1, 2], однако, будучи табличной моделью, она не может быть такой же полной и завершённой, как модель, построенная на основе уравнений.

Очевидно, что любой тип модели, будь то физическая, компактная или поведенческая, имеет свои преимущества и недостатки, как показано на рисунке 1. Хотя не существует универсальной модели для всех случаев, компактные модели транзисторов обеспечивают кратчайшие сроки разработки при максимальной гибкости для бескорпусных транзисторов.

Разработка компактных моделей транзисторов была и остаётся важным направлением деятельности университетов и институтов по всему миру [3–9]. По этой причине опубликовано большое количество работ, посвящённых исследованиям в этой области. В данной статье основное внимание уделено описанию процесса экстракции моделей полевых транзисторов с широкой запрещённой зоной, в частности, полевых транзисторов на нитриде галлия (GaN). Идеальная компактная модель GaN-транзистора должна точно описывать работу устройства при различных значениях температур, напряжений смещения и СВЧ-мощности. Процесс разработки компактной модели полевого транзистора на нитриде галлия, пока-

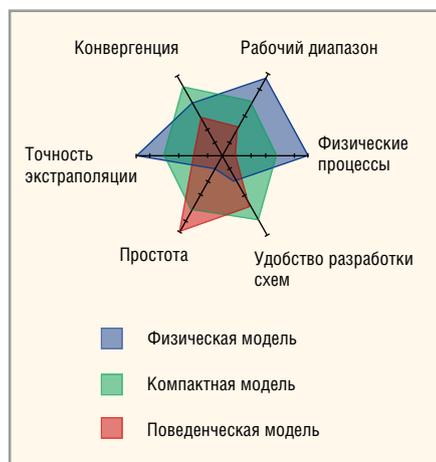


Рис. 1. Типы моделей приборов при больших сигналах

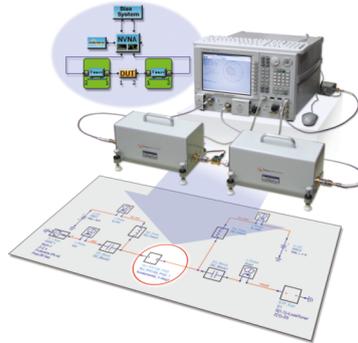
РЕШЕНИЯ ДЛЯ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Maury Microwave предлагает широкий спектр решений для измерения характеристик СВЧ-устройств

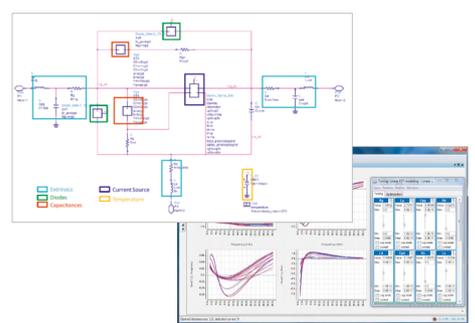
Load-Pull измерения с векторными приемниками



NVNA, измерения во временной области и измерения X-параметров



Линейное и нелинейное компактное моделирование



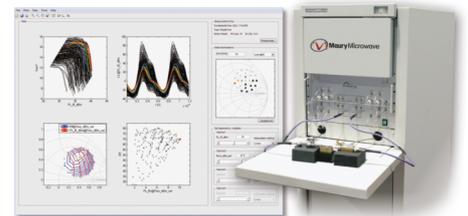
Измерение шумовых параметров



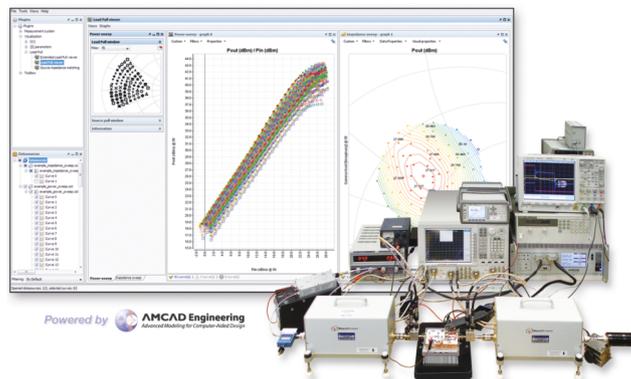
Активный Load-Pull, гибридный Load-Pull



Активный Load-Pull с широким размахом по импедансу для модулированных сигналов



Гармонический Load Pull в режиме импульсного смещения для устройств GaN и WBG



занный на рисунке 2, состоит из следующих этапов:

- экстракция линейной модели на основе результатов измерений мало-сигнальных S-параметров;
- экстракция нелинейной модели на основе результатов импульсных измерений ВАХ;
- моделирование нелинейных ёмкостей на основе результатов синхронных импульсных измерений ВАХ-и СВЧ-параметров;
- электротермическое моделирование с контролем температуры;
- моделирование эффекта захвата носителей заряда на ловушках.

Кроме того, компактная модель транзистора также может быть подтверждена с помощью измерений методом согласованных нагрузок.

ЭКСТРАКЦИЯ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ

Первым шагом в экстракции линейной модели является использование измеренных S-параметров для определения внешних паразитных элементов транзистора ($R_g, L_g, C_{pg}, R_d, L_d, C_{pd}, R_s$ и L_s), которые показаны на рисунках 3 и 4. После определения номиналов внешних элементов данные S-параметры могут быть пересчитаны для внутренней базовой плоскости модели, а набор значений внутренних параметров транзистора ($C_{gs}, C_{gd}, G_m, G_d, C_{ds}, R_p, T_{av}, R_{gd}$) может быть получен на основе известных уравнений, опубликованных в литературе [10, 11].

В процессе оптимизации модели основной задачей этапа линейного моделирования является определение величин внешних параметров, которые, в свою очередь, позволяют получить набор внутренних параметров с постоянными по частоте значениями. Во время оптимизации измеренные и смоделированные S-параметры сравниваются между собой во всей полосе частот СВЧ-сигнала. Измеренные S-параметры преобразуются в соответствующие Y- и Z-параметры. Затем эти Y- и Z-параметры можно сравнивать во внешней и внутренней плоскостях моделирования.

ЭКСТРАКЦИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ НА ОСНОВЕ ИМПУЛЬСНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ВАХ

В процессе экстракции нелинейной модели используются импульсные измерения ВАХ для изучения зависимости рабочих характеристик от тем-

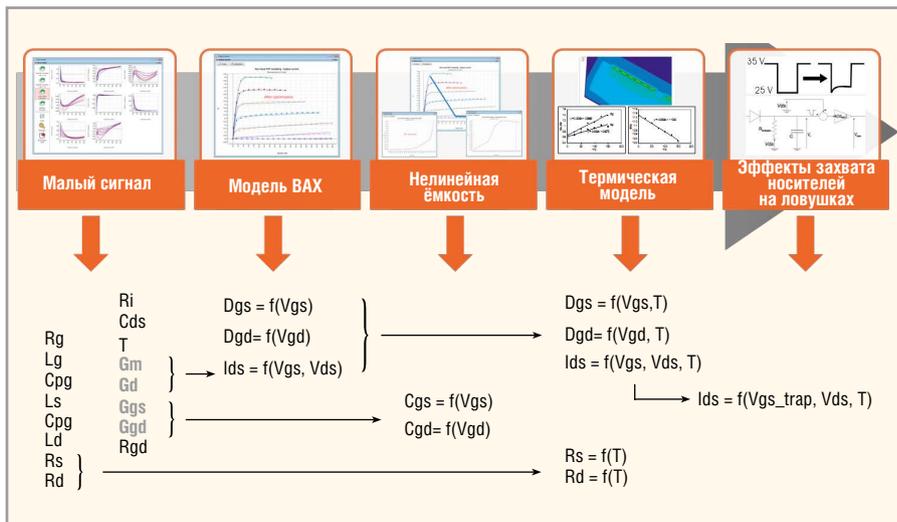


Рис. 2. Порядок экстракции компактной модели полевого транзистора

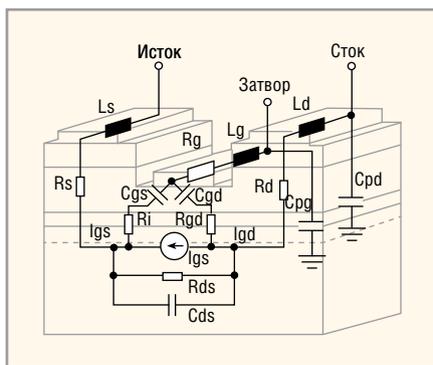


Рис. 3. Эквивалентная схема компактной модели полевого транзистора

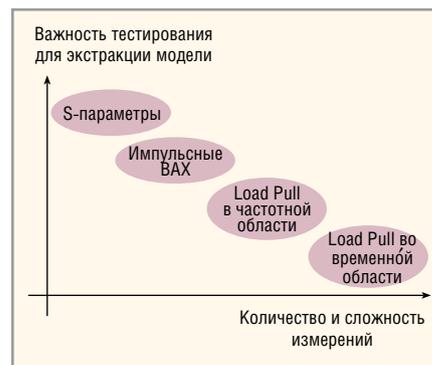


Рис. 4. Измерения, необходимые для получения компактной модели

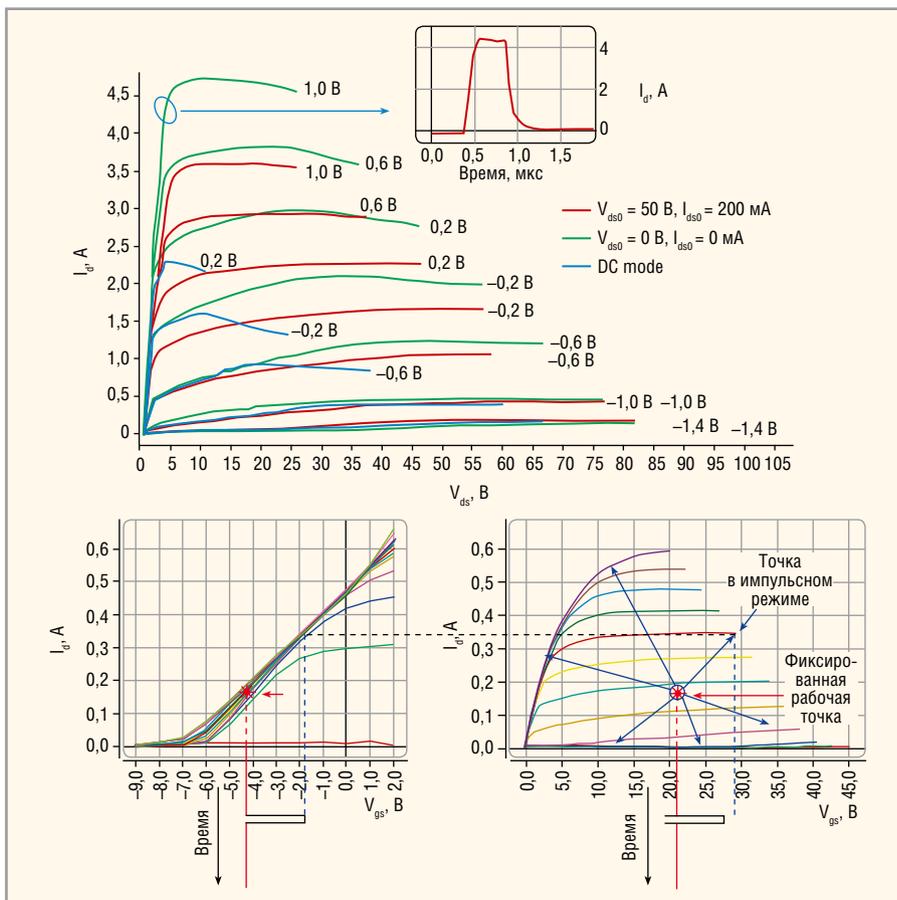


Рис. 5. Вольт-амперные характеристики при постоянном токе и в импульсном режиме

пературы (в том числе, явления само-разогрева) в области безопасной работы транзистора (см. рис. 5) [12]. При измерениях используются импульсы с достаточно малой длительностью, чтобы исключить сильные температурные скачки во время импульса, и достаточно малый коэффициент заполнения, чтобы избежать отключения средних значений температуры. Таким образом, измерения ВАХ в импульсном режиме будут выполнены в квази-изотермических условиях.

Для завершения электротермической модели важно определить полное тепловое сопротивление транзистора, чтобы можно было динамически прогнозировать рабочие характеристики в зависимости от температуры тестируемого устройства (температуры рабочего столика зондовой системы) и само-разогрев [9, 13]. Для получения полного теплового сопротивления проводится два типа измерений.

Для экстракции теплового сопротивления сначала выполняются измерения ВАХ как при постоянном токе (DC), так и в режиме коротких импульсов. Затем, как показано на рисунке 6, измерения проводятся в режиме более длинных импульсов, чтобы исследовать уменьшение величины тока со временем и получить величину тепловой ёмкости. Конструкция транзистора, количество слоёв, тип основных носителей заряда, теплоотвод и многое другое влияет на то, как температура (а, следовательно, и рабочие характеристики) изменяется во времени. Полное тепловое сопротивление может быть смоделировано с использованием комбинации нескольких тепловых сопротивлений и тепловых ёмкостей, представляющих различные постоянные времени. Данная тепловая цепь обеспечивает эквивалентную температуру р-п-перехода транзистора в зависимости от подводимой мощности постоянного тока и используется в различных моделях вспомогательных цепей (сопротивления, источник тока, диоды и цепи пробоя), которые могут быть связаны с напряжением, током и температурой.

В примере, показанном на рисунке 7, входные токи диодов должны быть смоделированы с помощью эквивалентных нелинейных источников тока, способных генерировать положительный ток на затворе при прямом смещении транзистора с малыми значениями напряжения на стоке V_{ds} и большими зна-

чениями напряжения на затворе V_{gs} , а также способных генерировать отрицательный ток при больших значениях напряжения на стоке V_{ds} и напряжении отсечки на затворе V_{gs} . Для обеспечения сходимости, модель выходного источника тока должна быть непрерывной в п-м-порядке для любых значений V_{gs} и V_{ds} . В модели AMCAD-FET используется модель источника тока, которая может быть описана следующими уравнениями:

$$I_{ds} = U \times \tanh(\alpha V_{ds}), \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{(\alpha_1 - \alpha_2) \tanh(-V_{gs} + V_{g1})}{(\alpha_1 + \alpha_2)} \right), \quad (2)$$

$$U = F_a \times \left(I_1 (V_1 + \lambda) + \frac{(V_{ds} - V_{dsp})}{R_{dso}}, R_u, U_0 \right), \quad (3)$$

$$V_1 = F_p (V_{gs}, V_{ds}), \quad (4)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, V_{gs1}, I_1, \lambda, V_{dsp}$ и R_{dso} – это параметры. Функция F_a определяет нижний предел соответствующей функции с произвольным значением U_0 и регулируемым параметром плавности перехода R_u . Функция F_p – полином n-го порядка с двумя переменными (V_{gs}, V_{ds}). Кроме того, на пластине измерения могут быть проведены повторно для различных значений температуры рабочего стола (зондовой станции). Это позволяет определить температурно-зависимые переменные и применить их к модели.

ЭКСТРАКЦИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗУЛЬТАТОВ ИМПУЛЬСНЫХ ВАХ/СВЧ-ИЗМЕРЕНИЙ

Моделирование нелинейных ёмкостей, определяющее модели C_{gd} и C_{gs} , достигается за счёт синхронизированных импульсных СВЧ-измерений (импульсных измерений S-параметров) и импульсных измерений ВАХ на высокочастотной нагрузочной кривой. Хотя нелинейная ёмкость может быть смоделирована уравнениями, зависящими одновременно от напряжений V_{gd} и V_{gs} (так называемые «двумерные модели»), было показано, что одномерные модели ёмкости имеют лучшую сходимость без потери точности [14]. Поэтому модель ёмкости C_{gd} связана с V_{gd} , в то время как модель ёмкости C_{gs} зависит от V_{gs} .

Ёмкость обратной связи C_{gd} зависит, в большей степени, от напряжения стока, поэтому её необходимо учитывать в режиме большого сигнала.

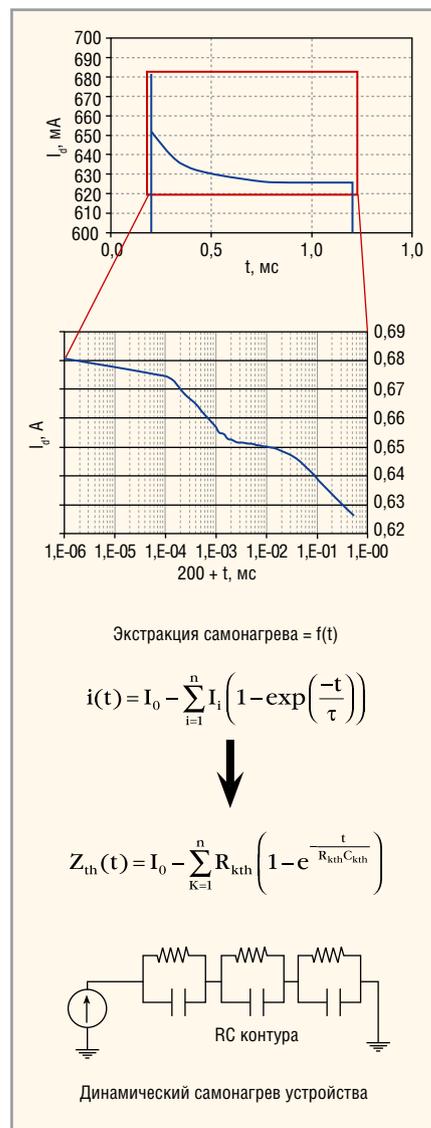


Рис. 6. Экстракция температурной модели

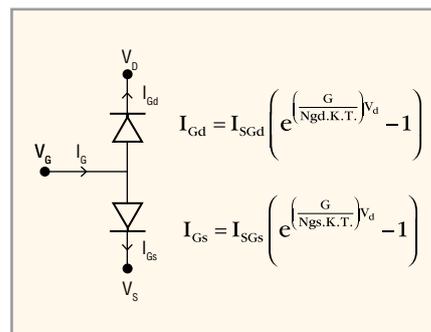


Рис. 7. Модель тока затвора

ла. Модель C_{gd} определяется следующим уравнением:

$$C_{gd} = C_{gd0} + \frac{C_{gd1} + C_{gd0}}{2} \left[1 + \tanh(c(V_{gd} + V_n)) \right] - \frac{C_{gd2}}{2} \left[1 + \tanh(d(V_{gd} + V_q)) \right]. \quad (5)$$

Одномерная модель ёмкости C_{gd} , показанная на рисунке 8, изначально оптимизирована для транзисторов на основе арсенида галлия (GaAs),

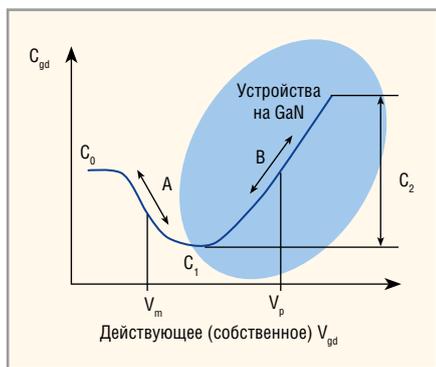


Рис. 8. Нелинейная ёмкость C_{gd}

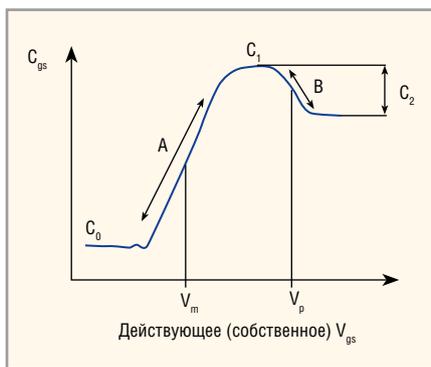


Рис. 9. Нелинейная ёмкость C_{gs}

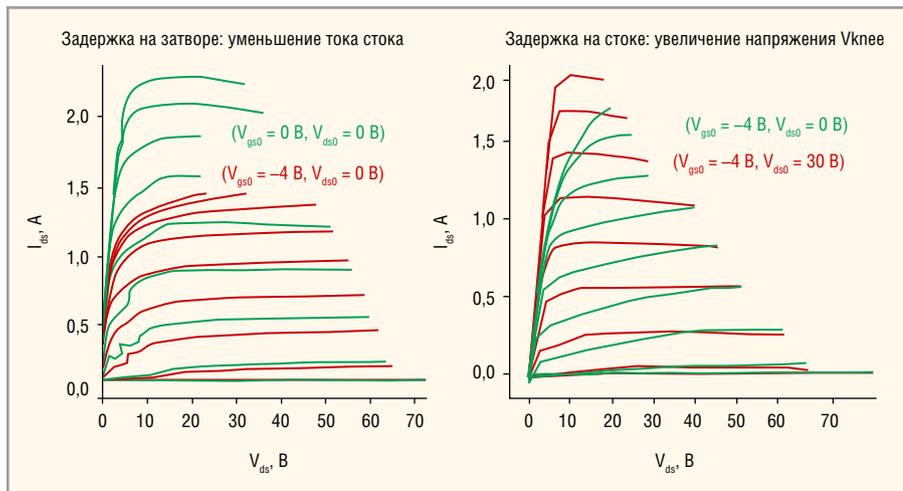


Рис. 10. Эффекты захвата носителей на ловушках

но была доработана для применения к технологии GaN. На той же высокочастотной нагрузочной кривой одномерная модель входной ёмкости C_{gs} , показанная на рисунке 9, сильно зависит от напряжения на затворе. Нелинейность напряжения затвора значительно влияет на частотную характеристику модели. Ёмкость может быть смоделирована следующим уравнением:

$$C_{gs} = C_{gs0} + \frac{C_{gs1} + C_{gs0}}{2} [1 + \tanh(a(V_{gs} + V_m))] - \frac{C_{gs2}}{2} [1 + \tanh(b(V_{gs} + V_p))]. \quad (6)$$

Выходная ёмкость C_{ds} линейна; зависимость от напряжения не учитывается из-за слабого влияния на конечное усиление.

ЭФФЕКТЫ ЗАХВАТА НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА НА ЛОВУШКАХ

Для экстракции нелинейной модели также используют импульсные измерения ВАХ для выделения эффекта захвата носителей заряда на ловушках в зависимости от выбранной рабочей точки. Эффекты захвата являются паразитными эффектами, снижающими мак-

симальный выходной ток. Заряд и разряд ловушек влияют на значение тока I_{ds} и ведут к резкому спаду тока. Ловушки представляют собой энергетические состояния в запрещённой зоне, которые могут быть заняты дырками или электронами. Электроны или дырки занимают эти уровни на определённый период времени и не принимают участие в проводимости. Отсюда и появился термин «захват носителей на ловушках». Захват носителей на ловушках является результатом существования примесей и дефектов в кристаллической решётке материала транзистора и влияет на работу транзистора на сверхвысоких частотах.

Импульсные измерения ВАХ используются для изучения отдельных эффектов захвата носителей и позволяют отделить эффекты поверхностного захвата (задержки включения транзистора по затвору) от эффектов захвата в буферном слое (задержки включения по стоку). При выполнении импульсных измерений ВАХ важно убедиться, что длительность импульсов меньше постоянной времени эмиссии ловушек. Также во время проведения измерений важно поддерживать постоянную температуру, чтобы быть уверен-

ными в том, что изменения в поведении устройства происходят из-за эффекта захвата носителей на ловушках, а не из-за изменения температуры.

Эффект задержки на затворе связан, главным образом, с поверхностным захватом носителей заряда на ловушках. Для того чтобы выделить эти эффекты среди прочих, проводятся две серии измерений с одинаковыми мощностями рассеяния, равными нулю. При проведении импульсных измерений ВАХ выбираются следующие две фиксированные рабочие точки:

- QP_1 ; $V_{gs0} = V_p, V_{ds0} = 0$ В;
- QP_2 ; $V_{gs0} = 0$ В, $V_{ds0} = 0$ В.

Здесь V_p – напряжение отсечки затвора. Так как мощности рассеяния при измерениях равны нулю, то любые различия между характеристиками ВАХ могут быть объяснены наличием задержки на затворе.

Задержка на стоке связана, в основном, с захватом носителей заряда на ловушках в буферной зоне. Для того чтобы отделить эти эффекты проводятся также две серии измерений с одинаковыми мощностями рассеяния, равными нулю. При проведении импульсных измерений ВАХ выбираются следующие две рабочие точки:

- QR_1 ; $V_{gs0} = V_p, V_{ds0} = 0$ В;
- QR_3 ; $V_{gs0} = 0$ В, $V_{ds0} \gg 0$ В.

Примеры типичных ВАХ с эффектами задержки на затворе и стоке показаны на рисунке 10.

Паразитные эффекты захвата носителей на ловушках могут быть смоделированы с помощью эквивалентной схемы, состоящей из цепей, моделирующих задержки на затворе и стоке, которые управляются напряжением на затворе [15] для учёта влияния этих эффектов на выходной ток. Гистерезис задержек включения можно смоделировать схемой, содержащей диоды, которые отражают несимметричность времени захвата и времени эмиссии [16].

ИЗМЕРЕНИЯ МЕТОДОМ СОГЛАСОВАННЫХ НАГРУЗОК ДЛЯ ПОДТВЕРЖДЕНИЯ КОРРЕКТНОСТИ МОДЕЛИ

Измерения методом согласованных нагрузок проводят для проверки и подтверждения корректности компактной модели транзистора при сопротивлении, отличном от 50 Ом, путём изменения импедансов в тракте транзистора с последующим сравнением измеренных и смоделированных параметров.

Для достижения хорошей корреляции между измеренными и смоделированными результатами необходимо использовать систему измерения методом согласованных нагрузок с векторным приёмником (в режиме реального времени), как показано на рисунке 11. В данной системе используется векторный приёмник, калиброванный в плоскости измеряемого устройства, что позволяет измерить входной импеданс транзистора при большом уровне сигнала. Зная входной импеданс транзистора, можно согласовывать его с импедансом источника, что позволит корректно сравнить коэффициент усиления по мощности. Коэффициент усиления по мощности напрямую зависит от внутренних параметров транзистора, содержащихся в модели, в то время как коэффициент передачи является только показателем того, как согласован транзистор. Несогласованность между импедансом источника и входным импедансом транзистора может скрывать нестабильные рабочие состояния, в которых входной импеданс транзистора может оказаться отрицательным по отношению к импедансу нагрузки. Также нужно отметить, что входной импеданс изменяется в зависимости от уровня подаваемой на транзистор мощности. Данные измерения входного импеданса важны для подтверждения модели. Эффективность модели оценивается по её способности точно прогнозировать рост и/или компрессию коэффициента усиления, что является главным фактором, влияющим на линейность усилителя.

Измерения методом согласованных нагрузок во временной области также могут быть использованы для подтверждения модели [19]. В дополнение к параметрам, полученным при измерениях в частотной области, измерения методом согласованных нагрузок во временной области позволяют учитывать форму сигнала напряжения и тока, а также нагрузочные кривые. При правильной калибровке и преобразовании параметров во внутреннюю базовую плоскость транзистора радиочастотная нагрузочная кривая может быть отображена на графике и наложена на ВАХ транзистора. Это позволяет сравнить результаты измерений и моделирования, как показано на рисунке 12. Сигналы изменения напряжения и тока во времени, а также нагрузочные кривые могут быть использованы для того, чтобы выявить

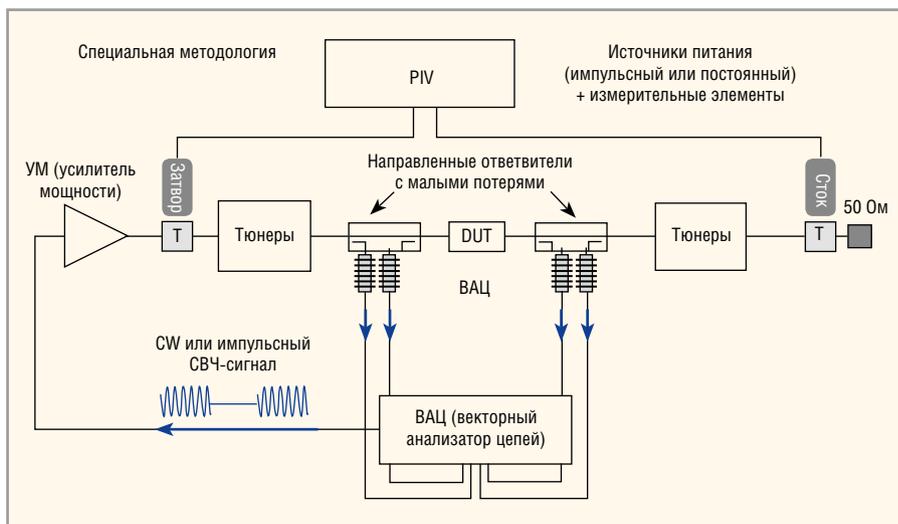


Рис. 11. Схема измерений методом согласования нагрузок на базе векторного анализатора цепей (VNA)

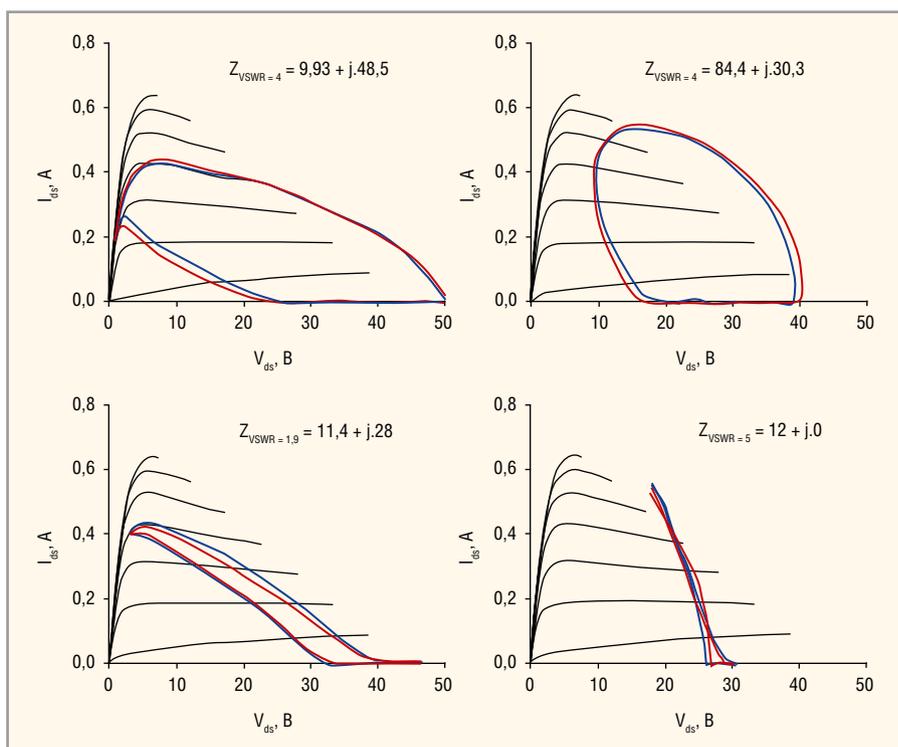


Рис. 12. Подтверждение корректности модели

факт работы транзистора вблизи точки пробоя или же для подтверждения класса рабочего режима (А, АВ, С, Е, F, F-1, G и других).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В условиях конкурентного рынка разработчики усилителей вынуждены создавать инновационные решения в кратчайшие сроки и с максимальной эффективностью с точки зрения затрат. Это означает необходимость достижения успеха в разработке продукта с первого раза, чтобы выйти на рынок как можно раньше. Компактная модель является первым и наиболее важным шагом в процессе разра-

ботки монолитных СВЧ-интегральных схем. Использование такого типа моделей позволяет создать успешный проект без дополнительных итераций и вывести его на рынок быстрее конкурентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dementitroux W., Maziere C., Gasseling T., Gustavsen B., Campovecchio M., Quere Q. A New Multi-Harmonic and Bilateral Behavioral Model Taking into Account Short Term Memory Effect. Microwave Conference (EuMC). 2010. European Publication Year. P. 473–476.
2. Verspecht J., Horn J., Root D.E. A Simplified Extension of X-Parameters to Describe Memory Effects for Wideband Modu-

lated Signals. IEEE Microwave Measurements Conference (ARFTG). 2010. 75th ARFTG. P. 1–6.

3. *Rudolph M., Fager C., Root D.E.* Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques. (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series). Cambridge. U.K. Cambridge Univ. Press. 2012.

4. *Aaen P., Pla J.A., Wood J.* Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs. (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series). Cambridge. U.K. Cambridge Univ. Press. 2007.

5. *Dunleavy L., Baylis C., Curtice W., Connick R.* Modeling GaN: Powerful but Challenging. IEEE Microwave Magazine. 2010. October. Vol. 11. Issue 6. P. 82–96.

6. *Avolio G., Schreurs D., Raffo A., Crupi G., Angelov I., Vamini G., Nauwelaers B.* Identification Technique of FET Model Based on Vector Non-linear Measurements. IET Journal. Electronics Letters. 2011. Vol. 47. Issue 24. P. 1323–1324.

7. *Curtice W.R.* Nonlinear Modeling of Compound Semiconductor HEMTs State of the Art. IEEE MTT-S International. 2010. P. 1194–1197.

8. *Angelov I., Zirath H., Rorsman N.* A New Empirical Model for HEMT Devices. Microwave Symposium Digest. 1992. Vol. 3. IEEE MTT-S International. P. 1583–1586.

9. *Charbonniaud C., Xiong A., Dellier S., Jardel O., Quere R.* A Non Linear Power HEMT Model Operating in Multi-Bias Conditions. Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). 2010. European. P. 134–137.

10. *Bertho M., Bosch R.* High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications. Transactions on Microwave Theory and Techniques 39.2. 1991. P. 224–229.

11. *Dambrine G., Cappy A., Heliodore F., Playez E.* A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit. Microwave Theory and Techniques, IEEE. 1988. Vol. 36. Issue 7. P. 1151–1159.

12. *Teyssier J.P., Bouysse P., Ouarch Z., Barataud D., Peyretailade T., Quere R.* 40-GHz/150-ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization. Microwave Theory and Techniques, IEEE. 1998. Vol. 46. Issue 12. P. 2043–2052.

13. *Lonac J.A., Santarelli A., Melczarsky I., Filicori F.* A Simple Technique for Measuring the Thermal Impedance and the Thermal Resistance of HBTs. Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium. 2005. European. P. 197–200.

14. *Forestier S., Gasselting T., Bouysse Ph., Quere R., Nebus J.M.* A New Nonlinear Capacitance Model of Millimeter Wave Power PHEMT for Accurate AM/AM–AM/PM Simulations. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE. 2004. January. Vol. 14. N 1. P. 43–45.

15. *Matsunaga N., Yamamoto M., Hatta Y., Masuda H.* An Improved GaAs Device Model for the Simulation of Analog Integrated Circuit. Electron Devices, IEEE. 2003. Vol. 50. Issue 5. P. 1194–1199.

16. *Jardel O., De Groote F., Reveyrand T., Charbonniaud C., Teyssier J.-P., Floriot D., Quere R.* An Electrothermal Model for AlGaN/GaN Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR. Microwave Theory Tech. 2007. Dec. Vol. 55. N 12. Pt. 2. P. 2660–2669.

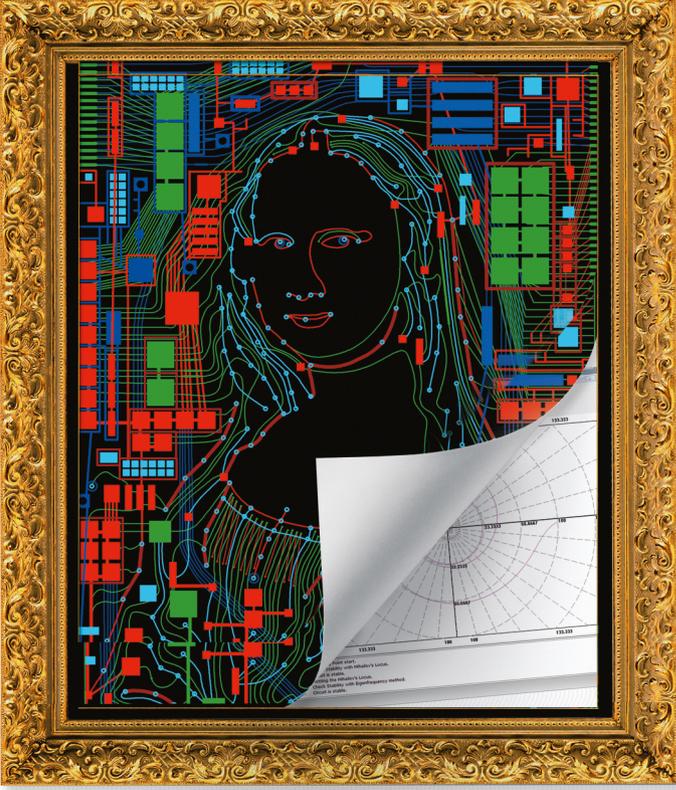
17. *Dudkiewicz S.* Vector-Receiver Load Pull Measurements. Microwave Journal. 2011. Feb. P. 88–98.

18. *Gasselting T., Barataud D., Mons S., Nebus J.M., Villotte J.P., Quere R.* A New Characterization Technique of Four Hot S parameters. IEEE MTT-S International. 2003. Vol. 3. P. 1663–1666.

19. *De Groote F., Teyssier J.P., Gasselting T., Jardel O., Verspecht J.* Introduction to Measurements for Power Transistor Characterization. IEEE Microwave Magazine. 2008. June. Vol. 9. Issue 3. P. 70–85.



САПР





Вер. 6.1
TOPOR

Топологический
трассировщик
печатных плат



Вер. 2.3 NEW
SIMONE

Пакет моделирования
электронных схем

Тел.: (495) 232-1864 • www.eremex.ru

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ПОСТАВЩИК ПРОДУКЦИИ EREMEX



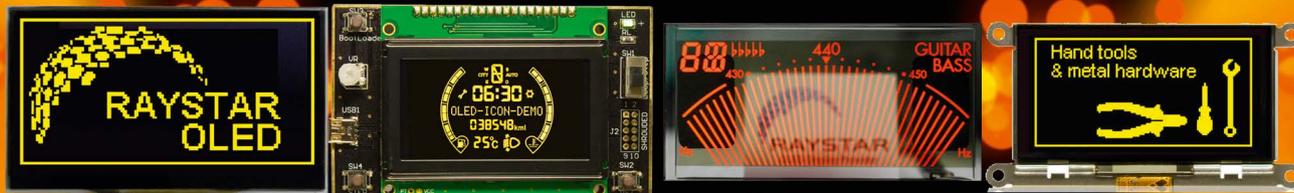
Тел.: (495) 234-0636 • info@prosoft.ru • www.prosoft.ru





Лучшая замена ЖК-панелям

OLED-дисплеи Raystar



Специсполнение по ТЗ заказчика

Прозрачные модели

АВТОМОБИЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА • СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ • ИЗМЕРИТЕЛИ МОЩНОСТИ • БЫТОВАЯ ТЕХНИКА • МЕДИЦИНСКИЕ ПРИБОРЫ

Характеристики

- Яркость экрана до 150 кд/м² обеспечивает считывание изображения при ярком солнечном свете
- Высокая контрастность 2000:1
- Широкий угол обзора до ±175°
- Цвет свечения: жёлтый, зелёный, красный, белый, синий
- Формат изображения: 122×32, 128×64, 240×64, 256×64 и 96×64 точки

- Низкая потребляемая мощность 10 мА (схемы управления – токовые)
- Светоэмиссионная схема: не требуется система подсветки
- Короткое время отклика: 10 мкс при температуре +25°C
- Широкий диапазон рабочих температур от -40 до +80°C
- Малая толщина модуля дисплея, небольшой вес
- Срок службы: 50 000 ч для белого и синего цвета; 100 000 ч для жёлтого, зелёного, красного цветов

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ RAYSTAR



Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • info@prosoft.ru • www.prosoft.ru



Реклама



ЖК-дисплеи



industrial solutions
flatpanel technology

Предназначены для работы в жёстких условиях

Основные области применения

- Транспорт (автомобильный и железнодорожный)
- Специальные применения
- Морской флот
- Промышленное машинное оборудование
- Информационные терминалы



Основные параметры предлагаемых решений

- Размеры экранов от 10,4" до 15"
- Разрешение: VGA, SVGA, XGA
- Яркость от 500 до 1500 кд/м²
- Контрастность 500:1, 650:1
- Угол обзора до 160°
- Интерфейсы LVDS, TTL
- Диапазон рабочих температур -31...+85°C
- Диапазон температур хранения -46...+85°C

С 2013 года компания i-sft предлагает дисплейные решения только по спецификациям заказчиков.

ПОСТАВЩИК ПРОДУКЦИИ I-SFT В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ



Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • info@prosoft.ru • www.prosoft.ru



Реклама