

УДК 621.382.416

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ МАЛОСИГНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ И ШУМОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА КОРОТКОКАНАЛЬНЫХ НЕМТ ТРАНЗИСТОРОВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

А. М. Бобрешов, И. В. Хребтов

Воронежский государственный университет

В работе предложена модель для субмикронных транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ), в которой произведен учет доминирующих эффектов короткого канала, помимо эффекта насыщения дрейфовой скорости электронов. Расчет основан на том, что в случае коротких затворов изменяется пороговое напряжение транзистора вследствие влияния этих эффектов. На основе полученной модели рассчитаны ВАХ и характеристики S -параметров в схемотехнической среде DesignLab 8.0 и проведено их сравнение с экспериментальными данными. Показано, что дополнительный учет этих коротко-канальных эффектов приводит к повышению точности модели. Также исследовано влияние этих эффектов на параметры малосигнальной модели транзистора и предложен способ расчета шумовых источников тока его эквивалентной схемы в СВЧ диапазоне, используя известные характеристики для минимального коэффициента шума, на основе их сопоставления с рассчитанными значениями этого коэффициента.

ВВЕДЕНИЕ.

Транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) на сегодняшний день обладают наилучшими перспективами для достижения граничной частоты вплоть до ТГц диапазона. Учитывая также очень малые шумы прибора в СВЧ диапазоне, не вызывает сомнений факт, что в будущем они составят основу элементной базы радиоэлектронных устройств [1].

Одним из способов увеличения быстродействия транзисторов, а заодно и степени интеграции в ИС, является уменьшение их размеров, в частности, длины затвора, до субмикронных величин. Это приводит к снижению времени пролета канала носителями заряда и, следовательно, к повышению частоты. В таких структурах особую важность играют коротко-канальные эффекты (ККЭ), влияющие как на режим работы, так и на характеристики приборов, и при длинах затвора менее 1 мкм ими уже нельзя пренебрегать.

Целью настоящей работы явилась разработка модели субмикронных НЕМТ транзисторов для расчета параметров его эквивалентной схемы и собственных шумов в СВЧ диапазоне. При этом дополнительно к обыч-

но принимаемому во внимание в моделях эффекту насыщения дрейфовой скорости электронов, произведен учет и других доминирующих ККЭ, вследствие чего, как будет показано, модель может претендовать на повышение точности расчета характеристик прибора.

Верификация модели сначала осуществлялась по смоделированным вольт-амперным характеристикам различных НЕМТ и дальнейшей их сверке с экспериментальными данными, а затем, по рассчитанным S -параметрам транзистора ATF35143 фирмы Hewlett Packard в разных режимах работы, с применением пакета DesignLab 8.0. В работе также показано, как влияет учет коротко-канальных эффектов на параметры малосигнальной модели транзистора.

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ КОРОТКО-КАНАЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ

К наиболее важным ККЭ в НЕМТ можно отнести: изменение порогового напряжения с длиной затвора, изменение порогового напряжения с напряжением сток-исток [2, 4], а также ударную ионизацию, с которой связывают аномальный рост тока стока в насыщении [3]. Именно эти ККЭ дополнительно брались в расчет в настоящей модели.

Влияние этих эффектов легко видеть на стоковых вольт-амперных характеристиках субмикронных транзисторов в виде практически отсутствующего участка насыщения. Моделированию ККЭ уделялось достаточно большое внимание в обычных полевых транзисторах, но, тем не менее, эта область для НЕМТ все еще находится в начальной стадии изучения, потому модели носят в основном полуэмпирический характер.

Используя данные численного расчета изменения порогового напряжения НЕМТ с длиной затвора [4], можно применить аппроксимацию вида:

$$U_{offL_3}(L_3) = l_m / (L_3 + L_3^2), \quad (1)$$

где L_3 — длина затвора, l_m — модельный параметр. Эта зависимость приведена на рис. 1.

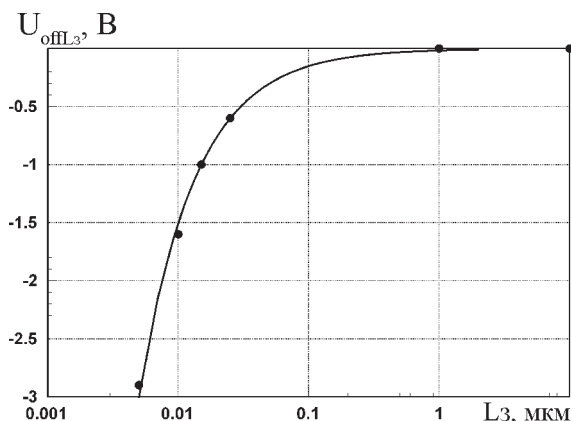


Рис. 1. Зависимость порогового напряжения НЕМТ от длины затвора. Точки — численный расчет, сплошная линия — настоящая модель

Сдвиг порогового напряжения с изменением напряжения сток-исток в НЕМТ подобен такому же эффекту (DIBL) в МОПТ [5]. Исходя из приведенных в [6] характеристик, зависимость $U_{offU_{си}}(U_{си})$ будем приближенно считать линейной, т.е. $U_{offU_{си}}(U_{си}) = v_m U_{си}$, где v_m — модельный параметр. При этом, с укорочением длины затвора L_3 , влияние напряжения $U_{си}$ должно усиливаться. Для учета этого можно записать, что общий сдвиг порогового напряжения $\Delta U_{off} \sim U_{offU_{си}}(U_{си})U_{offL_3}(L_3)$.

С ростом напряжения сток-исток $U_{си}$, в НЕМТ может проявляться эффект ударной ионизации, вызывающий существенное возрастание тока стока, что может быть смоделировано уменьшением порогового напря-

жения. При этом известно, что чем меньше напряжение затвор-исток, тем при более низких напряжениях сток-исток этот эффект наступает и сильнее проявляется [3]. Рост тока стока в области насыщения принимает экспоненциальный характер и также усиливается с укорочением длины затвора. Исходя из сказанного, изменение порогового напряжения под влиянием ударной ионизации можно описать выражением вида:

$$U_{offkin}(U_{си}, U_{зи}) = v_r U_{зи} U_{си} \exp(v_w U_{си}),$$

где v_r и v_w — модельные параметры.

В итоге, для общего сдвига порогового напряжения под влиянием всех рассмотренных ККЭ можно записать:

$$\Delta U_{off} = l_m / (L_3 + L_3^2) \times (v_m U_{си} + v_r U_{зи} U_{си} \exp(v_w U_{си}) + 1). \quad (2)$$

Здесь учтено, что при $U_{си} = 0$ сдвиг порогового напряжения присутствует за счет укорочения длины затвора, т.е. выражение (2) должно сводиться к (1). Для соответствия аппроксимации (1) численным данным, приведенным в [4], параметр l_m был выбран равным -0.015 В. Параметры v_r , v_w и v_m , в случае исследования транзисторов с одинаковой структурой калибруются по ВАХ одного образца НЕМТ.

Таким образом, учет перечисленных ККЭ возможен путем моделирования изменения порогового напряжения транзистора, которое обычно определяется на стадии изготовления и считается постоянным.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕМТ ТРАНЗИСТОРА

Основой настоящей модели является соотношение, хорошо описывающее зависимость поверхностной плотности заряда в НЕМТ от приложенных напряжений, предложенное в [7]:

$$n_{si}(U_{зи}, U(x)) = n_{0i} \left[\alpha_i + (1 - \alpha_i) \tanh \frac{U_{зи} - U_{mi} - U(x)}{U_{1i}} \right], \quad (3)$$

$$i = 1, 2, 3,$$

где $U_{зи}$ — напряжения затвор-исток, $U(x)$ — потенциал канала (x — координата, направленная вдоль канала) и n_{0i} , α_i , U_{mi} и U_{1i} — модельные параметры. Индекс i соответству-

ет трем компонентам заряда, присутствующим в НЕМТ, а именно: электроны двумерного газа на границе гетероперехода, свободные электроны и ионизованные доноры в легированном слое.

Как видно, эта модель не содержит явно пороговое напряжение, а потому должна быть модернизирована для исследования влияния его сдвига в условиях короткого канала на характеристики транзистора. Для этого можно использовать модельные параметры n_{0i} , α_i , U_{mi} , U_{li} и получить для них аналитические выражения, содержащие пороговое напряжение.

Для этого рассмотрим общепринятую структуру НЕМТ с гетеропереходом AlGaAs/GaAs (рис. 2, а) и вид энергетических зон в области затвора (рис. 2, б). Нанесение на поверхность AlGaAs металлического затвора, образующего с полупроводником барьер Шоттки, приводит к образованию под затвором обедненного слоя. Если слой AlGaAs тонкий или если к затвору приложено достаточно большое отрицательное напряжение, то обедненные слои гетероперехода и барьера Шоттки смыкаются (рис. 2, б). В этом случае поверхностная плотность 2D-газа определяется выражением [8]:

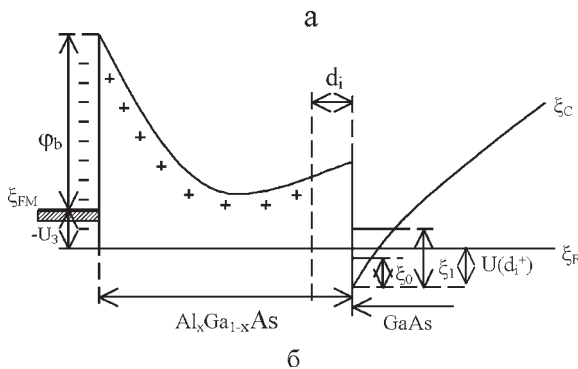
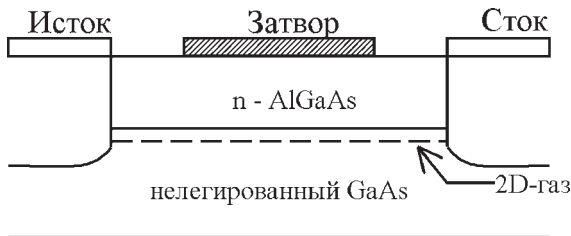


Рис. 2. а — нормальная (прямая) структура НЕМТ транзистора, б — структура зон в области затвора. Подано отрицательное напряжение, достаточное, чтобы полностью обеднить слой AlGaAs и частично — слой 2D-электронного газа

$$n_{s1} = \epsilon / (qd) \{ U_{3и} - [\phi_\beta - U_{p2} + U(d_i^+) - \Delta\epsilon_c / q] \}, \quad (4)$$

где ϕ_β — высота барьера Шоттки; $U_{3и}$ — напряжение затвор-исток, $\Delta\epsilon_c$ — разрыв зоны проводимости, $U(d_i^+)$ — энергия Ферми отсчитанная от дна зоны проводимости, а U_{p2} — напряжение перекрытия для слоя AlGaAs, которое равно:

$$U_{p2} = qN_D d_d^2 / 2\epsilon.$$

Здесь d_d — толщина легированной части AlGaAs, N_D — концентрация доноров в слое AlGaAs.

Для поверхностной плотности заряда двумерного электронного газа, изменяющейся в пределах $(5 \cdot 10^{11} - 1.5 \cdot 10^{12}) \text{ см}^{-2}$, соотношение, связывающее потенциал Ферми в потенциальной яме $U(d_i)$ и поверхностную плотность заряда 2D-газа, n_{s1} выглядит следующим образом [8]:

$$U(d_i^+) = \Delta\epsilon_{F0}(T) + an_{s1}, \quad (5)$$

где $a \approx 0.125 \cdot 10^{-16} \text{ В}\cdot\text{м}^2$, а $\Delta\epsilon_{F0} \approx 0$ при 300 К и 0,025 эВ при $\leq 77 \text{ К}$. Подставляя (5) в (4), можно найти простое уравнение модели управления зарядом, описывающее зависимость поверхностной плотности заряда в потенциальной яме от напряжения затвора:

$$n_{s1} = \frac{\epsilon}{(d + \Delta d)} (U_{3и} - U_{i1}) \frac{1}{q}, \quad (6)$$

где $U_{i1} = \phi_\beta - \Delta\epsilon_c / q - U_{p2}$ — пороговое напряжение 2D-газа при 300 К, $d = d_d + d_i$ — толщина слоя AlGaAs (d_d , d_i — легированная и нелегированная части, соответственно), а

$$\Delta d = \epsilon a / q \approx 8 \text{ нм}.$$

Величина Δd определяет важную поправку, особенно для нормально закрытых транзисторов, у которых толщина d может быть $\leq 30 \text{ нм}$ и имеет тот же порядок, что и толщина слоя 2D газа.

Такая модель управления зарядом предполагает, что проводимость между истоком и стоком осуществляется только через 2D-электронный газ. Это справедливо, когда напряжение затвор-исток меньше напряжения перекрытия обедненных слоев гетероперехода и барьера Шоттки, при котором начинается управление плотностью 2D-электронов:

$$(U_{p0})_{2D} = qn_{s01}(d + \Delta d) / \epsilon,$$

где n_{s01} — максимально достигаемая концентрация электронов 2D-газа в потенциальной яме.

При напряжении на затворе, большем чем

$$U_{t2} = U_{t1} + (U_{p0})_{2D}, \quad (7)$$

концентрация электронов двумерного газа n_{s1} приближается к значению n_{s01} , и в слое легированного AlGaAs возникает необходимая часть, которая вносит вклад в проводимость канала, т.е. возникает как бы новый полевой транзистор на AlGaAs, канал которого включен параллельно двумерному каналу.

Электроны, индуцированные в слое AlGaAs, или становятся электронами проводимости или нейтрализуют ионизованные доноры, причем последний эффект доминирует при комнатной температуре для энергии активации доноров порядка 50 мэВ [7]. Максимальная величина поверхностной плотности электронов двумерного газа достигается при напряжении затвор-исток [8]:

$$U_{3И} = U_{t2} + U_0, \quad (8)$$

где $U_0 = v_{s1} \cdot L / \mu_1$, v_{s1} и μ_1 — скорость насыщения и подвижность электронов в двумерном газе. С дальнейшим увеличением напряжения затвор-исток, рост проводимости может быть связан только с компонентой свободных электронов в легированном слое.

На рис. 3 сплошными линиями представлены вид зависимости поверхностной плот-

ности заряда двумерного электронного газа в канале транзистора, а также свободных электронов и нейтрализованных доноров в слое AlGaAs, от напряжения затвора [7]. При правильном выборе модельных параметров n_{0i} , α_i , U_{mi} и U_{li} , эта зависимость хорошо описывается выражением (3), и, с другой стороны, для 2D-газа, она линейно аппроксимируется выражением (6) при $U_{t1} \leq U_{3И} \leq U_{t2}$ и прямой $n_{s1} = n_{s01}$ при $U_{3И} > U_{t2}$ (пунктир на рис. 3).

Аналитические выражения, аналогичные (6), можно записать также для поверхностной плотности свободных электронов и нейтрализованных доноров в слое AlGaAs.

С учетом того, что пороговое напряжение для свободных электронов согласно (8) равно $U_{t2} + U_0$, поверхностную плотность этих электронов можно найти из соотношения, отличающегося от приведенного в [8],

членом $-\frac{\epsilon}{d + \Delta d}$:

$$n_{s2} = \left(\frac{\epsilon}{d - n_{s01} / N_D} - \frac{\epsilon}{d + \Delta d} \right) \times (U_{3И} - U_{t2} - U_0) \frac{1}{q}, \quad (9)$$

а для поверхностной плотности нейтрализованных доноров, по аналогии с (9), можно записать:

$$n_{s3} = \frac{\epsilon}{n_{s01} / N_D} \left(U_{3И} - U_{t2} - \frac{U_0}{2} \right) \frac{1}{q}. \quad (10)$$

Зависимости (9) и (10) также приведены на рис. 3 пунктирной линией. При этом, величина n_{s01} / N_D — толщина ионизованного слоя в AlGaAs, обусловленного переходом электронов в канал. Соотношения (6), (9) и (10) были проверены на данных численного расчета поверхностной плотности всех компонентов заряда в НЕМТ с длиной затвора

1мкм, приведенных в [7]. Член $\frac{\epsilon}{d + \Delta d}$ в (9) и

$\frac{U_0}{2}$ в (10) позволяет улучшить соответствие аппроксимации эти данным.

Используя соотношения (6), (9) и (10), можно получить аналитические выражения для модельных параметров U_{mi} и U_{li} , как функции порогового напряжения, тем самым, внося явную зависимость от него и в (3).

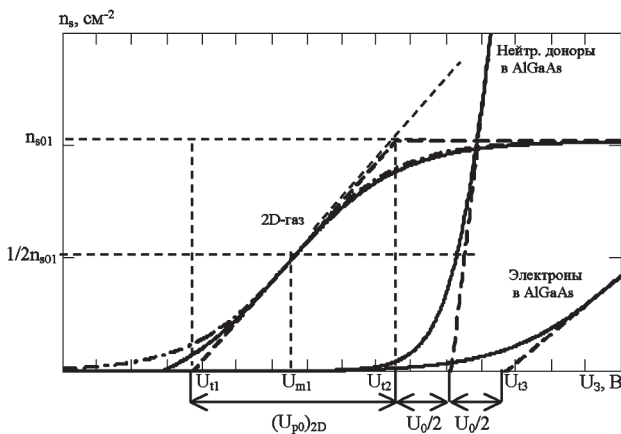


Рис. 3. Зависимость поверхностной плотности двумерного электронного газа, нейтрализованных доноров и свободных электронов в слое AlGaAs от напряжения затвор-исток. Пунктирная линия — линейная аппроксимация, сплошная — вид реальной характеристики, штрих-пунктир — настоящая модель при $\alpha = 0.5$

n_{0i} — это значение n_{si} при больших величинах напряжения затвор-исток, т.е. равное n_{s0i} . Для 2D-газа этот параметр означает максимальную плотность заряда, которая может содержаться в квантовой яме транзистора. В нашей работе для него использовались типичные значения для всех компонентов заряда.

U_{mi} — напряжение в точке перегиба кривой $n_{si}(U_{3и})$, а α_i — коэффициент пропорциональности, определяемый как:

$$\alpha_i = n_{si}(U_{mi}) / n_{0i}. \quad (11)$$

Из рис. 3 видно, что для линейной аппроксимации точке перегиба соответствует середина наклонного участка, что дает значение $\alpha_i = 0.5$, однако, при этом, для 2D-газа имеет место существенный подпороговый заряд (штрих-пунктир). В реальности, точка перегиба кривой $n_{si}(U_{3и})$ для 2D-газа лежит левее и значит значение α_i меньше. Для α_i также можно использовать типичные значения, предложенные в [7], и в дальнейшем их не менять. При заданном α_i , значение для U_{mi} определяется из выражений (6), (9—11):

$$U_{m1} = q\alpha_1 n_{01} (d + \Delta d) / \varepsilon + U_{t1},$$

$$U_{m2} = q\alpha_2 n_{02} / \left(\frac{\varepsilon}{d_d - n_{01} / N_D} - \frac{\varepsilon}{d + \Delta d} \right) + U_{t2} + U_0,$$

$$U_{m3} = q\alpha_3 n_{03} n_{01} / \varepsilon N_D + U_{t2} + \frac{U_0}{2}.$$

И, наконец, U_{1i} — разница между значениями $U_{3и}$ в точке пересечения асимптоты $n_{si} = n_{0i}$ и касательной к кривой $n_{si}(U_{3и})$ в точке перегиба и U_{mi} , т.е. из рис. 3 нетрудно видеть, что для линейной аппроксимации:

$$U_{11} = U_{t2} - U_{m1}, U_{12} = U_2 - U_{m2}, U_{13} = U_3 - U_{m3}.$$

Здесь U_2 — напряжение насыщения для свободных электронов в AlGaAs, определяемое из (9) при $n_{s2} = n_{02}$, аналогично, U_3 — напряжение насыщения для нейтрализованных доноров, определяемое из (10) при $n_{s3} = n_{03}$.

Таким образом, для учета ККЭ, вместо U_{t1} следует использовать выражение $U_{t1} + \Delta U_{off}$ (где ΔU_{off} определяется из (2)) при определении модельных параметров U_{mi} и U_{1i} в (3), оставляя $U(x) = 0$. Модель также позволяет проводить исследование влияния конструктивных и электрофизических параметров транзистора на его характеристики.

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ НЕМТ

В нормально открытом режиме НЕМТ-транзистора, двумерный газ в канале уже формируется при нулевом напряжении затвора $U_{3и}$. Более того, в этом случае слой AlGaAs полностью обеднен свободными носителями. Когда напряжение затвор-исток превышает определенный уровень, в AlGaAs формируется канал проводимости. Вследствие этого, ток стока I_C является, в общем, суммой двух компонент — 2D-газа и электронов AlGaAs. Каждая из них может быть выражена формулой

$$I_{Ci} = qZn_{si}(U_{3и}, U_i(x))v_i(x), \quad i = 1, 2, \quad (12)$$

где Z — ширина затвора, q — модуль заряда электрона и $v_i(x)$ — дрейфовая скорость электронов. Зависимость дрейфовой скорости от напряженности поля, которая учитывает эффект насыщения, дается, например, аппроксимацией вида [9]:

$$v_i(x) = \begin{cases} \frac{\mu_i E(x)}{1 + E(x) / E_{Hi}}, & E(x) < E_{Hi}; \\ V_{Hi}, & E(x) \geq E_{Hi}, \end{cases} \quad (13)$$

здесь μ_i — подвижность в слабом поле, E_{Hi} — критическое электрическое поле, при котором наступает насыщение и V_{Hi} — скорость в насыщении при $E_i = E_{Hi}$. Далее, следуя [7], могут быть получены компоненты тока стока как для линейной области ВАХ

$$I_{сл_i} = \frac{A_i}{L + U_{сл} / E_{Hi}} \left[B_i U_{сл} - \ln \cosh \frac{U_{3и} - U_{mi} - U_{сл}}{U_{1i}} + \ln \cosh \frac{U_{3и} - U_{mi}}{U_{1i}} \right], \quad (14)$$

где

$$A_i = q\mu_i Z n_{0i} (1 - \alpha_i) U_{1i} \quad \text{и} \quad B_i = \alpha_i / (1 - \alpha_i) U_{1i},$$

так и для области насыщения

$$I_{сл_i} = \frac{A_i}{L_{Hi} + U_{Hi} / E_{Hi}} \left[B_i U_{Hi} - \ln \cosh \frac{U_{3и} - U_{mi} - U_{Hi}}{U_{1i}} + \ln \cosh \frac{U_{3и} - U_{mi}}{U_{1i}} \right], \quad (15)$$

где U_{Hi} — потенциал канала в точке, где происходит насыщение, который находится из условий сшивания решений для линей-

ной и насыщенной части ВАХ. L_H — эффективная длина канала в насыщении:

$$L_{H_i} = L - \frac{2d_{H_i}}{\pi} \sinh^{-1} \frac{\pi(U_{CI} - U_{H_i})}{2d_{H_i}E_{H_i}},$$

здесь d_{H_i} — толщина канала в насыщении.

В итоге, можно определить параметры эквивалентной схемы транзистора. Крутизна g_m и выходная проводимость g_d , по определению, могут быть найдены путем дифференцирования тока стока в первом случае по напряжению затвора $U_{ЗИ}$, а во втором — по напряжению стока $U_{СИ}$, при фиксированном втором напряжении.

$$g_m = \left. \frac{dI_c}{dU_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ}=\text{const}} \quad g_d = \left. \frac{dI_c}{dU_{СИ}} \right|_{U_{СИ}=\text{const}}$$

В неравновесных условиях общая емкость затвора может быть определена как:

$$C_3 = \left. \frac{dQ_3}{dU_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ}=\text{const}} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{ЗИ}} \int_0^L qZn_{si}(x)dx.$$

После этого емкости транзистора могут быть вычислены следующим образом:

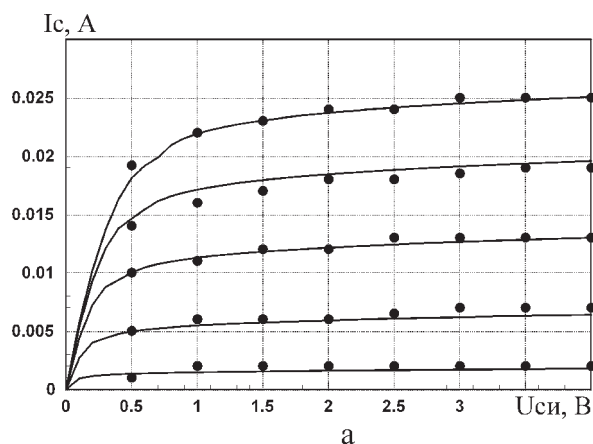
$$C_{3C} = - \left. \frac{dQ_3}{dU_{СИ}} \right|_{U_{СИ}=\text{const}} = - \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{СИ}} \int_0^L qZn_{si}(x)dx,$$

и

$$C_{ЗИ} = C_3 - C_{3C},$$

где L, Z — длина и ширина затвора.

Сопротивление $R_{ЗИ}$ можно найти из соотношения [10]:



$$\tau = \frac{L}{V_H} = R_{ЗИ}C_{ЗИ}, \text{ откуда } R_{ЗИ} = \frac{L}{V_H C_{ЗИ}}.$$

ВЛИЯНИЕ КОРОТКО-КАНАЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕМТ

Для проверки модели были рассчитаны вольт-амперные характеристики нескольких НЕМТ. Сначала получена ВАХ (рис. 4, а) для НЕМТ с длиной затвора 1 мкм (ККЭ несущественны) и проверена правильность расчета по известным экспериментальным данным. Затем была рассчитана ВАХ транзистора фирмы NEC NE33200 с длиной затвора 0.3 мкм и произведена калибровка параметров модели порогового напряжения (ККЭ присутствуют). Далее, используя выбранные после калибровки параметры, была рассчитана ВАХ НЕМТ NEC NE32484А с длиной затвора 0.25 мкм. Во всех случаях получено хорошее соответствие с экспериментальными данными. В итоге, для исследования влияния ККЭ на параметры малосигнальной модели транзистора, был произведен расчет и калибровка параметров модели порогового напряжения для НЕМТ ATF35143 фирмы Hewlett Packard с $L_3 = 0.5$ мкм.

На рис. 4, а, б сплошными линиями представлены рассчитанные вольт-амперные характеристики для двух НЕМТ в сравнении с экспериментальными данными (точки), электрофизические, геометрические и модельные параметры которых приведены в таблице. Видно, что с укорочением длины

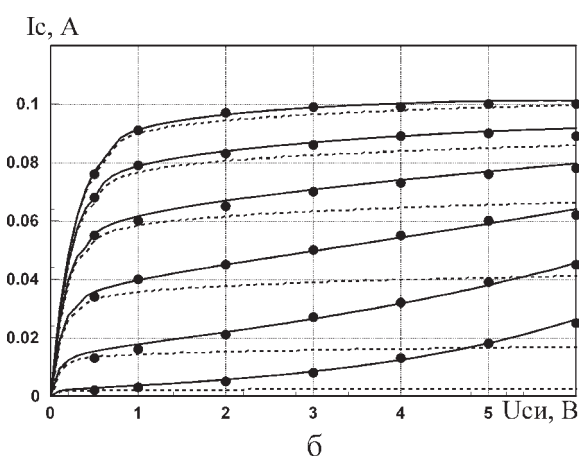


Рис. 4. Смоделированные вольт-амперные характеристики для разных напряжений затвора $U_{ЗИ}$ а — транзистор № 1 $U_{ЗИ} = (-0.3...0.5$ В с шагом 0.2 В), б — транзистор № 2 $U_{ЗИ} = (-0.6...0.4$ В с шагом 0.2 В). Сплошные линии — с учетом дополнительных эффектов короткого канала, пунктир — без учета. Точки — экспериментальные данные

Таблица
Параметры модели

Модельные и электрофизические параметры		
$n_{01} = 1.02 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$	$n_{02} = 8.4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$	$n_{03} = 3.5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$
$\alpha_1 = 0.44$	$\alpha_2 = 0.498$	$\alpha_3 = 0.5$
$\mu_1 = 5800 \text{ см}^2/(\text{Вс})$	$\mu_2 = 1000 \text{ см}^2/(\text{Вс})$	$\epsilon = 1.07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/см}$
$V_{H1} = 1.85 \cdot 10^7 \text{ см/с}$	$V_{H2} = 1 \cdot 10^7 \text{ см/с}$	$\phi_b = 0.95 \text{ эВ}$
$E_{H1} = 3.5 \cdot 10^3 \text{ В/см}$	$E_{H2} = 1 \cdot 10^4 \text{ В/см}$	$dE_g = 0.32 \text{ эВ}$
$d_{H1} = 14 \cdot 10^{-6} \text{ см}$	$d_{H2} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ см}$	$N_D = 2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$
$v_m = 1.5 \text{ В}$	$v_r = -1 \text{ В}^{-1}$	$v_{sc} = 0.2 \text{ В}^{-1}$
Геометрические параметры		
Транзистор № 1	$d_d = 270 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$L = 1 \text{ мкм}$
	$d_i = 30 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$Z = 100 \text{ мкм}$
Транзистор № 2 (НР АТF35143)	$d_d = 410 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$L = 0.5 \text{ мкм}$
	$d_i = 100 \cdot 10^{-8} \text{ см}$	$Z = 400 \text{ мкм}$

затвора (рис. 4, б) на этих характеристиках имеет место существенный рост тока стока в области насыщения, что всегда наблюдается в эксперименте для субмикронных транзисторов. Как известно из ранних исследований для обычных ПТ и НЕМТ, такое явление не может быть связано только с мо-

дуляцией длины канала в насыщении, а проявляется еще в результате изменения порогового напряжения с напряжением сток-исток и под влиянием эффекта ударной ионизации, причем, для более коротких длин затвора эти эффекты усиливаются.

На рис. 4, б пунктиром представлены ВАХ, рассчитанные без учета ККЭ (насыщение дрейфовой скорости электронов учитывалось во всех случаях). Видно, что при учете дополнительных коротко-канальных эффектов, мы получили хорошее совпадение с экспериментом (сплошные линии), тогда как в противном случае (пунктирные линии) необходимого роста тока в насыщении не наблюдается.

На рис. 5, а представлена зависимость крутизны от напряжения затвор-исток при разных напряжениях сток-исток для транзистора № 2 (таблица). Видно, что в случае учета ККЭ (сплошные линии), изменение крутизны со сменой рабочего режима заметно больше, чем в аналогичном случае

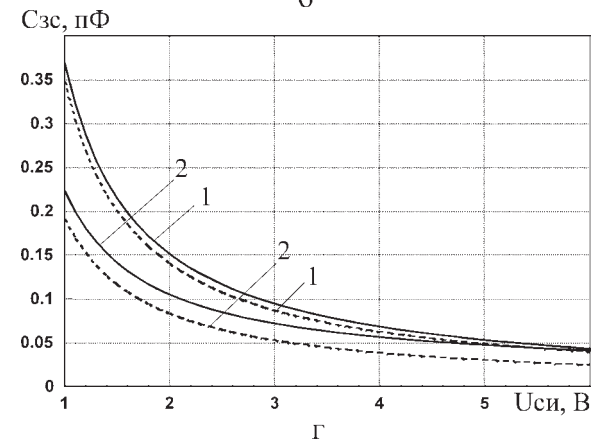
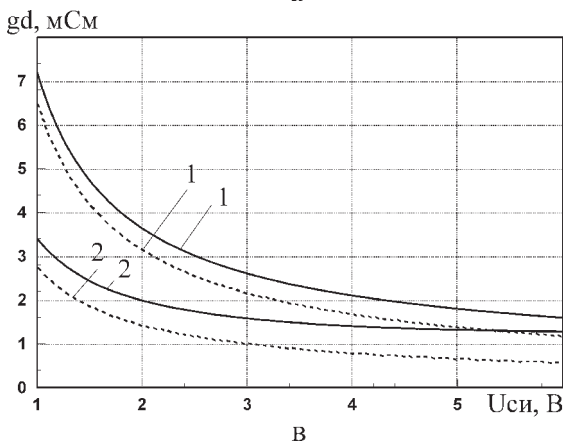
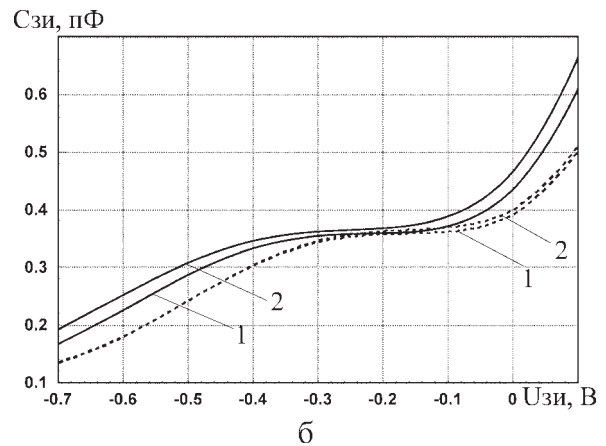
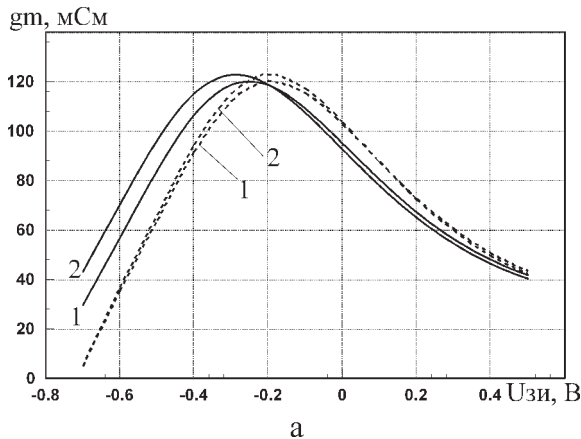


Рис. 5. Зависимость крутизны (а) и емкости затвор-исток (б) от напряжения затвора $U_{зи}$ при напряжениях стока 1 — $U_{си} = 2 \text{ В}$, 2 — $U_{си} = 3 \text{ В}$. Зависимость выходной проводимости (в) и емкости затвор-сток (г) от напряжения стока $U_{си}$ при напряжениях затвора 1 — $U_{зи} = -0.2 \text{ В}$, 2 — $U_{зи} = -0.4 \text{ В}$. Сплошные линии — с учетом ККЭ, пунктирные — без. Характеристики приведены для транзистора № 2

для обычной модели (пунктир). Также, в результате уменьшения порогового напряжения и, соответственно, сдвига характеристик в сторону более отрицательных напряжений $U_{зи}$, значения крутизны и емкости затвор-исток (рис. 5, б) оказываются больше в области больших отрицательных напряжений затвор-исток. Емкость затвор-исток во всем используемом диапазоне напряжений к тому же оказывается больше при наличии ККЭ, что уменьшает быстродействие. Выходная проводимость (рис. 5, в) и емкость обратной связи затвор-сток (рис. 5г) также возрастают в присутствии ККЭ, но в этом случае их изменение со сменой напряжения затвор-исток при малых напряжениях сток-исток практически такое же, как и в отсутствие ККЭ. Различие становится заметнее при больших напряжениях сток-исток, когда проявляется эффект ударной ионизации.

Для верификации описанной выше модели, были также рассчитаны S -параметры транзистора № 2 с помощью пакета DesignLab 8.0 и сверены с экспериментальными, взятыми из технических данных прибора. При этом использовалась схема ВЧ модели, предложенная разработчиками транзистора, оптимизированная для диапазона частот 1÷6 ГГц (рис. 6).

Результаты моделирования приведены на рис. 7 а, б, в, г. Из рис. 7 видно, что учет эффектов короткого канала действительно привел к уточнению расчета S -параметров

транзистора. При укорочении длины затвора пренебрежение этими эффектами будет приводить к более существенной ошибке. Такая же ситуация сохраняется и для других режимов работы транзистора, что позволяет говорить о правильности избранного нами пути к дальнейшему улучшению моделей субмикронных НЕМТ.

ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ НЕМТ-ТРАНЗИСТОРА

В НЕМТ транзисторах, как и ПТШ имеют место три основных вида шума: тепловой шум канала, дробовой шум, обусловленный токами утечки затвора и фликкер-шум, но НЕМТ транзистор обладает преимуществом по шумовым характеристикам в виду более высокой проводимости его канала за счет большей плотности электронов в нем и более высокой их подвижности. В СВЧ диапазоне, где обычно и применяется НЕМТ, шумовые свойства прибора определяются в основном тепловым шумом. Этот шум обусловлен термическим возбуждением электронов проводимости в кристалле, приводящим к их хаотическому движению.

Для учета собственных шумов НЕМТ транзистора при моделировании усилителя на его основе, необходимо соответствующим образом изменить его эквивалентную схему [11]. Для этого во входной цепи активной области транзистора включается генератор $I_{шз}$, отражающий индуцированный шум затвора, определяемый флуктуациями напря-

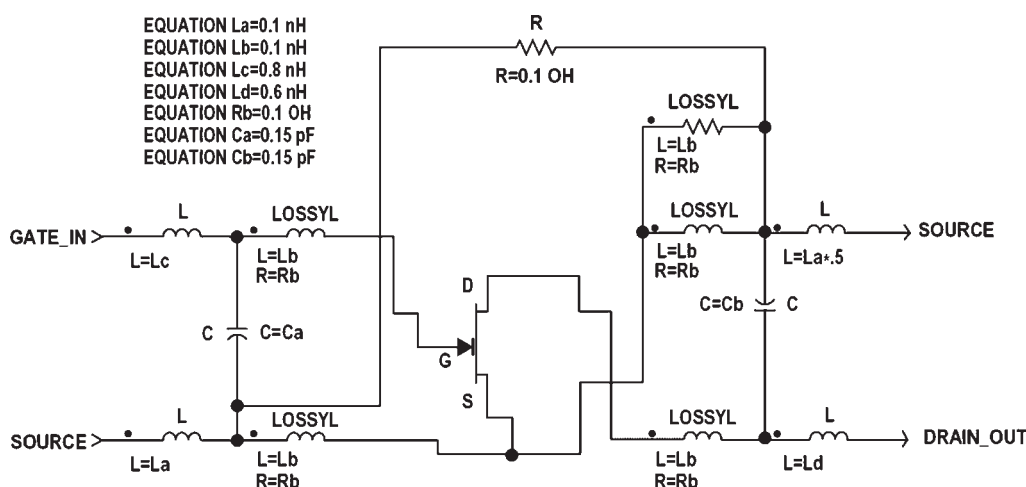


Рис. 6. Схема для расчета S -параметров НЕМТ транзистора ATF35143, оптимизированная для диапазона частот 1—6 ГГц

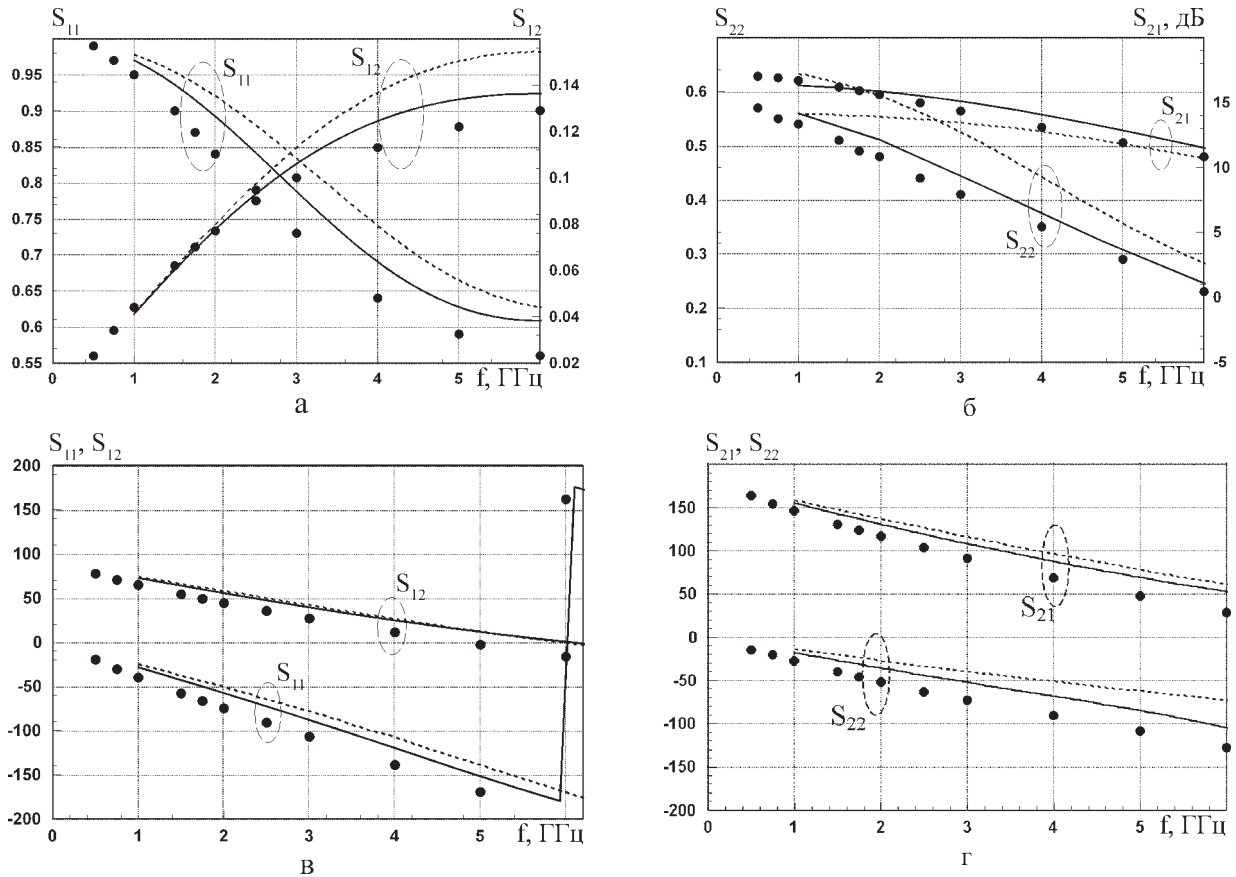


Рис. 7. Зависимость амплитуд (а, б) и фаз (в, г) S -параметров транзистора № 2 от частоты при $U_{си} = 2$ В, $U_{зи} = -0.5$ В. Точки — экспериментальные данные, сплошные линии — расчет с учетом ККЭ, пунктирные — без учета

жения затвор-канал из-за тепловых флуктуаций напряжения в канале от двух источников. Первый определяется флуктуациями напряжения затвор-канал из-за тепловых флуктуаций напряжения в канале в области до точки насыщения дрейфовой скорости электронов. Второй источник определяется вкладом диффузионного шума части канала, где электроны достигают скорости насыщения.

В выходной цепи эквивалентной схемы включен генератор шумового тока $I_{шс}$. Он отражает тепловой шум проводящей части канала области до насыщения скорости с учетом температуры электронов и шум за счет дрейфа спонтанно возникающих дипольных слоев в области насыщения скорости.

Шум затвора индуцируется шумом в канале полевого транзистора. И оба обусловлены одними физическими процессами. Следовательно, токи $I_{шз}$ и $I_{шс}$ частично скоррелированы. Коэффициент корреляции:

$$jC = \frac{\overline{I_{шз}^* I_{шс}}}{\sqrt{|I_{шз}|^2 * |I_{шс}|^2}}. \quad (16)$$

Среднеквадратические значения шумовых токов стока и затвора могут быть определены следующим образом [12]:

$$|\overline{I_{зс}}|^2 = 4kT_0 \Delta f g_m P, \quad |\overline{I_{шз}}|^2 = 4kT_0 \Delta f \frac{\varpi^2 C_{зи}^2}{g_m} R. \quad (17)$$

Здесь k — постоянная Больцмана, T_0 — абсолютная температура, Δf — полоса частот, ϖ — рабочая частота, $C_{зи}$ — емкость затвор-исток; P, R — шумовые параметры.

Кроме шумов собственно НЕМТ транзистора необходимо учитывать влияние паразитных элементов $R_з$ и $R_{и}$, которые снижают усиление прибора и являются существенными дополнительными источниками теплового шума. Средние квадраты шумовых токов этих сопротивлений определяются выражениями:

$$|\overline{I_{шRз}}|^2 = 4kT_0 \Delta f / R_з, \quad |\overline{I_{шRи}}|^2 = 4kT_0 \Delta f / R_{и}.$$

Как видно из (17), для получения шумовых токов транзистора, помимо зависимостей для параметров эквивалентной схемы,

которые рассчитываются по предложенной ранее модели, необходимо определить параметры P и R .

В соответствии с [12], для нахождения зависимостей этих параметров от напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$ можно воспользоваться следующими аппроксимациями:

$$P = P_1 + P_2, P_1 = \frac{P'_1}{(U_{зи} - U_{off})^{0.75} U_{си}},$$

$$P_2 = P'_2(U_{зи} - U_{off})\sqrt{U_{си}} + P''_2(U_{зи} - U_{off})^5 U_{си}^4,$$

$$R = R'(U_{зи} - U_{off})^2 / U_{си}^2, \quad (18)$$

где P'_1 , P'_2 , P''_2 и R' — параметры модели, а U_{off} — пороговое напряжение транзистора, определяемое описанным ранее способом как $U_{т1} + \Delta U_{off}$, для учета эффектов короткого канала.

Параметры P'_1 , P'_2 , P''_2 и R' выбираются для соответствия расчетных данных экспериментальным. Известными экспериментальными данными, касающимися шумовых свойств транзистора, обычно являются зависимости минимального коэффициента шума от частоты и напряжений затвор-сток, затвор-исток. Таким образом, если найти аналитическое выражение для коэффициента шума, содержащее параметры P и R , то тогда мы получим возможность подбирать P'_1 , P'_2 , P''_2 и R' для соответствия расчетного коэффициента шума и известного из технических данных транзистора. После этого мы сможем определить значения шумовых источников тока и использовать их в эквивалентной схеме для моделирования работы усилителя с учетом собственных шумов транзистора.

В соответствии с [13], для минимального коэффициента шума транзистора можно записать следующее аналитическое выражение, учитывающее также шумы паразитных сопротивлений затвора и истока:

$$F_{\min} = 1 + 2g_n \left(R_C + \sqrt{R_C^2 + \frac{r_n}{g_n}} \right),$$

где

$$g_n = \frac{\varpi^2 C_{зи}^2 R_{зи}^2}{g_m} (P + R - 2C\sqrt{PR}),$$

$$r_n = R_3 + R_{и1} + \frac{1 + \varpi^2 C_{зи}^2 R_{зи}^2}{g_m} \frac{PR(1 - C^2)}{P + R - 2C\sqrt{PR}} \quad (19)$$

и

$$Z_C = R_C + jX_C = R_3 + R_{и1} + \left(R_{зи} - \frac{j}{\varpi C_{зи}} \right) \frac{P - C\sqrt{PR}}{P + R - 2C\sqrt{PR}}.$$

Расчеты показывают [14], что для субмикронных НЕМТ транзисторов коэффициент корреляции приблизительно константа и близок к единице. Кроме того, его влияние на коэффициент шума мало. В данной работе было выбрано значение $C = 0.95$.

Подставляя (18) в (19), можно рассчитать F_{\min} и подобрать параметры P'_1 , P'_2 , P''_2 и R' . В результате были взяты следующие значения: $P'_1 = 0.1 \text{ В}^{1.75}$, $P'_2 = 0.9 \text{ В}^{-1.5}$, $P''_2 = 0.85 \text{ В}^{-9}$, $R' = 0.1$. При исследовании транзисторов одной и той же технологии эти параметры можно не менять.

Результаты расчета, вместе с экспериментальными данными (точки) приведены на рис. 8. Сплошной линией показан расчет с

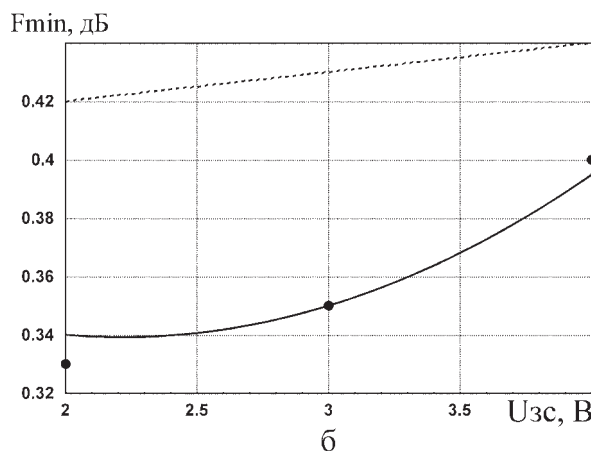
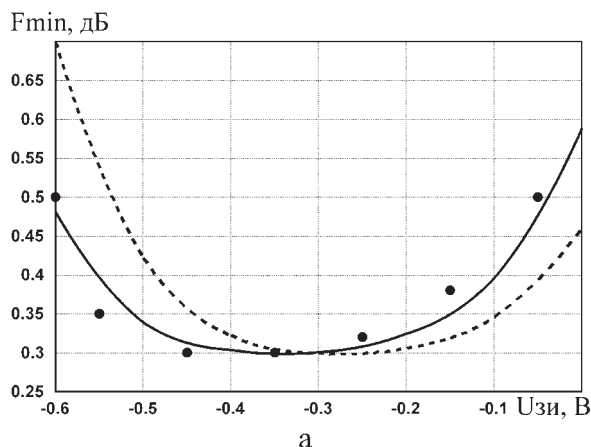


Рис. 8. а — Зависимость коэффициента шума от напряжения затвор-исток при $f = 2 \text{ ГГц}$, $U_{си} = 2 \text{ В}$. б — Зависимость коэффициента шума от напряжения сток-исток при $f = 2 \text{ ГГц}$, $U_{зи} = -0.5 \text{ В}$. Сплошные линии — учет ККЭ, пунктир — без учета. Точки — экспериментальные данные

учетом эффектов короткого канала, пунктирной линией — без учета.

Таким образом, используя выбранные модельные параметры, можно найти значения шумовых токов и проводить дальнейшие исследования усилителя на НЕМТ транзисторе в пакетах схемотехнического проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hill A.J., Ladbroke P.H. High Electron Mobility Transistors (HEMTs) — A Review — The GEC Journal of Research, 1986, 4, № 1, P. 1—14.
2. Breitschadel O., Kley L., Grabeldinger H., Hsieh J.T., Kuhn B., Scholz F., Schweizer H. Short-channel effects in AlGaIn/GaN HEMTs. // IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices, August 4—6, 2004.
3. Webster R.T., Shangli W., Anwar A.F.M. Impact ionization in InAlAs/InGaAs/InAlAs HEMT's // IEEE Electron device letters, Vol. 21, № 5, 2000.
4. Stenzel R. et al. Investigation of novel gate concepts of ultra-short channel InAlAs/InGaAs HEMTs by 2D/3D-numerical simulations with hydrodynamic models// 48 internationales Wissenschaftliches Kolloquium, sep. 2003.
5. Xie S., Paidi V., Heikman S. et al. High linearity GaN HEMT power amplifier with pre-linearization gate diode.
6. Yang M.H., Yu Q., Xiao B., Xie X. F., Yang P. F. An analytical model for short-channel MOSFETs // Semicond. Sci. Technol. 14, 1999, P. 715—720.
7. Abdel A.M., El-Sayed M., El-Banna M. An analytical model for small signal parameters in HEMTs including the effect of source/drain extrinsic resistances. — Solid-State Electronics, 1999, V. 43, P. 891—900.
8. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: Пер. с англ. — М.: Мир, 1991.
9. Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов: Монография / АН Лит. ССР. Ин-т физики полупроводников. — Вильнюс: Мокслас, 1989.
10. Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Лопатин А.И. Моделирование малошумящего усилителя на НЕМТ-транзисторе // Вестник ВГУ. — 2001, — № 1. — С. 11—24.
11. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Лопатин А.И. Шумовые характеристики усилителя на НЕМТ-транзисторе в нелинейном режиме // Известия ВУЗов. Электроника. — 2001. — № 2, С. 53—56.
12. Klepser B.-U.H., Bergamaschi C., Schefer M. et al. Analytical bias dependent noise model for InP HEMTs. — IEEE Trans. On Electron Devices, 1995, V. 42, № 11, P. 1882—1889.
13. Ando Y., Iton T. DC, small-signal, and noise modeling for two-dimensional electron gas field-effect transistors based on accurate charge-control characteristics. — IEEE Trans. On Electron Devices, 1990, V. 37, № 1, P. 67—78.
14. Bergamaschi C., Patrick W., Bachtold W. Determination of the noise source parameters in InAlAs/GaInAs HEMT heterostructures based on measured noise temperature dependence on the electric field. — In Proc. Sixth Conf. InP and Rel. Mat., 1994, P. 21—24.