

ТИМОФЕЕВ В. И., ФАН ХОНГ ФЫОНГ

## МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НА СУБМИКРОННЫХ ПТШ

Приведена методика моделирования нелинейных режимов усилителей мощности на субмикронных GaAs ПТШ, учитывающая особенности активных компонентов с субмикронными размерами и многочастотным входным воздействием. На основании анализа квазидвумерной физико-топологической модели ПТШ составлена схемная модель транзистора. Рассчитаны паразитные элементы схемы и проведена их идентификация с применением процедуры параметрической оптимизации. Приведены результаты моделирования субмикронных ПТШ, и алгоритмы построения нелинейной модели СВЧ усилителей мощности, пригодной для анализа интермодуляционных искажений (ИМИ).

Задача исследования нелинейных СВЧ усилителей мощности, усилительно-преобразовательных устройств на ПТШ при воздействии многочастотного сигнала на входе актуальна в связи с высокой плотностью каналов связи. При анализе таких устройств используются нелинейные схемные модели ПТШ [1—3]. При попытках создания их математических моделей возникают трудности с адекватным представлением характеристик нелинейных элементов. Поэтому при различиях в поведении реальных устройств и их моделей остается открытым вопрос о причинах несоответствия (они могут быть связаны как с неадекватным описанием нелинейных элементов, так и с неточным выбором структуры уравнений модели).

В данной работе предлагается методика моделирования нелинейного режима, учитывающая вклад паразитных элементов субмикронных ПТШ и требующая меньшего объема измерений высокочастотных параметров. Эта методика включает следующие основные этапы:

1. Моделирование малосигнальных параметров активной области ПТШ по квазидвумерной физико-топологической модели [4].

2. Сравнение результатов моделирования параметров схемной модели (как крутизны  $S_0$ , выходной проводимости  $G_d$ , емкостей переходов  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ , ...) с экспериментальными низкочастотными зависимостями как функциями рабочих напряжений на электродах.

3. Идентификация паразитных параметров схемной модели при помощи процедуры параметрической оптимизации по известным параметрам активной области ПТШ.

4. Определение параметров аппроксимационной нелинейной модели активной области ПТШ (аналитической модели, сплайн-аппроксимации и т. д.). При этом задача сводится к аппроксимации зависимостей параметров схемной модели от питающих напряжений на электродах транзистора, учитывающих его субмикронную структуру.

5. Расчет нелинейных характеристик усилителя при многочастотном воздействии на основании схемной модели, известными методами (гармонического баланса, нелинейных токов, численное интегрирование системы нелинейных дифференциальных уравнений во временной или частотной области, описание системы с помощью рядов Вольтерра в частотной области).

В настоящей работе подробно рассматриваются и приводятся результаты первых трех этапов.

На первом этапе моделируются малосигнальные параметры активной области ПТШ по квазидвумерной физико-топологической модели. Эта модель наиболее удобна для малосигнального анализа, так как заметно выигрывает у двумерных моделей по быстродействию. Учет динамики нестационарного дрейфового движения дает возможность применять эту модель для транзисторов с длиной затвора до  $\sim 0,2$  мкм. В отличие от

модели ПТШ, описанной в [4], для схемотехнического анализа может использоваться квазидвумерная физико-топологическая модель, не содержащая уравнений баланса энергии и импульса, позволяющих физически более адекватно учесть эффект «всплеска» дрейфовой скорости в многодолинных полупроводниках. В данной работе с целью сокращения вычислительных затрат используется модель с аппроксимациями зависимостей дрейфовой скорости от напряженности поля в стационарном приближении, что позволяет учесть короткоканальные эффекты в ПТШ с субмикронной длиной затвора.

Система уравнений модели содержит уравнение Пуассона, уравнение непрерывности тока в канале, а также уравнения для расчета области обеднения в канале и потенциала:

$$\begin{cases} d(E_k h_k) = (e / \varepsilon \varepsilon_0) h_k [n_k(x) - N_d] dx; \\ d(e n_k v_{ck} h_k W) = dI_{кп} - dI_{пк}; \\ h_k(x) = a - \sqrt{2 \varepsilon \varepsilon_0 [V_b - V_{зи} + V(x)] / e N_d}; \\ dV_k = E_k dx \end{cases}$$

и аналогичные уравнения для подложки:

$$\begin{cases} d(E_{п} h_{п}) = (e / \varepsilon \varepsilon_0) h_{п} [n_{п}(x) - n_{ср}] dx; \\ d(e n_{п} v_{сн} h_{п} W) = dI_{пк} - dI_{кп}; \\ h_{п}(x) = a + l_{зп} - \sqrt{a^2 + 2 \varepsilon \varepsilon_0 [V_b - V_{зи} + V(x) - V_p] / e N_{дп}}; \\ dV_{п} = E_{п} dx. \end{cases}$$

Уравнения, характеризующие токообмен между каналом и подложкой, аналогичны уравнениям работы [4]:

$$\begin{cases} dI_{нк} = \sqrt{2} e D_{пн} W [n_{пн}(x) - n_{ср}] \exp \left\{ \frac{e(V_{s0} + V_k)}{2kT} \right\} dx / l_{эпн}; \\ dI_{кп} = W(e V_{s0} / kT) \exp [e V_{s0} / kT] e D_k [n(x) - N_d] dx / l_3. \end{cases}$$

Здесь индексы «к» и «п» обозначают величины, относящиеся к каналу или подложке, а индекс «с» связан с приближением стационарности зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля, которая аппроксимируется выражением, приведенным в работе [4];  $E_k, E_{пн}$  — текущее значение напряженности электрического поля,  $n_k, n_{пн}$  — концентрации носителей;  $v_{ск}, v_{спн}$  — дрейфовые значения скорости;  $h_k, h_{пн}$  — толщины проводящего слоя;  $a$  — толщина эпитаксиального слоя;  $l_3, l_{эпн}$  — длины экранирования заряда канала и подложки;  $D_k, D_{пн}$  — коэффициенты диффузии электронов;  $V_k, V_{пн}, V$  — потенциалы канала, подложки и усредненное по току значение потенциала;  $V_{s0}$  — поверхностное равновесное значение потенциала на границе эпитаксиальный слой-подложка;  $N_d, N_{дпн}$  — концентрация донорной примеси канала и подложки;  $n_{ср}$  — усредненная по подложке равновесная концентрация носителей;  $W$  — ширина транзистора;  $e$  — заряд электрона;  $k$  — постоянная Больцмана;  $V_B$  — потенциал барьера Шоттки;  $V_p$  — потенциал отсечки;  $V_k$  — контактная разность потенциалов;  $dI_{кп}, dI_{нк}$  — ответвляемые части тока из подложки в канал и из канала в подложку соответственно;  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость GaAs. Модель позволяет исследовать зависимости параметров схемной модели в широком диапазоне питающих напряжений, включая режим отсечки тока стока и положительных смещений на затворе, что существенно при нелинейном режиме работы усилителя мощности.

Интерпретация результатов моделирования параметров схемной модели  $S_0, G_d, C_{gs}, C_{gd}, \dots$  проводится на основании их сравнения с экспериментальными низкочастотными зависимостями как функциями рабочих напряжений на электродах. Графики теоретических (сплошные линии) и экспериментальных (штриховые линии) зависимостей крутизны  $S_0$  входной емкости  $C_{gs}$  и выходной проводимости  $G_d$  от  $V_3$  и  $V_c$  приведены на рис. 1а, б, в.

Сток-затворные характеристики полевого транзистора с размерами затвора  $0,25 \times 100$  мкм приведены на рис. 2. Зная топологические параметры, в частности, расстояние исток-сток и размеры канала на дне вытравленной части эпитаксиального слоя, а также сопротивление слоя под затвором, можно рассчитать паразитное сопротивление подтравленной части канала, которое по расчетам составляет 60—90% сопротивления истока. Идентификация параметров пассивной области транзистора может осуществляться, например, по методике, приведенной в работе [5]

Полученные результаты используются в качестве первого приближения на следующем этапе предлагаемой методики.

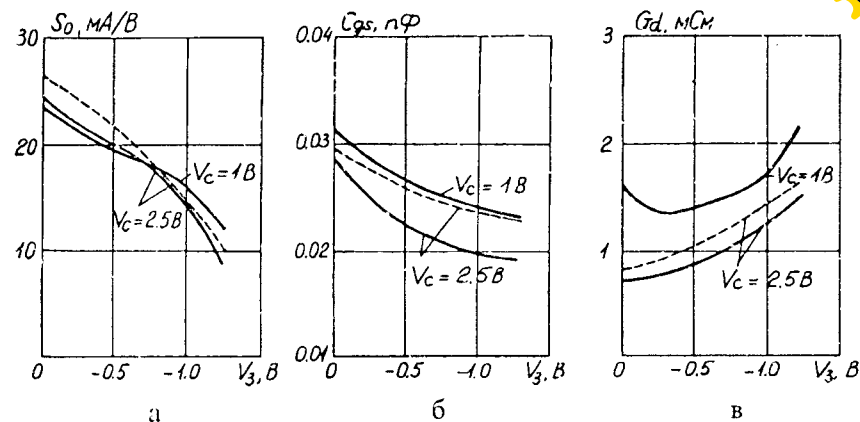


Рис. 1

Идентификация паразитных параметров схемной модели осуществляется при помощи процедуры параметрической оптимизации (известны параметры активной области и первое приближение для паразитных параметров) на основе экспериментальных малосигнальных частотных зависимостей коэффициента усиления по мощности  $K_p(f)$  и минимального коэффициента шума  $T_{ш}(f)$ . Частотные зависимости коэффициента передачи мощности и минимального коэффициента шума рассчитываются в соответствии с результатами работы [6]. Для упрощения задачи не учитываются некоторые второстепенные паразитные параметры схемной модели. На рис. 3 показана схемная модель субмикронного ПТШ для анализа нелинейных характеристик (штриховой линией выделены элементы активной области транзистора), которая с учетом параметров внешних элементов  $L_g, L_s, L_d$ , фактически является схемной моделью однокаскадного усилителя. Процесс моделирования на этом этапе заключается в нахождении таких значений элементов модели, при которых модель наиболее полно отражает поведение реального прибора. Процедура параметрической оптимизации сводится к минимизации

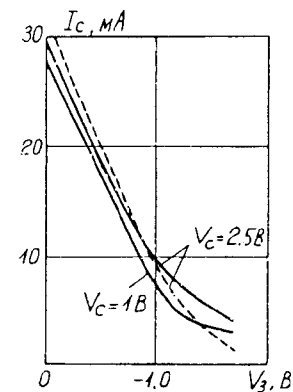


Рис. 2

двухпараметрической целевой функции по критериям максимума  $Q_{\max}(K_p(f))$  и минимума  $Q_{\min}(T_{ш}(f))$ .

Для реализации процедуры параметрической оптимизации использовался метод Давидона—Флетчера—Пауэлла, не требующий вычисления вторых производных целевой функции. Коэффициент, нормирующий выбор шага при выработке приращения оптимизируемого параметра, выбирался в соответствии с критерием, известным как «золотое сечение». Несмотря на то, что этот алгоритм требует дополнительного вычисления целевой функции, его применение позволяет более эффективно определять направление поиска минимума функции и вектора приращений оптимизируемых параметров.

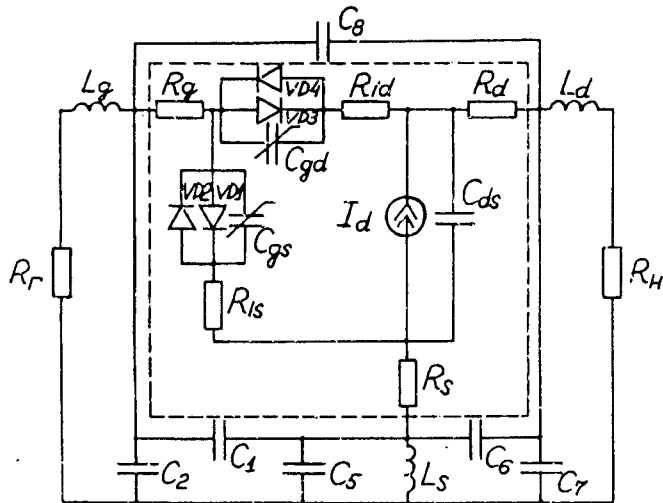


Рис. 3

Процедура минимизации целевой функции реализована с возможностью задания ограничений на оптимизируемые параметры, что позволяет снять вопрос об их физической реализуемости.

Выводы. 1. Предложенная методика учитывает особенности моделирования субмикронных устройств и позволяет эффективно проектировать усилители мощности, усилительно-преобразовательные устройства на субмикронных ПТШ, работающие в существенно нелинейных многочастотных режимах. Результаты физико-топологического и схемотехнического моделирования позволяют рассчитать амплитудную характеристику и уровень ИМИ в двухчастотном режиме, учитывая нелинейности субмикронного активного прибора, существенно влияющие на процесс образования ИМИ.

2. Установлено, что при малых значениях разности частот входных сигналов  $\Delta f$ , мощность интермодуляционного продукта 3-го порядка не меняется  $P_{\text{ИМИЗ}} = -21$  дБм, при постоянной входной мощности  $P_{\text{вх}} = 5$  дБм, но со значения  $\Delta f = 0,8$  ГГц  $P_{\text{ИМИЗ}}$  резко уменьшается.

3. Описанная методика имеет следующие преимущества: учитывает субмикронные эффекты в ПТШ, позволяет учесть существенный вклад паразитных параметров субмикронного ПТШ, не требует измерений нелинейных параметров ПТШ на этапе идентификации, не требует измерений параметров матриц рассеяния в СВЧ и КВЧ диапазонах.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Curtice W. R. et al. A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers // IEEE T-MTT. — 1985. — Vol. 33. — № 12. — P. 1383—1394.
2. Lambrianou G. M. et al. Optimization of third-order intermodulation Product and output power from an x-band MESFET amplifiers using Volterra series analysis // IEEE T-MTT. — 1985. — Vol. 33. — N 12. — P. 1395—1403.
3. Витвицкий В. Г. и др. Исследование интермодуляционных искажений в усилителях на ПТШ // Радиотехника и электроника. — 1984. — № 2. — С. 351—356.
4. Москалюк В. А., Тимофеев В. И. Моделирование процессов переноса электронов в канале и подложке субмикронного полевого транзистора // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1990. — Вып. 2. — С. 22—27.
5. Engelman R. W., Liechti C. A. Bias dependence of GaAs and InP MESFET parameters // IEEE T-ED. — 1977. — Vol. 24. — № 11. — P. 1288—1296.
6. Москалюк В. А., Тимофеев В. И. Моделирование малошумящего режима субмикронных полевых транзисторов // Радиоэлектроника. — 1993. — № 3. — С. 57—63. (Изв. высш. учеб. заведений).

Киевский политехнический ин-т. Поступила в редакцию после переработки 19.01.95.

УДК 621.372.413

ТРУБИН А. А.

#### КОЭФФИЦИЕНТЫ СВЯЗИ СФЕРИЧЕСКОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С ТЕМ-ВОЛНАМИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Получены общие соотношения, удобные для разложения поля сферических диэлектрических резонаторов по волнам ТЕМ многопроводных линий передачи. Найденные выражения использованы для расчета и анализа коэффициентов связи сферического резонатора с экранированной ребристой полосковой линией.

Аналитический расчет параметров гибридно-интегральных устройств СВЧ, содержащих диэлектрические резонаторы (ДР) значительно затруднен ввиду сложности представления поля как многопроводных полосковых линий, так и поля самих резонаторов. В то же время представление поля резонатора в объеме диэлектрика как не возмущенного внешними неоднородностями, а также использование свойств гармонич-