

С. В. Савелькаев<sup>1</sup>, В. С. Айрапетян<sup>1</sup>, В. А. Литовченко<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Сибирский государственный университет геосистем и технологий  
ул. Иванова, 49, Новосибирск, 630117, Россия

<sup>2</sup> Новосибирское высшее военное командное училище  
ул. Плеханова, 10, Новосибирск, 630108, Россия

kaf.suit@ssga.ru, v.s.ayrapetyan@ssga.ru, litovchienko.vladimir@mail.ru

### ТРЕХСЕКЦИОННАЯ ДРЕЙФОВО-ДИФфуЗИОННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

Предложена трехсекционная дрейфово-диффузионная математическая модель полевого транзистора с барьером Шоттки. Она учитывает накопление носителей заряда в дополнительно введенной третьей секции, что существенно повышает точность расчета пологой области вольт-амперных характеристик таких транзисторов. Это важно для разработчиков как этих транзисторов, так и усилительных и автогенераторных СВЧ-устройств.

*Ключевые слова:* математическая модель, барьер Шоттки, СВЧ-устройство.

В настоящее время в качестве активных компонентов усилительных и автогенераторных СВЧ-устройств сантиметрового диапазона преимущественно используют полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТБШ) [1]. Их широкое внедрение в СВЧ-технику обусловлено тем, что их граничная частота почти на порядок выше, чем у биполярных транзисторов, и для ПТБШ на основе *n-GaAs* с коротким затвором  $L \ll 1,5$  мкм достигает 30–40 ГГц, а при переходе к гетероструктурам на основе слоев GaInAs, GaInAsP, AlInAs до 100 ГГц [2; 3]. Кроме того, ПТБШ в сравнении с биполярными транзисторами, диодами Гана и лавинно-пролетными диодами имеют существенно меньший собственный коэффициент шума, высокую термостабильность, более универсальны в применении и технологичны в изготовлении.

В работах [4–7] предложена двухсекционная дрейфово-диффузионная математическая модель ПТБШ с каналом *n-GaAs* типа. Ее недостаток состоит в том, что она не учитывает того, что у ПТБШ с коротким

затвором  $L \ll 1,5$  мкм или близким к короткому  $L < 1,5$  мкм накопление электронов происходит не только в секции 2, но и в некоторой дополнительной секции 3 проводящей части его канала. В результате чего заряд стационарного домена с отрицательным дифференциальным сопротивлением, формирование которого вызвано накоплением электронов в проводящей части канала ПТБШ, оказывается значительно заниженным, что приводит к существенной погрешности расчета пологой области его вольт-амперных характеристик (ВАХ).

Поэтому разработка трехсекционной дрейфово-диффузионной математической модели ПТБШ, которая учитывает накопление электронов в секции 3 проводящей части его канала, является актуальной.

Исходными данными для разработки трехсекционной дрейфово-диффузионной математической модели ПТБШ с каналом *n-GaAs* типа, например, такого как 3П602А, являются его физико-топологические параметры:

• диффузионный потенциал барьера Шоттки $U_D$ , В	0,8
• концентрация донорной примеси $N_D$ , см <sup>3</sup>	10 <sup>-17</sup>
• диффузия электронов $D$ , см <sup>2</sup> /с	35
• низкополевая подвижность электронов $\mu_0$ , см <sup>2</sup> /В·с	4,24·10 <sup>3</sup>
• напряженность электрического поля $E_p$ , В/см, при которой дрейфовая скорость электронов $v$ достигает своего порогового значения $v_p$ , см/с	3,8·10 <sup>3</sup>
• дрейфовая скорость $v$ электронов при ее насыщении $v_s$ , см/с, при напряженности электрического поля $E_s$ , В/см	1,6·10 <sup>7</sup>
• относительная диэлектрическая проницаемость $n$ -GaAs, $\epsilon$	12,5
• длина затвора $L$ , мкм	1,36
• ширина затвора $W$ , мкм	1048
• толщина канала $a$ , мкм	0,27

Поперечный разрез структуры ПТБШ с каналом  $n$ -GaAs типа показан на рис. 1, *a*.

Для ПТБШ с таким затвором, электрическое поле  $E$  на границе  $x = L_1$  секций 1 и 2 достигает значения  $E = E_p$ , а дрейфовая скорость  $v$  электронов ее порогового значения  $v = v_p$ , как показано на рис. 1, *б* и *в*. На границе  $x = L$  секций 2 и 3 электрическое поле  $E$  достигает значения  $E = E_s$ , а дрейфовая скорость  $v$  электронов значения ее насыщения  $v = v_s$ . И на последней границе  $x = L + L_3$  секции 3 электрическое поле  $E$  достигает значения  $E = E_m$ , в то время как дрейфовая скорость  $v$  электронов по-прежнему равна значению ее насыщения  $v = v_s$ .

Разработку математической модели ПТБШ осуществим при следующих допущениях. Полагаем, что все физические процессы, протекающие в активной области его канала, стационарны  $\partial n / \partial t = 0$ . Также полагаем, что при выполнении условия  $L/a \geq 5$  составляющая электрического поля  $E_x$  по оси  $x$  в обедненной части активной области канала и составляющая  $E_y$  по оси  $y$  в ее проводящей части пренебрежимо малы и что граница между однородно легированным эпитаксиальным слоем, образующим канал, и подложкой резкая, как и граница между обедненной и проводящей частями активной области канала. Диффузией электронов пренебрегаем, приняв  $D \approx 0$ . Кроме того, полагаем, что центр стационарного домена,

показанного на рис. 1 *a*, формирование которого вызвано накоплением электронов в секциях 2 и 3, определен границей  $x = L + L_3$  секции 3.

С учетом введенных допущений двумерную дрейфово-диффузионную математическую модель ПТБШ, состоящую из уравнения непрерывности полного тока и уравнения Пуассона, можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \nabla j &= 0 \\ \nabla^2 \psi &= e(n - n_0) / \epsilon \epsilon_0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\nabla$  – оператор Гамильтона;  $j$  – плотность тока

$$j = nev, \quad (2)$$

протекающего в проводящей части канала;  $e$ ,  $n_0$  и  $n$  – заряд электрона и равновесная и неравновесная концентрации;  $\epsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость вакуума.

Известно, что в  $n$ -GaAs зависимость дрейфовой скорости от напряженности электрического поля  $E$  определяется функцией [7]

$$v = \frac{\mu_0 E + v_s (E / E_p)^4}{1 + (E / E_p)^4}, \quad (3)$$

график которой показан на рис. 2, где  $E = E(x, y) = -\nabla \psi$  – напряженность электрического поля в полупроводнике;  $E_p$  и  $v_s$  – пороговое значение напряженности электрического поля  $E$ , при котором дрейфовая скорость  $v$  достигает своего порогового значения  $v = v_p$ , и дрейфовая скорость электронов при напряженности электрического поля  $E \geq E_p$ , при которой она достигает своего значения насыщения  $v = v_s$ , что соответствует рис. 1, *б*.

К дрейфовой скорости электронов  $v$  (3) применим кусочно-линейную аппроксимацию вида

$$v = \begin{cases} \mu_0 E & \text{при } E \leq E_p \\ v_s & \text{при } E > E_p \end{cases}, \quad (4)$$

как на рис. 2.

Ток стока, протекающий в секциях 1, 2 и 3 проводящей части канала, определим как

$$I_c(x) = en(x)v(x)b(x)W, \quad (5)$$

где  $v(x)$  и  $n(x)$  – скорость и концентрация электронов в проводящей части канала, ко-

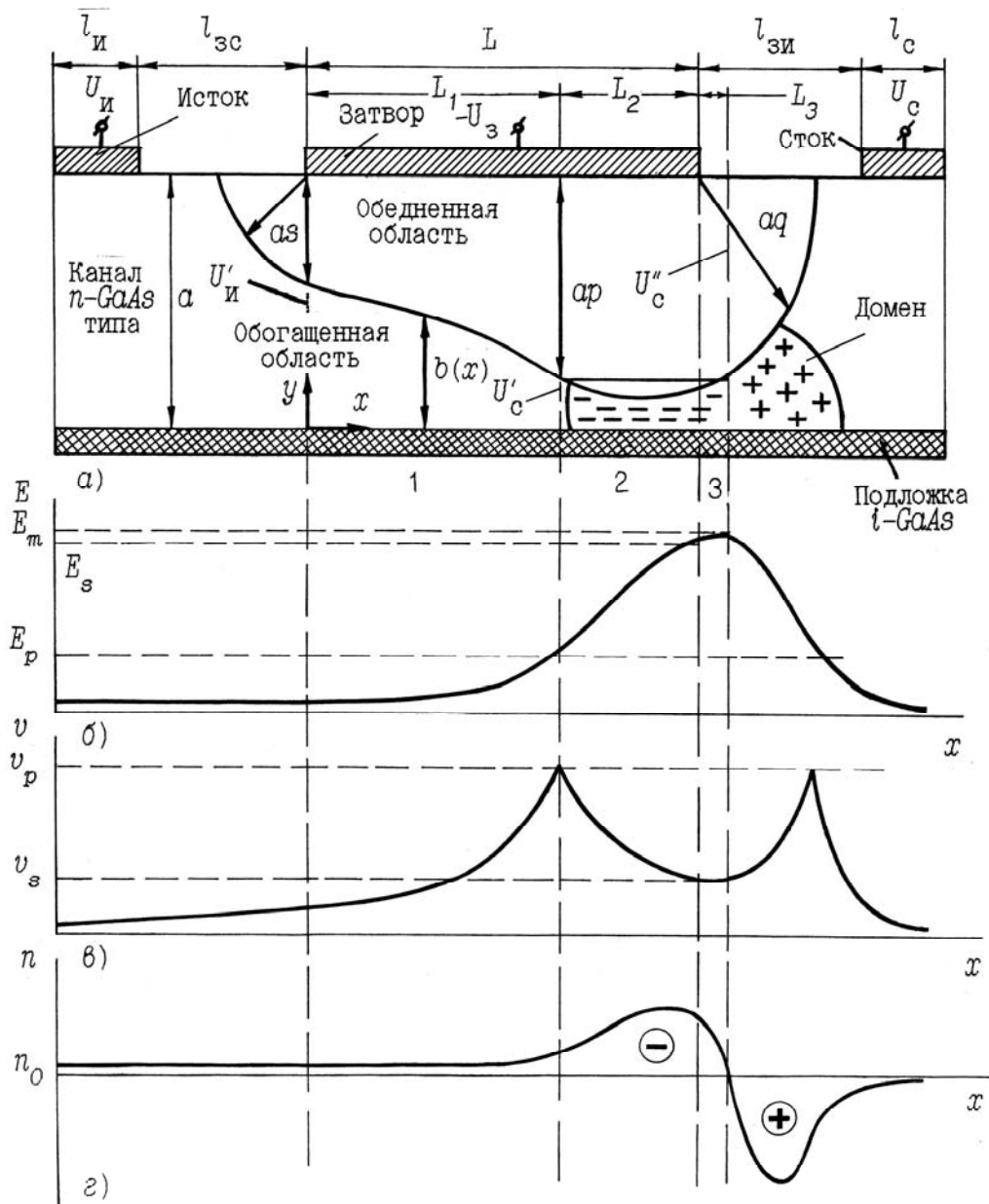


Рис. 1. Поперечный разрез структуры ПТБШ (а), напряженность электрического поля  $E$  (б), дрейфовая скорость электронов  $v$  (в) и концентрация  $n$  в его канале (г)

которые изменяются по координате  $x$ , как показано на рис. 1, в и г;  $b(x)$  – толщина

$$b(x) = a(1 - \bar{y}) \quad (6)$$

проводящей части канала;  $\bar{y}$  – нормированная глубина

$$\bar{y} = \left\{ \frac{[U(x) - U_{зи} + U_d]}{U_0} \right\}^{1/2} \quad (7)$$

обедненной части канала при плавной аппроксимации секции 1 каналом Шоккли [5];  $U(x)$  – напряжение в проводящей части канала в зависимости от координаты  $x$ ;  $U_{зи}$  – напряжение затвор-исток;  $U_0 = eN_d a^2 / 2\epsilon\epsilon_0$  – напряжение отсечки.

В случае полной ионизации донорной примеси концентрацию  $n(x)$  электронов

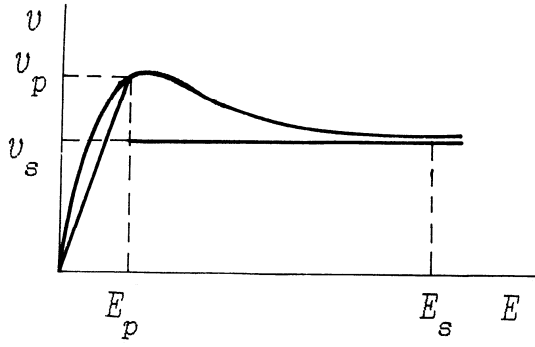


Рис. 2. График зависимости дрейфовой скорости  $v$  электронов от напряженности электрического поля  $E$  и ее кусочно-линейная аппроксимация

в секции 1 проводящей части канала определим как

$$n(x) \approx n_0 = N_d. \quad (8)$$

С учетом (4), (6) и (8) падение напряжения  $dU(x) = Edx$  на элементе длиной  $dx$  секции 1 проводящей части канала определим из (5) следующим образом:

$$dU(x) = \frac{I_c(x)}{eN_d\mu_0 aW(1-\bar{y})} dx. \quad (9)$$

С другой стороны, это падение напряжения может быть определено из (7) как

$$dU(x) = 2U_0 \bar{y} d\bar{y}. \quad (10)$$

С учетом (10) выражение (9) можно записать в виде

$$\begin{aligned} I_c(x) dx / (qN_d\mu_0 aWU_0) = \\ = 2\bar{y}(1-\bar{y}) d\bar{y}. \end{aligned} \quad (11)$$

Интегрирование правой части выражения (11) по  $x$  от 0 до  $L_1$  и левой по  $\bar{y}$  от  $s$  до  $p$  позволяет определить ток

$$\begin{aligned} I_c = eN_d\mu_0 aW(U_0/L_1) \times \\ \times \{p^2 - s^2 - (2/3)(p^3 - s^3)\} \end{aligned} \quad (12)$$

стока на границе  $x = L_1$  секций 1 и 2 проводящей части канала, где  $s$  и  $p$  – приведенные потенциалы

$$\left. \begin{aligned} p = \bar{y} \{U(x=L_1) = U'_c\} = \\ = [(U'_c - U_{зи} + U_d)/U_0]^{1/2} \\ s = \bar{y} \{U(x=0) = U'_и\} = \\ = [(U'_и - U_{зи} + U_d)/U_0]^{1/2} \end{aligned} \right\}; \quad (13)$$

$U'_c$  и  $U'_и$  – напряжение на границе  $x = L_1$  секций 1 и 2 и на границе  $x = 0$  секции 1

проводящей части канала, как показано на рис. 1,  $a$ .

При аппроксимации секций 2 и 3 проводящей части канала прямоугольником их толщину можно определить как

$$b(L_1 \leq x \leq L + L_3) = a(1-p). \quad (14)$$

Тогда с учетом (4), (8) и (14) ток стока  $I_c$  на границе  $x = L_1$  секций 1 и 2 проводящей части канала может быть определен из (5) в виде

$$I_c = eN_d\mu_0 E_p a(1-p)W. \quad (15)$$

Приравняв (12) и (15), найдем длину  $L_1$  секции 1 как функцию напряжений  $U'_{зи}$  и  $U'_c$ :

$$L_1 = \frac{U'_0}{E_p} \cdot \frac{p^2 - s^2 - (2/3)(p^3 - s^3)}{1-p}. \quad (16)$$

Согласно (13) падение напряжения  $U'_{си}$  в секции 1 можно определить как

$$U'_{си} = U'_c - U'_и = U_0(p^2 - s^2). \quad (17)$$

Выражения (12), (16) и (17) при  $U''_c = U'_c$ ,  $L_1 = L$  и  $L_2 = L_3 = 0$  позволяют рассчитать крутую область ВАХ ПТБШ, а также напряжение насыщения  $U'_{с\text{нас}}$ , определяющее границу между ее крутой и пологой областями.

Для расчета пологой области ВАХ необходимо знать распределение потенциала в секциях 2 и 3 проводящей части канала с учетом накопления заряда электронов в стационарном домене у стокового конца, показанного на рис. 1,  $a$ .

При аппроксимации секций 2 и 3 проводящей части канала прямоугольником решение уравнения Пуассона (1) может быть записано в виде [4]

$$\begin{aligned} U(x) = U_0(p^2 - s^2) + \\ + \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m A_m \text{sh}[(2m+1)\pi x / 2a]. \end{aligned} \quad (18)$$

Для определения коэффициентов  $A_0$  и  $A_1$  воспользуемся граничными условиями  $E = E_p$  при  $x = L_1$  и  $E = E_m$  при  $x = L + L_3$ , где  $E_m$  – максимальное значение напряженности электрического поля  $E$  в проводящей части канала, подлежащее определению.

Свяжем граничное условие  $E = E_p$  при  $x = L_1$  с накоплением заряда в проводящей части канала. Исходя из уравнения неразрывности (1) запишем

$$v_p N_d = v_s \bar{N}_d, \quad (19)$$

откуда

$$\bar{N}_D = \frac{v_p}{v_s} N_D, \quad (20)$$

где  $v_p = \mu_0 E_p$  – пороговое значение дрейфовой скорости  $v$  (4) электронов при напряженности электрического поля  $E = E_p$ ;  $\bar{N}_D$  – некоторая средняя концентрация электронов в секциях 2 и 3 проводящей части канала.

Накопленный заряд в проводящей части канала определим как

$$\delta Q = W \int_{L_1}^{L+L_3} e \bar{N}_D \left[ \frac{v_p}{v_s} - 1 \right] a (1-p) dx. \quad (21)$$

Интегрирование (21) дает

$$\delta Q = e N_D a (1-p) \times W (L - L_1 + L_3) (v_p / v_s - 1) \quad (22)$$

или

$$\delta Q = \epsilon \epsilon_0 a (1-p) W (E_m - E_p), \quad (23)$$

где длину  $L_3$  области 3 можно определить как в [6]

$$L_3 = a (q^2 - p^2)^{1/2}, \quad (24)$$

где

$$q = \bar{y} \{ U(x = L + L_3) = U_c'' \} = \left[ (U_c'' - U_{зи} + U_0) / U_0 \right]^{1/2}. \quad (25)$$

Приравняв (22) и (23), получим

$$E_m = E_p (1 - \alpha), \quad (26)$$

где  $\alpha$  – параметр

$$\alpha = \frac{e N_D (L - L_1 + L_3) / \epsilon \epsilon_0 (v_p / v_s - 1), \quad (27)$$

характеризующий накопление заряда в секциях 2 и 3 проводящей части канала.

Теперь учитывая, что  $dU(x) = Edx$ , и применив к (18) граничные условия  $E = E_p$  при  $x = L_1$  и  $E = E_m$  при  $x = L + L_3$ , получим:

$$A_0 = \frac{2aE_p}{\pi} \times \left[ 1 + \alpha - \operatorname{ch} \frac{3\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) \right] \times \left[ \operatorname{ch} \frac{\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) - \operatorname{ch} \frac{3\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) \right],$$

$$A_1 = \frac{2aE_p}{3\pi} \times \left[ 1 + \alpha - \operatorname{ch} \frac{\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) \right] \times \left[ \operatorname{ch} \frac{\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) - \operatorname{ch} \frac{3\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) \right]. \quad (28)$$

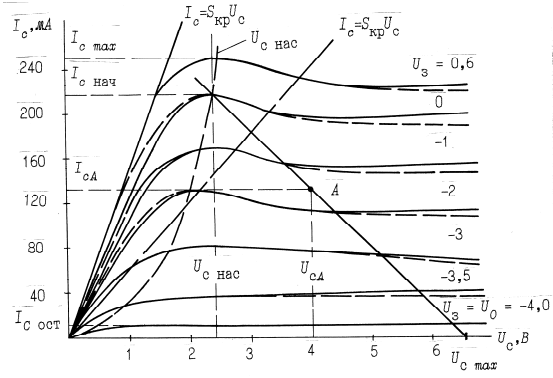


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики ПТБШ

Подставив (28) в (18), после несложных преобразований получим выражение для падения напряжения

$$U_{си}'' = U_c'' - U_{и}' = U_0 (p^2 - s^2) + \frac{2aE_p}{3\pi} \left[ (1 + \alpha) \operatorname{th} \frac{\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) + 2 \operatorname{sh} \frac{\pi}{2a} (L - L_1 + L_3) \right] \quad (29)$$

в секциях 1, 2 и 3 проводящей части канала.

Выражения (12), (16), (17) и (29) позволяют рассчитать крутую и пологую области ВАХ ПТБШ. Алгоритм расчета ВАХ должен учитывать падение напряжений  $\Delta U_{и} = I_c R_{и}$  и  $\Delta U_c = I_c R_c$  на сопротивлениях  $R_{и}$  и  $R_c$  истока и стока ПТБШ. Результаты расчета ВАХ ПТБШ типа 3П602А относительно напряжений  $U_3 = U_{зи}'' - \Delta U_{и}$  и  $U_c = U_{си}'' - \Delta U_c - \Delta U_{и}$  на его контактных площадках затвор-исток и сток-исток показаны на рис. 3, где штрихпунктиром обозначены их измеренные значения [8].

Согласно рис. 3 разработанная трехсекционная дрейфово-диффузионная математическая модель ПТБШ позволяет рассчитывать спадающий участок пологой области его ВАХ в режиме насыщения его тока стока  $I_c$  при  $U_c > U_{c,нас}$  с погрешностью не более 3 %, тогда как известная двухсекционная модель позволяет рассчитывать его с погрешностью до 30 %.

Таким образом, разработанная трехсекционная дрейфово-диффузионная математическая модель ПТБШ позволила повысить точность расчета пологой области их ВАХ примерно в 10 раз, что важно для разработ-

чиков как ПТБШ, так и усилительных и автотенераторных СВЧ-устройств.

### Список литературы

1 Данилин В. Н., Кушниренко А. И., Петров Г. В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.

2 Муравьев В. В., Тамело А. А., Годун А. Г. Сравнительный анализ СВЧ-транзисторов на гетероструктурах // Радиоэлектроника. 1992. Т. 35, № 10. С. 27–32.

3 Piotrowich S., Gaquiere C., Bonte B. Best combination between power density, efficiency, and gain at V-band with an InP-based PHEMT structure // Microwave and guided wave letters. 1998. Vol. 8, № 11. P. 1365–1372.

4 Буянов Н. Н., Пашинцев Ю. И. Математическая модель полевого транзистора на основе арсенида галлия, учитывающая накопление носителей в канале // Микроэлектроника. 1982. Т. 1, вып. 5. С. 457–460.

5 Lehovec K., Miller R. S. Field distribution in junction field-effect transistors at large drain voltages // IEEE Trans. Electron Devices. 1975. Vol. ED-22, № 5. P. 273–281.

6 Sugeta Takayuki. Microwave performance of GaAs-Schottky barrier gate FET's // Rev. Elec. Commun. Lab., 1975. Vol. 23, № 11–12. P. 1182–1192.

7 Barnes T. T., Lomax R. T. Finite-element simulation of GaAs MESFET's with lateral doping profiles and submicron gates // IEEE Trans. Electron Devices. 1976. Vol. ED-23, № 9. P. 1042–1048.

8 Савелькаев С. В., Плавский Л. Г. Исследование вольт-амперных характеристик полевого транзистора с барьером Шоттки // Широкополосные устройства ВЧ и СВЧ: Межвуз. сб. науч. тр. Новосибирск, 1990. С. 28–33.

Материал поступил в редколлегию 25.11.2014

S. V. Savelkaev<sup>1</sup>, V. S. Airapetyan<sup>1</sup>, V. A. Litovchenko<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Siberian State University Geosystems and Technology  
49 Ivanov Str., Novosibirsk, 630117, Russian Federation

<sup>2</sup> Novosibirsk Higher Military Command School  
10 Plakhotnyi Str., Novosibirsk, 630108, Russian Federation

kaf.suit@ssga.ru, v.s.airapetyan@ssga.ru, litovchienko.vladimir@mail.ru

### THREE SECTIONAL DRIFT-DIFFUSION MATHEMATICAL MODEL OF THE FIELD EFFECT TRANSISTOR WITH A SCHOTTKY BARRIER

Three sectional drift-diffusion mathematical model of the field effect transistor with a Schottky barrier is proposed. It takes into account the accumulation of charge carriers in the additionally introduced third section, which significantly improves the accuracy of the calculation of the current-voltage characteristics flat area of the transistors. This is important for developers of these transistors, as well as for amplifying and autogenerating microwave devices constructors.

*Keywords:* mathematical model, Schottky barrier, the microwave device.