

К. т. н. А. А. АЛТУХОВ¹, к. ф.-м. н. К. Н. ЗЯБЛЮК¹,
д. ф.-м. н. А. Ю. МИТЯГИН², к. ф.-м. н. Н. Х. ТАЛИПОВ²,
д. ф.-м. н. Г. В. ЧУЧЕВА²

УДК 621.382.3

Россия, г. Фрязино, ¹ПТЦ УралАлмазИнвест;
²Фрязинский филиал ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: alexandr-mityagin@yandex.ru

Дата поступления в редакцию
30.06 2011 г.

МОДЕЛЬ АЛМАЗНОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА

Модель плавного затвора позволяет рассчитать характеристики полевых алмазных СВЧ-транзисторов по электрофизическим параметрам алмазной структуры с δ -легированным слоем и по геометрическим параметрам элементов транзистора.

Основной тенденцией развития СВЧ-электроники в настоящее время является рост числа исследований в области разработки приборов на основе широкозонных полупроводников, в частности алмаза. Наиболее перспективным вариантом считается полевой (униполярный) транзистор на основе алмаза с модулируемым проводящим каналом. В настоящий момент ведутся работы по исследованию алмазных транзисторов двух основных конструкций в зависимости от типа проводящего канала: с каналом n -типа в виде δ -легированного бором слоя и с каналом p -типа на гидрированной поверхности алмаза [1]. Алмазные транзисторы второго типа основаны на поверхностной проводимости гидрированного алмаза.

Обнаружено, что при обработке в водородной плазме алмаз приобретает поверхностную проводимость дырочного типа [2]. Такая поверхность алмаза насыщена C–H-связями и называется гидрированной (или гидрогенизированной). Исследования показали, что проводящий канал находится на глубине около 10 нм под поверхностью и обладает толщиной около 1 нм, т. е. фактически является вышеупомянутым δ -слоем или так называемым двумерным дырочным газом. Такие свойства гидрированного алмаза позволяют изготовить полевой транзистор на его основе [1–5].

Для проведения исследований таких транзисторов нужна модель, которая бы достаточно хорошо описывала их работу. В настоящей работе предложена модель, позволяющая рассчитать характеристики подобных полевых алмазных транзисторов по электрофизическим параметрам алмазного материала и геометрическим параметрам электродов.

Конструкция СВЧ-транзистора

В качестве основной конструкции СВЧ-транзистора выбран полевой транзистор на основе алмазной пленки с проводящей гидрированной поверхностью, схема которого представлена на рис. 1. Контакты истока и стока изготавливаются из металла, образующего с гидрированной поверхностью алмаза омиче-

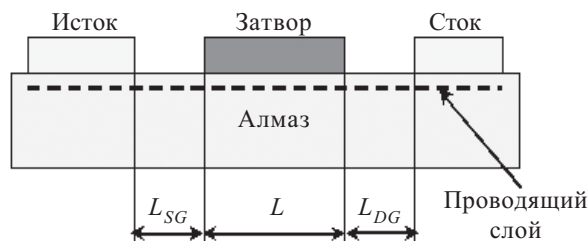


Рис. 1. Схема полевого транзистора на гидрированной поверхности алмаза

ский контакт (как правило, из золота), а затвора — образующего барьерный контакт Шоттки (как правило, из алюминия).

Расчеты проводились для транзистора с затвором Шоттки как наиболее простой конструкции. Они могут быть легко обобщены на транзисторы типа «металл—диэлектрик—полупроводник», в которых между полупроводником и контактом затвора имеется слой диэлектрика.

Для достижения высокого тока «исток—сток» и максимальных рабочих частот транзистора длина затвора L должна быть минимальной, что определяется доступными технологиями. Длины зазоров контактов «исток—затвор» L_{SG} и «сток—затвор» L_{DG} также должны быть минимальными для уменьшения сопротивления входных участков. Минимальная величина зазоров определяется не только возможностями технологии, но и требованием недопустимости пробоя при максимальных рабочих напряжениях. Ширина затвора определяет характеристики транзистора.

Модель плавного канала

Рассмотрим полевой транзистор с длиной затвора L и шириной W . Пусть ось x — вдоль затвора, ось y направлена вглубь полупроводника. Пренебрежем расстояниями между затвором и истоком и затвором и стоком (в дальнейшем они будут учтены как вне-

Работа выполнена в рамках проекта
РФФИ № 11-07-00288.

шние сопротивления). При условии малости продольного поля по сравнению с поперечным ($E_x > E_y$) под затвором образуется проводящий канал вдоль оси x , что называется приближением плавного канала. Формула для вычисления плотности тока в канале в направлении оси x имеет вид:

$$J = qnv, \quad (1)$$

где q — элементарный заряд;
 n — объемная плотность носителей заряда;
 v — скорость носителей заряда вдоль оси x .

При малых значениях напряженности поля E скорость носителей заряда линейно зависит от напряжения: $v = \mu E$, где μ — подвижность носителей. При скоростях около 10^7 см/с происходит насыщение скорости носителей заряда в алмазе, что может быть учтено с помощью следующей зависимости:

$$v = \mu E / (1 + \mu E / v_s), \quad (2)$$

где v_s — скорость насыщения.

В статическом случае $(\text{rot} E)_z = d_x E_y - d_y E_x = 0$, и при достаточной плавности канала (слабая зависимость n, E_y от x) компонента E_x слабо зависит от y . Поэтому в предположении независимости μ и E_x от координаты y можно проинтегрировать уравнения (1), (2) по y и получить поверхностную плотность тока

$$j_s = Q_s(x) \frac{\mu V'(x)}{1 + \mu V'(x) / v_s} = \frac{I_{DS}}{W}, \quad (3)$$

где $Q_s(x)$ — поверхностная плотность заряда,
 $Q_s(x) = q \int dy n(x, y)$;
 $V(x)$ — потенциал непосредственно под каналом;
 I_{DS} — ток «исток—сток».

В модели плавного канала поверхностная плотность заряда описывается следующим образом:

$$Q_s(x) = C_i [V_{GS} - V_T - V(x)], \quad (4)$$

где C_i — поверхностная емкость подзатворного диэлектрического слоя;

V_{GS} — напряжение затвора относительно истока;
 V_T — некое пороговое напряжение, определяемое свойствами поверхности «затвор—диэлектрик (полупроводник)».

В стационарном случае $I_{DS} = \text{const}$, и уравнение (3) может быть проинтегрировано с учетом граничного условия $V(0) = 0$. Далее, решая квадратное уравнение и применяя граничные условия $V(0) = 0$, $V(L) = V_{DS}$ (V_{DS} — напряжение стока относительно истока), можно получить распределение потенциала вдоль канала и вольт-амперную характеристику (**ВАХ**) при условии, что ток I_{DS} не превышает тока насыщения I_{DSsat} :

$$I_{DS} < I_{DSsat} \equiv \frac{\mu C_i W}{L} \frac{V_{DSat}^2}{2}. \quad (5)$$

Здесь V_{DSat} — напряжение насыщения (при $V_{DS} > V_{DSsat}$ с ростом напряжения значение тока «исток—сток» остается постоянным: $I_{DS} = I_{DSsat}$):

$$V_{DSsat} \equiv V_s \left(\sqrt{1 + 2 \frac{U}{V_s}} - 1 \right),$$

где потенциал V_s определяется как

$$V_s \equiv v_s L / \mu.$$

В реальных транзисторах контакты должны находиться на определенных расстояниях друг от друга во избежание пробоя, особенно на участке «затвор—сток» в режиме насыщения $V_{DS} > V_{GS} - V_T$. Чтобы учесть сопротивление конечных межэлектродных промежутков, можно использовать эквивалентную схему транзистора, включающую сопротивления участков «исток—затвор» R_S и «затвор—сток» R_D (рис. 2).

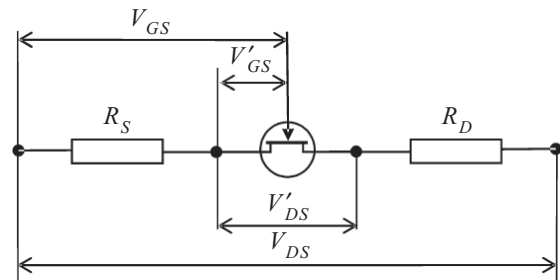


Рис. 2. Эквивалентная схема полевого транзистора с учетом сопротивлений участков «исток—затвор» и «затвор—сток»

Обозначим через V'_{GS} и V'_{DS} «внутренние» напряжения в полевом транзисторе, т. е. без учета участков «исток—затвор» и «затвор—сток». Согласно схеме на рис. 2 напряжения в транзисторе с учетом этих участков равны

$$V_{GS} = V'_{GS} + \frac{R_S I_{DS}}{1 - R_S I_{DS} \mu / (v_s L_{GS})}; \quad (6)$$

$$V_{DS} = V'_{DS} + \frac{R_S I_{DS}}{1 - R_S I_{DS} \mu / (v_s L_{SG})} + \frac{R_D I_{DS}}{1 - R_D I_{DS} \mu / (v_s L_{DG})}, \quad (7)$$

где L_{SG} , L_{DG} — длины участков «исток—затвор» и «затвор—сток» (см. рис. 1). Ток «исток—сток» здесь определяется «внутренними» напряжениями транзистора как $I_{DS} = I_{DS}(V'_{GS}, V'_{DS})$.

В дальнейшем для напряжений затвора, отсчитываемых от напряжения отсечки V_T , для удобства будем использовать обозначения

$$U \equiv V_{GS} - V_T;$$

$$U' \equiv V'_{GS} - V_T.$$

В режиме насыщения ток I_{DS} не зависит от напряжений V_{DS} , V'_{DS} . Согласно уравнению (6) можно получить уравнение, связывающее «внутреннее» напряжение затвора U' с «внешним» U . Его решение в виде $U'(U)$ не может быть выражено в терминах аналитических функций, поэтому должно решаться численно. Решение должно удовлетворять условию $0 < U' < U$.

Вычислив U' , можно найти «внутреннее» напряжение насыщения V'_{DSsat} , а затем V_{DSsat} по уравнению (7). Для режима, предшествующего насыщению, т. е. при $V_{DS} < V_{DSsat}$ в случае когда $L_{SG} = L_{DG}$ внутреннее напряжение затвора U' можно найти аналитически. При $R_S = R_D = R$ получим

$$U - U' = \frac{V_{DS} + V_s + AB - \sqrt{[V_{DS} + V_s + AB]^2 - 8BDV_{DS}}}{4D}, \quad (8)$$

где $A = 2 - V_{DS}/V_{s1}$; $B = R\mu C_i(W/L)V_s(U - V_{DS}/2)$;

$$D = 1 - B/V_{s1}; \quad V_{s1} = v_s L_1/\mu.$$

Для проверки модели были использованы данные, опубликованные по алмазным полевым транзисторам [3—7]. Эти транзисторы изготавливались на гидрированной поверхности алмаза, обладающей проводимостью p -типа с поверхностной концентрацией носителей заряда $(0,5—1,0) \times 10^{13} \text{ см}^{-3}$ и подвижностью $\mu = 50—150 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ при комнатной температуре. Для

проведения расчетов и дальнейшего сравнения вольт-амперных характеристик был выбран образец с максимальной удельной плотностью тока в статическом режиме: $I_{DS}/W = 550 \text{ мА/мм}$ [7]. Образец был изготовлен на поликристаллическом алмазе с кристаллической ориентацией (110), контакты стока и истока — из золота, затвора — из алюминия. Длина затвора $L = 0,1 \text{ мкм}$, ширина затвора $W = 50 \text{ мкм}$, расстояния «сток—затвор» и «затвор—исток» $L_{SG} = L_{GD} = 0,5 \text{ мкм}$. Поскольку в [7] не приводятся значения μ , ρ и C_i для данного образца, для расчета были взяты усредненные для подобных транзисторов значения подвижности и поверхностного сопротивления: $\mu = 100 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $\rho = 7 \text{ кОм}$. При этих исходных данных значения сопротивления участков «сток—затвор» и «затвор—исток» составили $R_S = R_D = \rho L_{SG}/W = 70 \text{ Ом}$, как в модели транзистора в [8]. Удельная емкость подзатворного слоя была определена для другого образца из вольт-фарадных характеристик в [4]: $C_i \approx 1 \text{ мкФ/см}^2$ в диапазоне напряжений $V_{GS} = -2 \dots 0 \text{ В}$. Переход от p -типа транзистора к n -типу учитывался заменой знаков в значениях напряжений «сток—исток», «затвор—исток», тока «исток—сток». Напряжение отсечки при расчетах ВАХ в соответствии с этим выбрали равным $V_T = 1 \text{ В}$. Рассчитанные по модели плавного канала с учетом сопротивлений R_S и R_D вольт-амперные характеристики и кривые их крутизны вместе с выбранными для сравнения экспериментальными данными из [7] приведены на рис. 3 и 4. Здесь видно

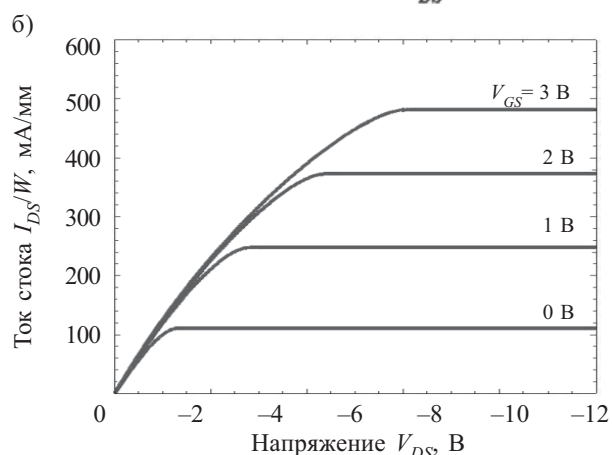
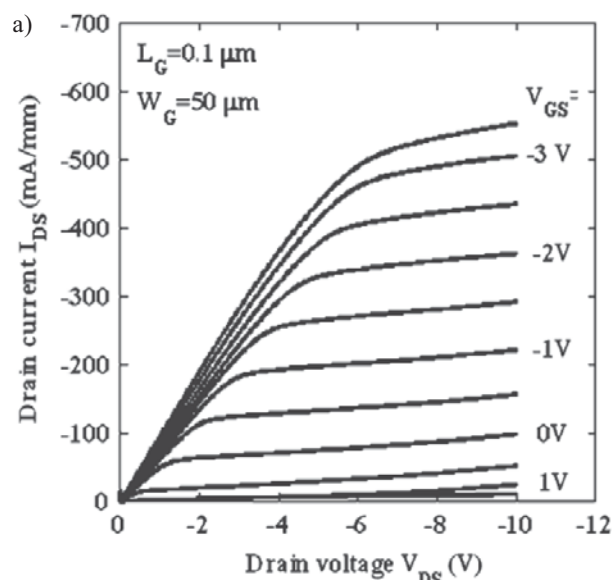


Рис. 3. ВАХ алмазного полевого транзистора, полученная экспериментально в [7] (а) и рассчитанная в настоящей работе (б), для различных значений напряжения V_{GS}

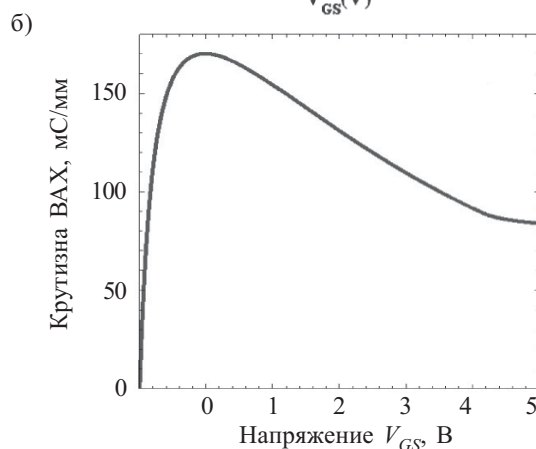
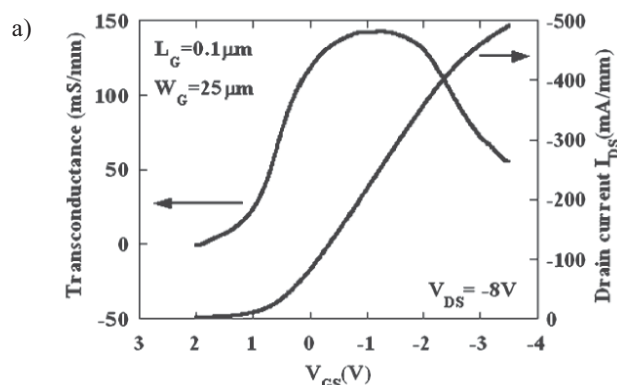


Рис. 4. Крутизна ВАХ алмазного полевого транзистора, полученная экспериментально в [7] (а) и рассчитанная в настоящей работе (б) при $V_{DS} = 8 \text{ В}$

качественное согласование приведенных данных. Отличия могут быть объяснены рядом неучтенных эффектов, например зависимостью подвижности носителей заряда от напряженности поля, зависимостью емкости подзатворного слоя C_i от напряжений, высоким значением напряженности поля на участке «затвор—сток» в режиме насыщения и пр.

Модель плавного канала в случае переменного тока

Рассмотрим модель плавного канала в случае переменного тока. Напряжение, подаваемое на транзистор, состоит из постоянного напряжения смещения и переменной синусоидальной части. Рассмотрим подзатворный слой. Предположим, что длина волны много больше размеров транзистора, и тогда очевидно, что поверхностная плотность тока (3) и поверхностная плотность заряда (4) зависят от времени t . Поэтому вместо формул (3) и (4) запишем

$$j_s(x, t) = Q_s(x, t) \frac{\mu \partial_x V(x, t)}{1 + \mu \partial_x V(x, t) / v_s};$$

$$Q_s(x, t) = C_i [V_{GS}(t) - V_T - V(x, t)]. \quad (9)$$

В случае переменного тока j_s удовлетворяет условию непрерывности

$$\frac{\partial j_s(x, t)}{\partial x} + \frac{\partial Q_s(x, t)}{\partial t} = 0. \quad (10)$$

Граничные условия для потенциала $V(x, t)$:

$$V(0, t) = 0, \quad V(L, t) = V_{DS}(t). \quad (11)$$

Значения тока на границах канала

$$Wj_s(L, t) = I_D(t); \quad W[j_s(L, t) - j_s(0, t)] = I_G(t), \quad (12)$$

где I_D — ток, вытекающий из стока; I_G — ток втекающий в затвор (без учета вклада участков «исток—затвор» и «затвор—сток»).

Решение уравнений (9), (10) с граничными условиями (11), (12) дают характеристики транзистора в случае переменного тока в данной модели.

Далее предположим, что емкость C_i не зависит от потенциалов. Для удобства введем обозначения

$$U(t) = V_{GS}(t) - V_T; \quad F(x, t) = V_{GS}(t) - V_T - V(x, t). \quad (13)$$

Уравнение непрерывности (10) с учетом (9) в этих обозначениях принимает вид

$$\frac{\partial F(x, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\left(1 - \frac{\mu}{v_s} \frac{\partial F(x, t)}{\partial x} \right)^{-1} \times \right. \\ \left. \times \mu F(x, t) \frac{\partial F(x, t)}{\partial x} \right]. \quad (14)$$

Наибольшую мощность транзистор развивает при больших напряжениях стока V_{DS} . Так как напряжение затвора (от напряжения отсечки) ограничено напряжением пробоя $U = 5 \dots 8$ В (для затворов Шоттки), транзистор в этом случае работает в режиме насыщения. Поэтому далее ограничимся расчетом режима работы транзистора, в котором условие насыще-

ния $V_{DS}(t) > V_{DSsat}(t)$ выполняется для любого момента времени t .

Напряжение, подаваемое на транзистор, состоит из постоянного напряжения смещения и синусоидальной части. Поэтому естественно представить потенциалы U, F в виде суммы постоянной части и зависящих от времени потенциалов, обращающихся в 0 в стационарном случае:

$$U(t) = U + u(t);$$

$$F(x, t) = U - V_{DSsat} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{x}{L}} \right) + f(x, t). \quad (15)$$

Для удобства в дальнейшем введем безразмерный параметр γ и безразмерную координату $\tilde{x}$:

$$\gamma = \frac{V_{DSsat}}{2V_s} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + 2 \frac{U}{V_s}} - 1 \right); \quad \tilde{x} = 1 - \frac{x}{L}. \quad (16)$$

В данных обозначениях уравнение непрерывности (14) приобретает вид

$$\frac{\partial f(\tilde{x}, t)}{\partial t} = \frac{v_s}{L} \frac{\partial}{\partial \tilde{x}} \left\{ \left[2\gamma(\gamma + \sqrt{\tilde{x}})V_s + f(\tilde{x}, t) \right] \times \right. \\ \left. \times \frac{\gamma V_s + \sqrt{\tilde{x}} \partial_{\tilde{x}} f(\tilde{x}, t)}{(\gamma + \sqrt{\tilde{x}})V_s + \sqrt{\tilde{x}} \partial_{\tilde{x}} f(\tilde{x}, t)} \right\}. \quad (17)$$

Граничное условие со стороны истока:

$$f(\tilde{x} = 1, t) = u(t).$$

Уравнение (17) выполняется автоматически в стационарном случае ($f=0$). Согласно (12), функция f при $\tilde{x}=0$ определяет ток стока полевого транзистора:

$$I_D(t) = I_D + i_d(t), \quad (18)$$

где $i_d(t) = WC_i v_s f(0, t)$, $I_D = 2\gamma^2 WC_i v_s V_s$.

Здесь постоянная часть I_D совпадает с током «исток—сток» (5) в режиме насыщения в стационарном случае.

Ток затвора зависит от производной

$$I_D(t) - I_G(t) = WC_i v_s \left[2\gamma(\gamma + 1)V_s + u(t) \right] \times \\ \times \frac{\gamma V_s + \partial_y f(\tilde{x}, t)}{(\gamma + 1)V_s + \partial_y f(\tilde{x}, t)} \Big|_{\tilde{x}=1}. \quad (19)$$

Уравнение непрерывности (17) нелинейно и в общем случае должно решаться численно, однако в режиме слабых сигналов оно может быть решено аналитически.

Режим слабых сигналов — это режим, при котором амплитуды зависящих от времени сигналов малы по сравнению с их постоянными частями. В этом случае в уравнении непрерывности (17) можно ограничиться линейными членами разложения по степеням функции f :

$$\frac{\partial f(\bar{x}, t)}{\partial t} = 2\gamma \frac{v_s}{L} \frac{\partial}{\partial \bar{x}} \left[\frac{\sqrt{\bar{x}}}{\sqrt{\bar{x}} + \gamma} \frac{\partial}{\partial \bar{x}} (\sqrt{\bar{x}} f(\bar{x}, t)) \right]. \quad (20)$$

Линейные уравнения допускают разделение переменных x, t . В случае синусоидальных сигналов частоты ω удобно пользоваться комплексными амплитудами $u(t) = u e^{i\omega t}$; $f(x, t) = f(x) e^{i\omega t}$, (21) подразумевая, что измеряемые напряжения и токи представляют собой вещественную часть комплексных функций. Заменой переменной

$$z = e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} (\sqrt{\bar{x}} + \gamma), \quad (22)$$

где $f = 2L\omega / (\gamma v_s)$, уравнение (21) для синусоидальных потенциалов (22) сводится к виду

$$\frac{d}{dz} \left(\frac{1}{z} \frac{d}{dz} (\sqrt{\bar{x}} f) \right) = \sqrt{\bar{x}} f. \quad (23)$$

Общее решение этого уравнения можно записать в виде

$$f(\bar{x}) = \frac{1}{\sqrt{\bar{x}}} \left\{ C_1 \text{Ai}' \left[e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} (\sqrt{\bar{x}} + \gamma) \right] + C_2 \text{Bi}' \left[e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} (\sqrt{\bar{x}} + \gamma) \right] \right\}, \quad (24)$$

где $\text{Ai}'(z)$, $\text{Bi}'(z)$ — производные функций Эйри $\text{Ai}(z)$, $\text{Bi}(z)$.

Решение, удовлетворяющее граничному условию со стороны истока $f(\bar{x} = 1, t) = u(t)$, имеет вид

$$f(\bar{x}) = \frac{u}{\sqrt{\bar{x}}} \frac{\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}'(F) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}'(F)}{\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}'(z_1) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}'(z_1)}, \quad (25)$$

где $F = e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} (\sqrt{\bar{x}} + \gamma)$ и введены следующие обозначения для переменной z на границах затвора:

$$z_0 = e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} \gamma; \quad z_1 = e^{i\pi/6} \alpha^{1/3} (1 + \gamma). \quad (26)$$

Решение (25) конечно на конце затвора со стороны стока ($\bar{x} = 0$).

Воспользовавшись свойством функций Эйри

$$\text{Bi}'(z) \text{Ai}(z) - \text{Ai}'(z) \text{Bi}(z) = 1/\pi \quad (27)$$

и граничными условиями (18), (19), можно получить амплитуды токов стока и затвора. Амплитуды токов запишем в виде матрицы Y -параметров проводимости транзистора:

$$\begin{aligned} -i_g &= Y_{11} v_{gs} + Y_{12} v_{ds}; \\ i_d &= Y_{21} v_{gs} + Y_{22} v_{ds}, \end{aligned} \quad (28)$$

где i_g — ток, входящий в затвор;

i_d — ток, выходящий из стока;

v_{gs} , v_{ds} — скорость носителей заряда на участках «исток—сток» и «затвор—сток».

В режиме насыщения токи не зависят от напряжения стока, поэтому $Y_{12} = Y_{22} = 0$. Ненулевые компоненты матрицы проводимостей имеют вид

$$\begin{aligned} Y_{11} &= C_i W v_s \gamma e^{i\pi/3} \alpha^{2/3} \times \\ &\times \frac{\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}(z_1) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}(z_1) - \pi^{-1}}{\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}'(z_1) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}'(z_1)}; \\ Y_{21} &= C_i W v_s \gamma e^{i\pi/3} \alpha^{2/3} \times \\ &\times \frac{\pi^{-1}}{\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}'(z_1) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}'(z_1)}. \end{aligned} \quad (29)$$

Эти параметры позволяют рассчитать коэффициент усиления транзистора по току H_{21} в режиме короткого замыкания на выходе, который не зависит от сопротивлений участков «исток—затвор» и «затвор—сток» и удельной емкости затвора C_i :

$$H_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} = \frac{1}{\pi [\text{Bi}'(z_0) \text{Ai}(z_1) - \text{Ai}'(z_0) \text{Bi}(z_1)] - 1}. \quad (30)$$

Нами была рассчитана частотная зависимость коэффициента H_{21} . В расчетах полагали подвижность $\mu = 100 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, скорость насыщения дырок v_s равной 10^7 см/с . Полученные данные сравнивались с опубликованными в [7, 9].

На рис. 5 представлены малосигнальные параметры алмазного транзистора с длиной затвора $L = 0,1 \text{ мкм}$,

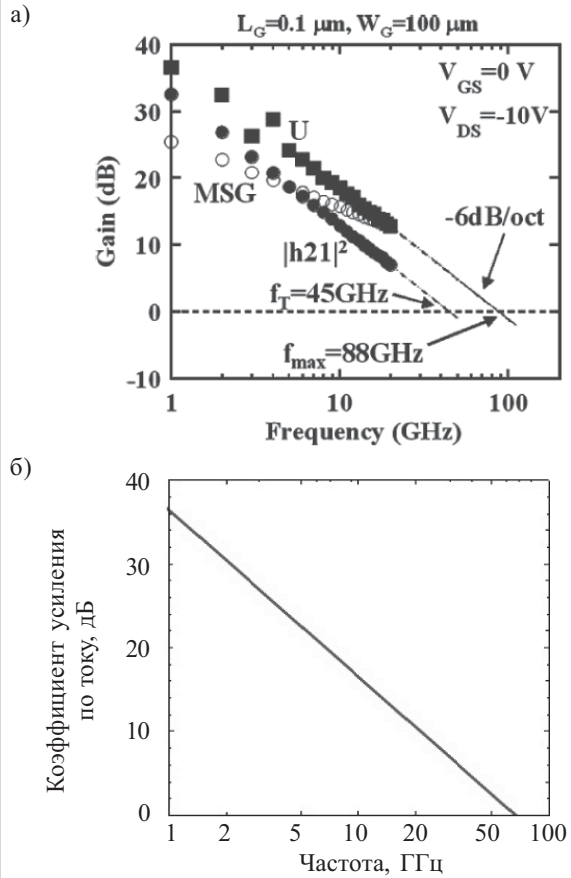


Рис. 5. Результаты измерения малосигнальных характеристик транзистора с длиной затвора $0,1 \text{ мкм}$ [7] (а) и частотная зависимость коэффициента усиления по току, рассчитанная в настоящей работе при $U = 0,6 \text{ В}$ (б)

приведенные в [7]. Учитывая, что напряжение отсечки V_T в [9] составляет около 1 В, примем напряжение затвора от напряжения отсечки $U = -1$ В (с учетом противоположного знака $U = 1$ В). Учет участков «исток—затвор» и «затвор—сток» сводился к тому, что в наших расчетах согласно соотношению (30) все параметры рассчитывались по «внутреннему» напряжению затвора U' , связанного с «внешним» напряжением U . Отметим, что значения для «внутреннего» напряжения затвора U' находились из анализа эквивалентной схемы транзистора с учетом сопротивлений «исток—затвор» и «затвор—сток» (см. рис. 2). Как и ранее, при расчете сопротивления входного и выходного участков удельное сопротивление выбиралось равным 7 кОм. Рассчитанное «внутреннее» напряжение на затворе $U = 0,6$ В. Как видно из рис. 5, расчетная предельная частота усиления по току f_T , при которой $|H_{21}|^2 = 1$, равна 66 ГГц, а различие с измеренным значением 45 ГГц можно объяснить отсутствием точных значений параметров образца, на котором производились измерения, а также возможными неучтенными паразитными эффектами.

В [9] приведены результаты измерения малосигнальных характеристик образца с $L = 0,2$ мкм, $W = 200$ мкм, $L_{SD} = L_{GD} = 0,5$ мкм, проведенные при

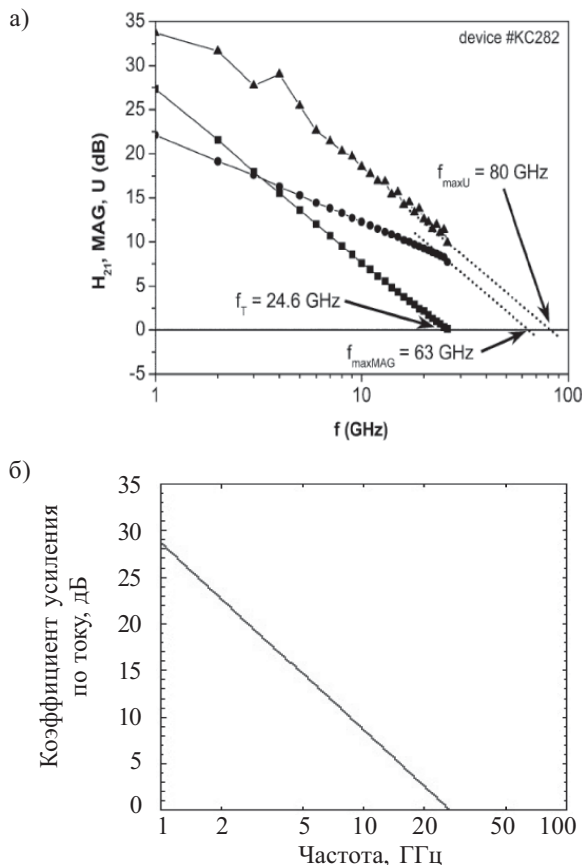


Рис. 6. Результаты измерения малосигнальных характеристик транзистора с длиной затвора 0,2 мкм [9] (а) и частотная зависимость коэффициента усиления по току, рассчитанная в настоящей работе по формуле (30) при $U' = 0,6$ В (б)

напряжениях смещения $V_{DS} = -20$ В и $V_{DS} = -0,3$ В. Если напряжение отсечки V_T принять равным 1 В, то для расчетов нужно брать (переходя к принятым здесь знакам) $U = 1,3$ В, что соответствует «внутреннему» напряжению на затворе $U = 0,8$ В. Как видно из рис. 6, при одинаковых значениях подвижности и скорости насыщения дырок расчет и эксперимент дают значение $f_T = 24,6$ ГГц. Отметим, что такое совпадение случайно, учитывая упомянутые выше неопределенности исходных параметров расчета.

В режиме усиления, т. е. при $|H_{21}| > 1$, коэффициент усиления по току с хорошей степенью точности описывается лидирующим членом разложения по частотам ω :

$$|H_{21}|^2 = \left[\frac{v_s}{\omega L} \frac{3\gamma}{1 + 3\gamma} \right]^2, \quad (31)$$

$$\text{где } \omega \ll \frac{\gamma v_s}{L}.$$

Отсюда получается максимальная частота усиления по току в режиме короткого замыкания

$$f_T = \frac{v_s}{2\pi L} \frac{3\gamma}{1 + 3\gamma}, \quad (32)$$

$$\text{где } \gamma = \frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + 2 \frac{\mu U}{v_s L}} - 1 \right).$$

Отметим, что при малых напряжениях затвора $f_T \sim 1/L^2$, а именно:

$$f_T = \frac{3}{2} \frac{\mu U}{2\pi L^2},$$

$$\text{где } U \ll \frac{\gamma v_s}{L}.$$

Результаты расчета максимальной частоты усиления по току для транзистора с длиной затвора 1 мкм как функции «внутреннего» напряжения затвора (без учета участков «исток—затвор» и «затвор—сток») приведены на рис. 7.

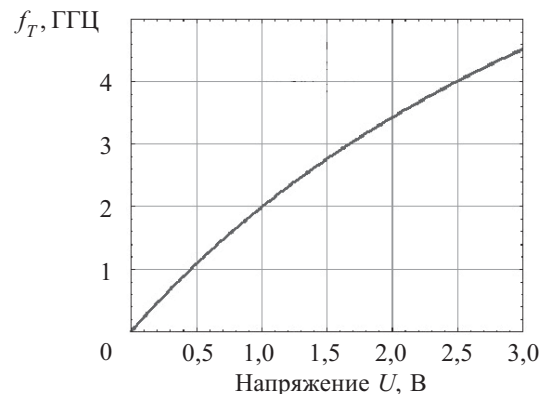


Рис. 7. Зависимость максимальной частоты усиления по току на выходе транзистора от напряжения на затворе в режиме короткого замыкания, рассчитанная по формуле (32) при длине затвора 1 мкм

Расчет максимальной мощности транзистора

Приведем пример расчета режима работы транзистора в классе А с наибольшей выходной мощностью в высокочастотном диапазоне.

Рассмотрим схему, в которой полевой транзистор подключен к нагрузке с сопротивлением R_L . Генератор входного сигнала имеет сопротивление R_G . В классе А смещение напряжения затвора изменяется от напряжения отсечки V_T до максимального напряжения $V_{GS\max}$, ограниченного напряжением пробоя затвора. Если пренебречь нелинейными эффектами, то можно считать, что ток и напряжение в выходной цепи изменяются по синусоидальному закону. Если пренебречь нелинейными эффектами и сдвигом фаз между выходным напряжением и током, то выходная мощность высокочастотного сигнала в классе А равна

$$P_{RF\ out} = I_{DS\ max}(V_0 - V_{DS\ min})/8. \quad (34)$$

Проведем расчет характеристик полевого транзистора с затвором Шоттки на гидрированном алмазе с длиной затвора 1 мкм, промежутками «исток—затвор» и «затвор—сток» 1 мкм, шириной затвора 500 мкм. Согласно [3], напряжение отсечки у таких транзисторов составляет около 1 В, пробой наступает при напряжении затвора $V_{GS} = -7$ В. Так как эксплуатация транзистора в режиме, близком к пробую, приводит к преждевременной деградации транзистора, выберем диапазон изменения напряжения затвора V_{GS} от +1 до -3 В, или $U = 0...4$ В. При этом, согласно расчетам, максимальная плотность тока равна $I_{DS\ max}/W = 140$ мА/мм, или $I_{DS\ max} = 70$ мА. Минимальное напряжение стока, при котором транзистор работает в режиме насыщения, равно $V_{DS\ min} = 6$ В. Максимальное напряжение питания V_0 ограничивается напряжением пробоя по стоку. В [3] напряжение пробоя по стоку составило $V_{GS} = -100$ В для образца с длиной затвора 2 мкм (данные о длине промежутков «исток—затвор» и «затвор—сток» образца отсутствуют). В [6] сообщается об изготовлении транзистора, работающего при напряжении стока 50 В в режиме больших сигналов с напряжением пробоя 70—80 В по стоку. Длина затвора транзистора составила 0,4 мкм, зазоры, предположительно, 0,5 мкм. Тогда будем считать, что напряжение пробоя по стоку транзистора с выше описанными исходными параметрами составляет не менее 100 В, что соответствует напряженности пробоя по поверхности 1 МВ/см. Поэтому примем рабочее напряжение питания V_0 для данного транзистора равным 50 В, подразумевая двукратный запас по пробую на стоке.

Таким образом, согласно (34), максимальная выходная мощность в высокочастотном диапазоне полевого транзистора на гидрированной поверхности алмаза с указанными выше параметрами при работе в классе А составит $P_{RF\ max} = 0,4$ Вт. Такая мощность достигается при сопротивлении нагрузки

$$R_L = (V_0 - V_{DS\ min}) / I_{DS\ max} \approx 600 \text{ Ом}.$$

Заключение

Результаты настоящей работы достаточно убедительно показывают, что в рамках модели плавного затвора можно рассчитать характеристики полевого СВЧ-транзистора на основе алмазной структуры с δ -легированным (водородом или бором) слоем, используя ее электрофизические параметры и геометрические размеры элементов транзистора. Рассчитанные основные параметры модельного СВЧ-транзистора достаточно близки к опубликованным экспериментальным результатам измерений реальных СВЧ-транзисторов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Алтухов А. А., Бугаев А. С., Гуляев Ю. В. и др. Перспективы создания СВЧ-элементов на основе полупроводниковых алмазных материалов // Успехи современной радиоэлектроники.— 2011.— №6.— С. 3—18. [Altukhov A. A., Bugaev A. S., Gulyaev Yu. V. i dr. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki. 2011. N 6. P. 3]
2. Landstrass M.I., Ravi K.V. Resistivity of chemical vapor deposited diamond films // Applied Physics Letters. — 1989.— T. 55.— С. 975—977.
3. Kasu M., K Ueda., Yamauchi Y. et al. Diamond-based RF power transistors: fundamentals and applications // Diamond and Related Materials.— 2007.— T.16.— С.1010—1015.
4. Kubovic M., Kasu M., Yamauchi Y., et al. Structural and electrical properties of H-terminated diamond field-effect transistor // Diamond and Related Materials.— 2009.— T.18.— С.796—799.
5. Ueda K., Kasu M., Yamauchi Y. et al. Characterization of high-quality polycrystalline diamond and its high FET performance // Diamond and Related Materials.— 2006.— T.15.— С.1954—1957.
6. Kasu M., Ueda K., Ye H. et al. High RF output power for H-terminated diamond FETs // Diamond and Related Materials.— 2006.— T.15.— С.783—786.
7. Ueda K., Kasu M., Yamauchi Y. et al. Diamond FET Using High-Quality Polycrystalline Diamond With f_T of 45 GHz and f_{max} of 120 GHz // IEEE Electron Device Letters.— 2006.— T.27.— С.570—572.
8. M. Kasu, K. Ueda, Y. Yamauchi, T. Makimoto. Gate capacitance-voltage characteristics of submicron-long-gate diamond field-effect transistors with hydrogen surface termination // Applied Physics Letters.— 2007.— T.90.— B. 43509.— С. 1—3.
9. Kubovic M., Kasu M., Kallfass I. et al. Microwave performance evaluation of diamond surface channel FETs // Diamond and Related Materials.— 2004.— T.13.— С.802—897.