

П. А. ЕМЦЕВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"  
E-mail: yemtsev@gmx.net

Дата поступления в редакцию  
05.06 2003 г.

Оппонент к. т. н. Б. Н. ШЕЛКОВНИКОВ  
(НТУУ "КПИ", г. Киев)

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ С ВЫСОКОЙ ПОДВИЖНОСТЬЮ ЭЛЕКТРОНОВ

*Рассмотрены модели транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ), задача разработки универсальной модели для проектирования устройств на НЕМТ.*

Транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) известны как наиболее высокочастотные электронные приборы [1]. НЕМТ представляет собой прибор на гетероструктурах, в котором используется явление высокой подвижности электронного газа, формирующегося у границы раздела двух полупроводниковых материалов (как правило, сильно легированного AlGaAs и нелегированного GaAs). Технология GaAs применяется для изготовления транзисторов средней и большой мощности, InP — для маломощных, с низким уровнем шума, область применения которых — малошумящие усилители (МШУ) и смесители.

Разработка схем СВЧ на основе НЕМТ, как и на основе других приборов, значительно ускоряется и удешевляется при использовании систем автоматизированного проектирования. Однако для этого нужны соответствующие модели, учитывающие нелинейности, высокочастотный шум, саморазогрев и другие факторы [2].

К настоящему времени предложено большое число моделей полевых транзисторов диапазона СВЧ, многие из которых применимы к транзисторам с высокой подвижностью электронов. Получившие наиболее широкое распространение модели интегрированы в системы автоматизированного проектирования (САПР). В Microwave Office v. 5.01, например, включены 25 моделей полевых транзисторов. Некоторые САПР СВЧ, например ADS, допускают возможность включения моделей, написанных пользователем. При таком разнообразии перед разработчиками устройств СВЧ возникает проблема выбора наиболее подходящей для данного случая проектирования модели, помочь решить которую и призвана данная статья. Кроме этого, сформулированы задачи, которые необходимо решить для создания новых моделей, отражающих одновременно нелинейное поведение транзистора и его шумовые характеристики.

### Малосигнальная модель

Наиболее простой и часто употребляемой моделью является малосигнальная модель, представленная на рис. 1 [3—7].

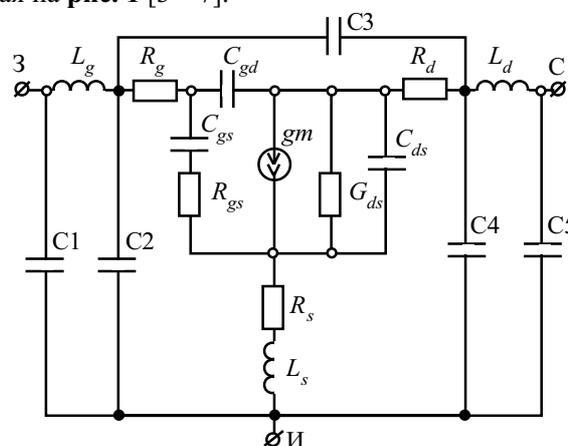


Рис. 1. Малосигнальная модель НЕМТ

Модель состоит из внутренней и внешней частей, представляющих сам транзистор и элементы его корпуса, соответственно. Во внутреннюю часть входят:

- $R_g$  — сопротивление затвора (З);
- $R_{gs}$  ( $R_i$ ) — сопротивление затвор-исток (И);
- $R_d$  — сопротивление стока (С);
- $R_s$  — сопротивление истока;
- $G_{ds}$  — проводимость канала "сток—исток";
- $C_{gs}$  — емкость затвор-исток;
- $C_{gd}$  — емкость затвор-сток;
- $C_{ds}$  — емкость сток-исток;
- $gm$  — источник тока стока, управляемый напряжением затвор-исток.

Паразитные элементы корпуса представлены емкостями C1, C2, C3, C4, C5 и индуктивностями  $L_g$ ,  $L_d$  и  $L_s$ .

Модель позволяет достаточно точно предсказывать поведение транзистора в широком диапазоне частот (1—40 ГГц) [3].

Определение параметров элементов внутренней части основано на обработке результатов измерения S-параметров и выполняется по соотношениям [4]

$$C_{gd} = -\frac{1}{\omega} I_m(Y_{12}); \quad (1)$$

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{22}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (2)$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \{I_m(Y_{11}) + I_m(Y_{12})\}; \quad (3)$$

$$G_{ds} = \text{Re}(Y_{22}); \quad (4)$$

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - 4\text{Re}(Y_{11})/C_{gs}\omega}}{2\text{Re}(Y_{11})}; \quad (5)$$

$$g_v = \sqrt{g_{mr}^2 + g_{mi}^2}; \quad (6)$$

$$g_{mr} = \text{Re}(Y_{21}) - I_m(Y_{21})R_iC_{gs}\omega - C_{gd}C_{gs}\omega^2R_i; \quad (7)$$

$$g_{mi} = \text{Re}(Y_{21})R_iC_{gs}\omega + I_m(Y_{21}) + C_{gd}\omega. \quad (8)$$

Определение элементов проводится путем изменения *S*-параметров, преобразования их в *Y*-параметры по известным соотношениям и конечного расчета по выражениям (1) — (8). В дальнейшем проводится оптимизация с целью получения наилучшего соответствия экспериментальных и расчетных характеристик.

Необходимо отметить, что этот метод может быть применен к любым транзисторам, независимо от топологии.

Определение значений элементов, моделирующих металлизацию, нанесенную на субстрат, может быть проведено тремя различными методами.

1. Измерение тестовой структуры (наиболее точный из предложенных методов). Тестовая структура представляет собой слой металлизации, нанесенной на субстрат по той же технологии, что и для транзистора, но при отсутствии самого сформированного транзистора. Тестовые структуры доступны далеко не всегда, поэтому применимость этого метода ограничена.

2. Применение программы электромагнитного моделирования [5], например Sonnet 6.0. Точность такого метода зависит от многих факторов: полноты информации о конфигурации металлизации, характеристик субстрата, а также от объема оперативной памяти ЭВМ.

3. Измерение транзистора, находящегося при закрывающем смещении на затворе и нулевом напряжении сток-исток [6]. В таком режиме внутренние емкости транзистора минимальны и, как правило, меньше любой из емкостей *C1*—*C5*. Этот метод наиболее универсальный, но обладает самой низкой точностью.

Результатом любого из перечисленных выше действий является *S*-матрица, которая становится целевой при оптимизации схемы, изображенной на рис. 2.

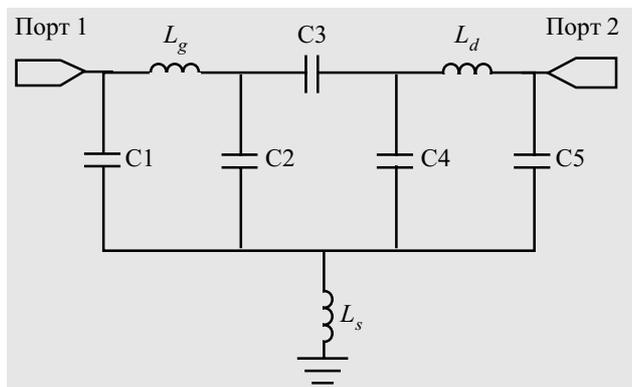


Рис. 2. Оптимизируемая схема

Окончательной процедурой моделирования является оптимизация параметров модели с целью достижения наилучшего соответствия смоделированных характеристик реальным.

Как уже отмечалось, малосигнальная модель применима лишь для одного значения постоянного смещения, а именно, для того, для которого произведена экстракция параметров. Ввиду сильной нелинейности НЕМТ попытка применения этой модели для другого значения смещения неизбежно приводит к ошибочным результатам. Выходом из сложившейся ситуации может быть переход к табличным моделям.

В модели [7] оптимизированные для определенного постоянного смещения значения элементов эквивалентной схемы заносились в таблицу, содержащую 500 позиций, соответствующих различным температурам и смещениям. Всего для модели требовалось 19 параметров, следовательно, общее число запоминаемых значений составило  $500 \cdot 19 = 9500$ . При использовании этой модели присвоение значений элементам эквивалентной схемы осуществляется путем линейной интерполяции между двумя наиболее близкими значениями, лежащими "сверху" и "снизу". Авторы использовали ту же эквивалентную схему, что и приведенная на рис. 1. В работе сказано, что для описания зависимости параметров модели от смещения и температуры было бы проще всего применить нелинейную модель, но "это требует больших усилий при моделировании и ведет к большим погрешностям из-за неточности описываемых соотношений".

Несмотря на кажущееся существенное упрощение задачи, непросто провести измерения и оптимизацию для случая из 500 требуемых измерений. Модель [7], кроме того, является шумовой. Сделано это путем введения в модель двух шумовых источников тока. Они, так же, как и другие элементы модели, приняты зависящими от смещения. Достоинством такого подхода является очень хорошее соответствие экспериментального и расчетного коэффициента шума. Недостаток — очень большой объем информации, который требуется сохранить.

### Шумовые модели

Введение в модель двух дополнительных параметров позволяет превратить ее в шумовую [8]. Идея, предложенная М. Поспешалски, состоит в присвоении  $R_{gs}$  и  $G_{ds}$  эквивалентных температур, не равных физическим, для расчета шумовых параметров. В результате становится возможным описать зависимость коэффициента шума от импеданса источника, частоты и физической температуры. Предложена также методика для определения эквивалентных шумовых температур  $T_g$  и  $T_d$  [9] для этой модели. Методика предусматривает получение обеих температур. Недостаток ее — довольно сложные математические вычисления.

Модель Поспешалски может быть упрощена. Как показано в [10], можно принять эквивалентную шумовую температуру сопротивления затвор-исток равной физической. В этом случае остается лишь один шумовой параметр —  $T_d$ , и представляется возможным определить  $T_d$  путем оптимизации.

Работа [11] посвящена определению шумовых свойств шумовых источников транзистора из измеренных данных. Для этого требуются сведения об обычных четырех шумовых параметрах: минимальном коэффициенте шума  $F_{\min}$ , оптимальной проводимости источника  $Y_{\text{opt}}$  (действительной и мнимой части) и эквивалентном шумовом сопротивлении  $R_n$ . В отличие от работы Поспешалски, здесь шумовые свойства моделируются соединением с выводами затвора и стока источников шумового тока. При этом сам транзистор принимается шумящим. Это — так называемый эквивалент Нортон для шумящей цепи. Показано, что для случая НЕМТ оба эквивалентных шумовых источника коррелированы слабо, что подтверждает правильность допущений, сделанных Поспешалски. Даны соотношения для пересчета четырех шумовых параметров в токи эквивалентных источников шума. Для пересчета требуется информация лишь о двух шумовых параметрах —  $Y_{21}$  и  $Y_{11}$ . Для этого достаточно иметь информацию об их модуле, что важно в случае, если измерение фазы коэффициента отражения невозможно.

В работе [12] представлен новый метод для расчета шумовых параметров транзистора как функции ширины затвора и напряжения сток-исток. Он основывается на измерении шумовых параметров транзистора с известной геометрией. В дальнейшем шумовые параметры могут быть пересчитаны для транзистора с другой геометрией и при другом токе стока.

Обзор методов измерения и экстракции шумовых параметров представлен в [13]. Рассматриваются не прямые методы, метод прямого поиска и упрощенный метод. Упрощенный метод применим лишь для случая полевого транзистора (в частности, авторы упоминают НЕМТ). Он основывается на допущении, что параметры малосигнальной модели найдены с большой точностью. В этом случае достаточно одного измерения коэффициента шума при сопротивлении источника сигнала, равном 50 Ом. Высокая точность, демонстрируемая данным методом, показывает, что, несмотря на простоту, этот метод является альтернативным непрямому методу для корректного определения шумовых параметров транзистора в широком диапазоне рабочих температур. Еще раз необходимо подчеркнуть, что этот метод требует корректно определенных элементов эквивалентной схемы транзистора.

В [14] детально исследована зависимость коэффициента шума от постоянного смещения. Разработана модель, описывающая как поведение НЕМТ в режиме малого сигнала, так и его шумовые свойства. Показано, что оптимальное смещение на затворе соответствует такому значению тока стока, при котором он составляет одну треть значения, требуемого для получения наивысшего усиления. Также оказалось, что оптимальное (с точки зрения минимизации коэффициента шума) напряжение затвор-исток зависит от частоты. Коэффициент шума НЕМТ является зависимым также от напряжения сток-исток, и самое низкое его значение наблюдается в начале участка насыщения, т. е. при напряжении сток-исток, равном 0,6 В.

Модель, разработанная авторами [14], содержит семь шумовых источников, что представляется слишком большим числом, т. к. каждый из источников требует минимум одного параметра модели для описания. Предложено несколько необычное деление модели на части:

- внутренние элементы, описывающие электрическое поведение двухмерного электронного газа; они зависят как от напряжения смещения, так и от ширины затвора;
- внешние элементы, описывающие распределенный характер выводов; они зависят от ширины затвора, но не зависят от напряжения смещения;
- паразитные элементы, описывающие линии передачи, подсоединенные к транзистору.

В работе также показано, что существенный вклад в общий коэффициент шума вносит ток утечки затвора.

В модели [8] полностью проигнорирована корреляция между двумя имеющимися в модели источниками шума. Хотя коэффициент корреляции и имеет небольшую величину, он, тем не менее, не должен быть проигнорирован. Он возрастает значительно с ростом частоты, что ведет к несоответствию экспериментального и расчетного коэффициентов шума у верхней границы рабочего диапазона частот транзистора. Авторы [15] предложили дополнить модель Поспешалски третьей температурой, названной температурой корреляции. В работе показано, что температура корреляции имеет комплексное значение, что ставит вопрос о ее физическом смысле.

Все описанные модели являются линейными, что является ограничением во многих случаях. Например, очень часто возникает задача разработки устройств, в которых требования большого динамического диапазона и низкого уровня шумов должны удовлетворяться одновременно. Для этих задач модель должна также содержать информацию о нелинейностях транзистора.

### Нелинейные модели

Созданию нелинейных моделей уделялось пристальное внимание в течение достаточно долгого времени, в результате чего их было создано достаточно много, в чем можно убедиться на примере Microwave Office v. 5.01, где подавляющее большинство встроенных моделей — нелинейные. Здесь и возникают основные сложности выбора подходящей модели. Дело в том, что модели, разработанные для кремниевых приборов, плохо подходят для арсенидгаллиевых, а разработанные для полевых транзисторов без гетеропереходов вряд ли способны точно описать значительно менее линейные транзисторы с высокой подвижностью электронов. Модель с отмеченными основными нелинейностями НЕМТ показана на **рис. 3**.

Отличия полевых транзисторов на основе арсенида галлия от кремниевых рассмотрены в [16]. Показано, что нелинейная модель, применяемая для кремниевых полевых транзисторов, неприменима для арсенидгаллиевых из-за различных причин, вызывающих насыщение: в арсенидгаллиевых приборах оно наступает из-за насыщения скорости носителей. Показано, что, в отличие от кремниевых, в арсенид-

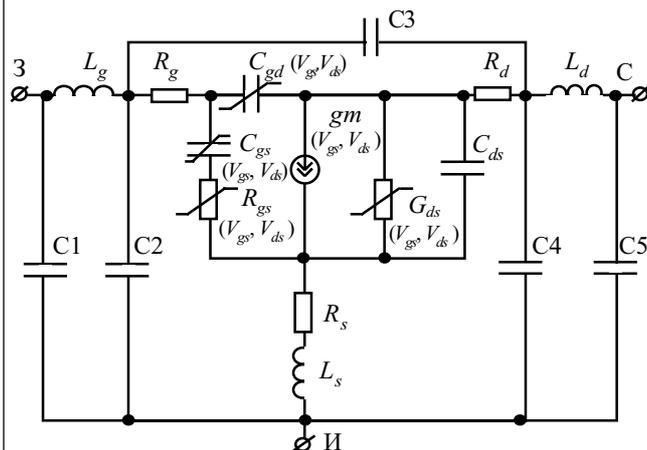


Рис. 3. Основные нелинейности НЕМТ

галлиевых полевых транзисторах насыщение наступает при одном и том же напряжении сток-исток, независимо от напряжения затвора.

Рассмотрено выражение

$$I_d = \beta(V_{gs} - V_t)^2(1 + \lambda V_{ds}) \text{th}(\alpha V_{ds}), \quad (9)$$

- где  $I_d$  — ток стока;
- $\beta$  — параметр, подбираемый при оптимизации;
- $V_{gs}$  — напряжение затвор-исток;
- $V_t$  — пороговое напряжение;
- $\lambda$  — параметр, относящийся к проводимости стока;
- $V_{ds}$  — напряжение сток-исток;
- $\alpha$  — параметр, определяющий напряжение, при котором ток стока начинает насыщаться.

(Это выражение впервые появилось в [17] и является одним из самых простых для описания нелинейности тока стока из предложенных в литературе.)

Показано, что выражение  $I_{ds} \approx \beta(V_{gs} - V_t)^2$  не отображает точно реальную зависимость тока стока от напряжения затвор-исток; вместо этого предложено другое выражение. В статье говорится, что функция "гиперболический тангенс" требует больших вычислительных затрат, поэтому предложены другие функции.

Соотношения модели [16] нельзя назвать простыми и легко программируемыми. При их использовании достигнута погрешность менее 1%, что не является необходимым, т. к. это меньше технологического разброса для изделий, изготовленных на одной пластине.

Также даны графики зависимости емкостей от напряжений затвор-сток и затвор-исток. Даны очень сложные выражения, аппроксимирующие эти зависимости. Целесообразность введения столь сложных выражений также вызывает сомнения, т. к. в этом случае существенно увеличивается время, затрачиваемое ЭВМ для расчетов.

В модели [18] основной упор сделан на описании нелинейности тока стока и нелинейности емкостей затвор-исток и затвор-сток. Все нелинейности в этой модели описаны при дополнительном использовании полиномов третьего порядка. Модель была специально разработана для НЕМТ и в состоянии описать поведение любой из его нелинейностей. Недостаток модели — слишком большое число параметров из-за описания нелинейностей полиномом. Этот недоста-

ток компенсируется очень высокой точностью модели. Еще одна ее особенность — учет эффекта саморазогрева путем введения дополнительной тепловой цепи в эквивалентную схему. К сожалению, эта модель не содержит параметров, описывающих высокочастотные шумы транзистора.

В [6] сделаны некоторые наблюдения, относящиеся к нелинейному моделированию. Отмечено, что такие величины как емкость сток-исток и время задержки могут быть приняты не зависящими от постоянного смещения. Также постоянным может быть принято сопротивление затвор-исток. Емкости затвор-исток и затвор-сток описываются несложными выражениями, зависящими от напряжения смещения. Также показано, что проводимость  $gm$  для НЕМТ существенно нелинейна. Даны два выражения, моделирующие эту нелинейность. Также обращено внимание на нелинейность выходной проводимости  $G_{ds}$ . Дано выражение для описания этой нелинейности.

В [4] также сделан упор на отличие НЕМТ от обычных арсенидгаллиевых полевых транзисторов в нелинейном поведении. Приведены выражения, корректирующие соотношения для полевых транзисторов так, чтобы они стали применимы для НЕМТ. Также в работе даны измеренные зависимости емкостей затвор-исток и затвор-сток от напряжения. Следует отметить, что измерения были проведены при недостаточном количестве точек, что не позволяет признать результаты моделирования абсолютно успешными, несмотря на заявления о полном соответствии.

Теперь целесообразно остановиться на методах экстракции параметров для нелинейных моделей. В [19] рассмотрены наиболее современные из этих методов. Вначале рассматриваются непрямые методы экстракции нелинейных моделей. В этом случае сначала выполняются измерения выходных характеристик по постоянному току. Эти измерения обеспечивают начальные значения для некоторых элементов эквивалентной схемы, а также дают возможность судить о видах нелинейных функций, описывающих работу нелинейных источников. В идеальном случае эти измерения должны быть "пульсирующими", т. е. настолько кратковременными, чтобы не дать внутренней температуре прибора значительно возрасти, но очень часто приходится обходиться без этого. К сожалению, такие измерения не дают достаточной информации о динамическом поведении прибора из-за тепловых эффектов и поверхностного эффекта.

Следующий этап — измерение S-параметров в режиме малого сигнала при различных смещениях с помощью векторного анализатора цепи. Эти измерения дают представление о нелинейном поведении емкостей и о номиналах паразитных элементов. Данные, полученные в результате измерения S-параметров, могут быть использованы для получения аналитических соотношений для описания нелинейности емкостей или без обработки для табличных моделей. Опять же, из-за воздействия тепловых эффектов эти измерения рекомендуется проводить при кратковременной подаче смещения и измерительных сигналов.

Далее предложена методика прямых измерений нелинейных приборов. В этом случае нелинейный

динамический отклик регистрируется непосредственно при возбуждении большим сигналом или при многочастотном возбуждающем сигнале. Однако большинство измерительных систем, способных работать при большом сигнале, не пригодны для экстракции параметров модели, а используются лишь для проверки ее точности. Наилучшими автор считает измерения с использованием нелинейного векторного анализатора цепей. Ключевой особенностью этого измерительного прибора является проведение измерений во временной области. Ожидается, что в ближайшие годы измерения с использованием нелинейного векторного анализатора станут доминирующими при проведении моделирования.

Помимо рассмотрения вопросов нелинейного поведения, в [20] большое внимание уделено явлению саморазогрева в НЕМТ на основе AlGaIn. Показано, что разница между результатами измерений в пульсирующем и непрерывном режимах значительна — главным образом, из-за явления саморазогрева. Проведенные исследования зависимости токов электродов от времени нахождения прибора в нагретом режиме показывают, что после 100 первых секунд нагрева ток затвора может увеличиваться на 30%.

В [21] представлена физическая модель НЕМТ для применения при разработке генераторов. Она описывает сигнальные и шумовые свойства транзистора на частотах от 1 до 40 ГГц. Модель основывается на измерениях  $S$ -параметров на частотах до 40 ГГц. Линейные и не зависящие от смещения элементы модели ( $L_g, L_d, L_s$  и  $R_g, R_d, R_s$ ) определяются из измерений  $S$ -параметров в "холодном" и "горячем" режимах транзистора. Для определения нелинейных элементов модели транзистора необходимы измерения  $S$ -параметров при большом количестве точек смещения, в данном случае при 200. Это должно быть сделано для всех интересующих частот. Проводимости  $gm$  и  $G_{ds}$  также определяются из измерений на СВЧ.

Измерения параметров низкочастотного шума проводились на частотах от 10 Гц до 10 МГц в 100 точках. В модели источниками теплового шума являются три резистора. Измерения для высокочастотного шума проводились в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц. Эта модель требует сложной процедуры экстракции параметров, поэтому работа с ней возможна лишь при наличии автоматизированной измерительной системы, управляемой программно (например, с помощью IC-CAP).

Классификация нелинейных моделей авторам [22] представляется следующей.

1. Модели для режима большого сигнала на физической основе. Они требуют точной информации о физических параметрах и геометрических размерах.

2. Нелинейные модели на основе эквивалентных схем, которые встроены во множество коммерчески доступных программ для нелинейного анализа схем. Параметры для этих моделей извлекаются из экспериментальных характеристик по постоянному току и радиочастотных характеристик. Зависимости нелинейных элементов от смещения аппроксимируются аналитическими функциями, что может привести к неприемлемым ошибкам аппроксимации.

3. Нелинейные модели на основе нелинейных схем, в которых используется сплайновая интерполяция элементов эквивалентной схемы, зависящих от смещения, что исключает ошибки аппроксимации и необходимость проверки соответствия различных аналитических функций. Эффективный ток нелинейного генератора тока может быть рассчитан из радиочастотных выходных и проходных проводимостей вместо характеристик по постоянному току. Это ведет к улучшению моделирования нелинейного поведения на высоких частотах.

Показано, что в случае арсенидгаллиевого полевого транзистора нелинейными являются такие элементы, как  $gm, G_{ds}, C_{gs}, C_{gd}$ , а в случае НЕМТ — также  $R_{gs}$  и  $\tau$  (рис. 3).

В [23] рассмотрены аспекты моделирования полевых транзисторов СВЧ-диапазона для разработки генераторов. Вначале транзистор разделяется на две части — внешнюю линейную и внутреннюю нелинейную. При "отсекающем" смещении ( $U_{gs}=U_p, U_{ds}=0$  В) эквивалентная схема сокращается до емкостей  $C_{gs}, C_{gd}$  и  $C_{ds}$ . Таким образом, при измерении в этом режиме емкости могут быть определены достаточно точно. Проходная  $gm$  и выходная  $G_{ds}$  проводимости определяются из  $S$ -параметров, измеренных в диапазоне сравнительно низких частот, от 3 до 10 ГГц. Указывается, что такие параметры модели как  $C_{ds}$  и  $\tau$  являются практически линейными.

#### Распределенные модели

Как показано в работах [24—29], на частотах выше 50 ГГц обычная, т. н. квазистатическая модель НЕМТ теряет точность. Связано это с тем, что на этих частотах длина электродов (затвор, сток, исток) становится соизмеримой с длиной волны. Выход из сложившейся ситуации — в представлении электродов линиями передачи (рис. 4) с распределенными параметрами [24]. Это — т. н. "пассивная" часть прибора. "Активная" часть моделируется некоторым числом (обычно 1—4) элементарных активных приборов, имеющих нулевые размеры.

Применение подобного подхода дает впечатляющие результаты. Так, в [24] авторы получили отклонение расчетных значений от экспериментальных менее 0,5% на частотах до 110 ГГц. В то же время модель, представленная в работе [24], является малосигнальной, что сильно ограничивает область ее применения. Кро-

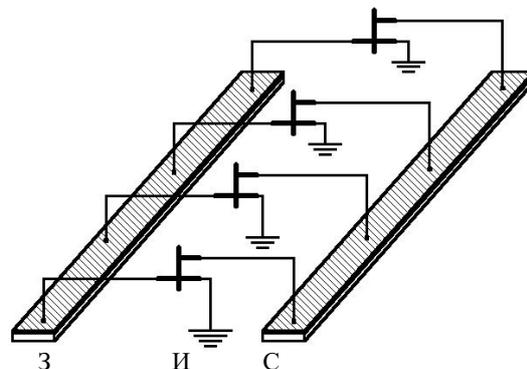


Рис. 4. Модель НЕМТ, в которой электроды затвора и стока представлены в виде линий передачи

ме того, она в большей степени основывается на данных о физике прибора, чем на измерениях, что делает корректное определение значений ее элементов трудным для разработчиков, не имеющих информации об особенностях технологии. Распределенные модели также являются темами работ [25—30].

В работе [25] представлен метод определения значений элементов "пассивной" части эквивалентной схемы транзистора. Он основывается на применении программ электромагнитного моделирования. Модель, примененная авторами, опять же, линейная. Получены результаты моделирования, близкие к экспериментальным, на частотах до 50 ГГц. Продемонстрирована применимость данного метода на примере монолитного усилителя микроволнового диапазона, содержащего 4 транзистора.

Описанные выше методы в [26] расширены на случай многосекционных транзисторов. Показано, что достаточно определить номиналы элементов "активной" части одной секции, и это дает возможность предсказать поведение транзистора, состоящего из любого числа идентичных секций. Для определения номиналов "пассивной" части эквивалентной схемы применяется электромагнитная симуляция, как и в предыдущем случае. Подход представляет особый интерес для разработчиков НЕМТ, т. к. позволяет предсказывать результирующие характеристики многосекционных НЕМТ на ранних стадиях проектирования.

Вопрос о необходимом числе элементарных активных приборов для корректного моделирования эффектов распределения параметров в полевых транзисторах диапазона СВЧ поставлен в [27]. Показано, что на частотах выше 30 ГГц представление секции одним элементарным активным прибором становится недостаточным. На частотах выше 110 ГГц желательно применить четыре элементарных активных прибора. Также рекомендовано применение программы электромагнитного моделирования Sonnet для моделирования "пассивной" части прибора.

Разработаны и нелинейные распределенные модели, например, [28]. Авторы получили достаточное соответствие экспериментальных и расчетных выходных характеристик. Показано, что такая модель дает точную информацию об уровне второй и третьей гармоник при частоте основного тона до 20 ГГц и при применении метода гармонического баланса. Описанная в [29] нелинейная распределенная модель НЕМТ — физическая, т. е. требующая наличия информации о материалах и геометрии прибора. Нелинейная распределенная модель НЕМТ, описанная в [30], разрабатывалась с учетом возможности введения в нее шумовых источников. В модель добавлен источник фликер-шума, зависящий от напряжений затвор-исток и сток-исток. К сожалению, не приведена информация о соответствии экспериментальных и расчетных данных для фликер-шума.

Переход к распределенным моделям является целесообразным тогда, когда в модели появились элементы, зависящие от частоты, и если этот эффект в большей степени выражен на верхней частоте интересующего диапазона. Использование распределенных моделей требует значительного увеличения вы-

числительных затрат, кроме того, процедура экстракции параметров для них более сложная, чем для традиционных. Поэтому их целесообразно применять на частотах более 50 ГГц.

### Заключение

Малосигнальная модель является наиболее простой; извлечение параметров для этой модели прямой, не требующее применения процедур оптимизации. Эти параметры очень часто приводятся изготовителями в документации транзистора. Недостатки модели очевидны: отсутствие какой-либо информации о шумах, что не полностью раскрывает ее потенциал для разработки малошумящих усилителей, а также отсутствие информации о нелинейностях. Это делает малосигнальную модель применимой для разработки устройств немногочисленных классов, в частности, усилителей малых сигналов

Шумовые модели наиболее часто строятся на основе малосигнальных. При переходе к шумовой в малосигнальную модель вводятся шумовые источники или отдельным сопротивлениям эквивалентной схемы присваиваются шумовые температуры выше физических. Все рассмотренные шумовые модели, в которых учтен шум на высоких частотах, являются линейными.

Нелинейные модели, приведенные в [16—23], не являются одновременно шумовыми, что ограничивает их применение при разработке узлов, которые должны вносить минимальный шум. Кроме того, большинство нелинейных моделей невозможно ввести в существующие программы автоматизированного проектирования (если, конечно, они не реализованы разработчиком программ).

Распределенные модели обеспечивают улучшение соответствия между экспериментальными и расчетными характеристиками на частотах выше 50 ГГц. В то же время они требуют значительно больших объемов вычислений и более сложной процедуры экстракции параметров, поэтому для диапазона частот менее 40 ГГц их применение необходимо признать нецелесообразным.

Для разработки малошумящих усилителей и смесителей с учетом их нелинейных и шумовых свойств необходимо создание модели, одновременно нелинейной и шумовой. В дополнение к этому, модель должна с легкостью вводиться в существующие среды автоматизированного проектирования устройств СВЧ.

Для этого следует:

- создать модель, в которую включено описание как нелинейных, так и шумовых свойств транзистора;
- создать алгоритм анализа шумов в нелинейном режиме;
- разработать программу, выполняющую такой вид анализа, или провести встраивание кода для анализа шумов в нелинейном режиме в одну из существующих программ моделирования.

### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шур. М. Современные приборы на основе арсенида галлия. — М.: Мир, 1991.
2. Schultheis R., Bovolon N., Mueller J.-E., Zwicknagl P. Modelling of heterojunction bipolar transistors (HBTs) based on gallium arsenide (GaAs) // (C) 2000 John Wiley & Sons, Inc. — P. 33—42.

3. EC 2612. 40 GHz Super Low Noise PHEMT. Transistor specification.
4. Rattay B., Hubner M., Teyssier J. P., Quere P. Accurate HEMT modeling for non-linear simulation / Proc. 22 EuMC.— 1992.— P. 1201—1205.
5. Larique E., Mons S., Baillargeat D. et al. Linear and nonlinear FET modeling applying an electromagnetic and electrical hybrid software // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1999.— Vol. 47, N 6.— P. 915—918.
6. Cococar V. I., Perry P., Brazil T. J. The characterisation and large-signal modelling of InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistors / Proc. 24 EuMC.— 1994.— P. 1598—1603.
7. Winson P. B., Lardizabal S. M., Dunleavy L. A table-based bias and temperature-dependent small-signal and noise equivalent circuit model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1997.— Vol. 45, N 1.— P. 46—51.
8. Pospieszalski M. W. Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence // Ibid.— 1989.— Vol. 37, N 9.— P. 1340—1350.
9. Rudolph M., Doerner R., Heymann P. et al. Direct extraction of FET noise models from noise figure measurements // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 2.— P. 461—464.
10. Lazaro A., Pradell L., O'Callaghan J. M. FET noise-parameter determination using a novel technique based on 50-Ω measurements // Ibid.— 1999.— Vol. 47, N 3.— P. 315—324.
11. Ikalainen P. K. Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software // Ibid.— 1993.— Vol. 41, N 2.— P. 340—343.
12. Gasmi A., Huyart B., Bergeault E., Jallet L. P. A new calculation approach of transistor noise parameters as a function of gatewidth and bias current // Ibid.— 1997.— Vol. 45, N 3.— P. 338—344.
13. Caddemi A., Sannino M. Overview of noise measurement strategies for the characterisation of active devices at microwave frequencies / Proc. Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications.— 1999.— P. 143—146.
14. Klepser B.-U. H., Scefer M., Patrick W., Baechtold W. Modelling of low noise InP based HEMTs / Proc. 25 EuMC.— 1995.— P. 211—216.
15. Markovic V., Milovanovic B., Males-Ilic N. MESFET noise model based on three equivalent temperatures // Proc. 28 EuMC.— 1988.— P. 966—971.
16. Statz H., Newman P., Smith I. W. et al. GaAs FET device and circuit simulation in SPICE // IEEE Transactions on Electron Devices.— 1987.— Vol. ED-34, N 2.— P. 160—169.
17. Sussman-Fort S. E., Narasimhan S., Mayaram K. A complete GaAs MESFET computer model for SPICE // Ibid.— 1985.— Vol. ED-32.— P. 471—473.
18. Angelov I., Rorsman N., Stenarson J. et al. An empirical table-based FET model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique.— 1999.— Vol. 47, N 12.— P. 2350—2356.
19. Tasker P. J. Non-linear characterization of microwave devices / Proc. Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications.— 1999.— P. 147—152.
20. Nuttinck S., Gebara E., Harris M., Laskar J. Power and noise characterization of AlGaIn power HEMTs in presence of self-heating effects / Proc. 2001 IEEE Topical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications.— University of California, San Diego.— Report 6.1.
21. Olbrich G., Russel P. Nonlinear methods for microwave oscillator design / Proc. 28 EuMC.— 1988.— P. 943—949.
22. Werthof A., Kompa G. A unified consistent DC to RF large signal FET model covering the strong dispersion effects in HEMT devices / Proc. 22 EuMC.— 1992.— P. 1901—1906.
23. Roth B., Beyer A. Computer aided design techniques for integrated microwave oscillators // Journal on Communications.— September 1991.— Vol. XLII. — P. 22—34.
24. Masuda S., Hirose T., Watanabe Y. An accurate distributed small signal FET model for millimeter-wave applications / Proc. 29 EuMC.— 1999.— Report P3 6.
25. Cidronali A., Collodi G., Vannini G. et al. A new approach to FET model scaling and MMIC design based on electromagnetic analysis // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1999.— Vol. 47, N 6.— P. 900—907.
26. Laloue A. Extrapolation of a measurement-based millimeter-wave nonlinear model of pHEMT to arbitrary-shaped transistors through electromagnetic simulations // Ibid.— P. 908—914.
27. Cidronali A., Collodi G., Santarelli A. Millimeter-wave FET model using on-wafer measurements and EM simulation // Ibid.— 2002.— Vol. 50, N 2.— P. 425—432.
28. Roques D. A non quasi-static non-linear pHEMT model operating up to millimetric frequencies / Proc. 30 EuMC.— 2000.— Report P2 4.
29. Huang D. H., Lin H. C. DC and transmission line models for a high electron mobility transistor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.— 1989.— Vol. 37, N 9.— P. 1361—1369.
30. Laloue A., Camiade M., Valenza M. et al. A measurement based model of HEMT taking into account the non linear, non uniform transmission line nature of the channel and its associated low frequency noise sources / Proc. 30 EuMC.— 2000.— Report P2 7.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



**Стрельников В. П., Федухин А. В. ОЦЕНКА И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И СИСТЕМ.— К.: Логос, 2002.— 486 с.**

Авторы, известные специалисты в области надежности интегральных микросхем и изделий электронной техники, в своей монографии подробно рассмотрели методы расчета и оценки надежности электронных элементов и систем по результатам сокращенных, безотказных и ускоренных испытаний. В книге представлены методики прогнозирования остаточного ресурса сложных технических объектов на любой стадии эксплуатации как на основе первичных параметров надежности комплектующих изделий, так и на основе статистических данных, полученных в процессе эксплуатации. Монография содержит большое количество примеров и задач по оценке и расчету надежности изделий электронной техники и предназначена для разработчиков вычислительных и измерительных систем, устройств связи, контроля и управления.