

Теоретический расчет коэффициента передачи преобразователя СВЧ на резонансно-туннельном диоде

Е.Н. Осадчий

Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону

Аннотация: В работе проведен теоретический расчет коэффициента передачи преобразователя СВЧ на резонансно-туннельном диоде, где один и тот же диод используется в качестве смесителя и усилителя СВЧ колебаний. В этом случае, как показано расчетами, коэффициент передачи увеличивается в связи с применением регенерации, а также потому, что нелинейность вольтамперной характеристики у резонансно-туннельного диода значительно больше, чем у обычных СВЧ диодов с барьером Шотки.

Ключевые слова: коэффициент передачи, регенерация, резонансно-туннельный диод (РТД), вольтамперная характеристика (ВАХ), входной усилитель, эквивалентный смеситель, коэффициент передачи по промежуточной частоте, коэффициент передачи входного усилителя, двухбарьерная гетероструктура.

На данный момент РТД является самым высокочастотным микроэлектронным прибором, у которого существует возможность управлять формой его вольтамперной характеристики (ВАХ) изменяя характеристики гетероструктуры РТД (толщину слоев, химический состав) [1 - 3].

Одним из способов улучшения параметров микроволновых смесителей является применение нелинейного элемента с ВАХ отличной от экспоненты, например РТД, это приводит к уменьшению вклада интермодуляционных составляющих в спектр выходного сигнала и позволяет получить приемлемый коэффициент преобразования при пониженной мощности гетеродина [3 - 5]. В смесителях СВЧ на РТД диод выполняет функцию и смесителя и усилителя. Это приводит к увеличению коэффициента преобразования в связи с применением регенерации, а также потому, что нелинейность ВАХ РТД выше чем, например, у диодов с барьером Шотки. Удобно рассматривать работу такого устройства на РТД условно разделив его на входной усилитель и последующий эквивалентный смеситель [6]. Тогда коэффициент передачи (K_n) этого преобразователя СВЧ может быть

представлен как произведение коэффициента передачи по промежуточной частоте (K_c) на коэффициент передачи (K_y) схемы детектора СВЧ от сигнала на двухбарьерную гетероструктуру:

$$K_n = K_c K_y \quad (1)$$

Положим, что K_y не зависит от промежуточной частоты Ω , а K_c не зависит от сигнальной частоты ω_c .

Характеристики преобразователя СВЧ на РТД, рассматриваем с помощью следующей аппроксимации его ВАХ, как наиболее удобной [6].

$$i = AUe^{-\alpha U}; \quad A = \frac{eJ_1}{U_1}; \quad \alpha = \frac{1}{U_1}, \quad (2)$$

где J_1, U_1 - ток и напряжение, соответствующие максимуму вольтамперной характеристики; U - напряжение, действующее на двухбарьерную гетероструктуру.

Найдем суммарный ток через гетероструктуру для случая, когда к ней приложены следующие напряжения: смещения E_0 , сигнала $U_c = U_{mc} \cos(\omega_c t + \gamma)$ и гетеродина $U_r = U_{mr} \cos(\omega_r t + \psi)$. В данном случае на гетероструктуру РТД действует сумма напряжений.

$$U = E_0 + U_r + U_c + U_n \quad (3)$$

где $U_n = U_{mn} \cos(\Omega t + \varphi)$; $\Omega = \omega_r \mp \omega_c$; $\varphi = \gamma \mp \psi$.

Подставляя (3) в (2), получаем

$$i = A(E_0 + U_r + U_c + U_n)e^{-\alpha(E_0 + U_r + U_c + U_n)} \quad (4)$$

Воспользуемся формулой [4]

$$e^{x \cos \varphi} = I_0(x) + 2 \sum_{N=1}^{\infty} I_N(x) \cos N\varphi, \quad (5)$$

где $I_0(x)$ и $I_N(x)$ – модифицированные функции Бесселя от мнимого аргумента нулевого и N-го порядков, соответственно.

Ограничимся двумя первыми членами ряда в (5), подставим (5) в (4) и учитывая, что $I_0(-x) = I_0(x)$ и что $I_1(-x) = -I_1(x)$ получим следующее значение тока i через гетероструктуру [7]

$$i = Ae^{-a(E_0+U_n)}(E_0 + U_r + U_c + U_n) [I_0(aU_{mr}) - 2I_1(aU_{mr})\cos\tau_r] [I_0(aU_{mc}) - 2I_1(aU_{mc})\cos\tau_c]; \quad (6)$$

При достаточно малом сигнале на входе, когда $aU_{mc} \ll 1, aU_n \ll 1$, можно приближенно записать

$$I_0(aU_{mc}) \approx 1 + \frac{a^2 U_{mc}^2}{4}; I_1(aU_{mc}) \approx \frac{aU_{mc}}{2}; \\ e^{-aU_n} \approx 1 - U_n \quad (7)$$

Можно пренебречь величинами второго порядка и, раскрывая скобки в правой части (6), учитывая (7) выделить из полного тока (6) составляющую тока промежуточной частоты в виде

$$i_n = i_{mn} \cos(\Omega t + \varphi); \\ i_{mn} = \lambda U_{mn} + \nu U_{mc} \quad (8)$$

$$\lambda = -Ae^{-y} [(y-1)I_0(x) - xI_1(x)]$$

$$\nu = Ae^{-y} \left[(y-1)I_1(x) - \frac{x}{2}I_1(x) \right],$$

где $y = aE_0$ – нормированное напряжение смещения;

$x = aU_{mr}$ – нормированная амплитуда гетеродина.

На рис. 1 (а) и 1 (б) представлены эквивалентные схемы преобразователя СВЧ по постоянному току рис. 1(а), по промежуточной частоте на рис. 1(б) [5], где R – сопротивление, стабилизирующее положение рабочей точки на вольтамперной характеристике диода; r, L, C – паразитные параметры туннельного диода; G – проводимость гетероструктуры в рабочей точке; L_n, C_n, G_n – параметры контура, настроенного на промежуточную частоту и имеющего сопротивления ρ , равное

$$\rho = \frac{1}{G_n(1 + j2\delta Q)}; \delta = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_p} = \frac{\Omega - \Omega_p}{\Omega_p}; \quad (9)$$

$$Q = \frac{\Omega C}{G_n} = \frac{1}{\Omega G_n L_n'}$$

где Q – добротность контура; Ω_p – резонансная частота контура, равная

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}}$$

Ограничимся рассмотрением случая, когда $\Omega = \Omega_p$ и $\delta = 0$ и когда можно пренебречь сдвигом фаз между током и напряжением промежуточной частоты, возникающим в нагрузке, подключенной к РТД. Амплитуду и напряжение промежуточной частоты, действующего на гетеропереход, определим из равенства

$$U_{\text{мк}} = i_{\text{мк}} |Z_{\text{н}}|, \quad (10)$$

где $|Z_{\text{н}}|$ – модуль полного сопротивления схемы, подключенной к гетеропереходу, на частоте, равной промежуточной. Для схемы по постоянному току можно записать следующее выражение для модуля сопротивления $Z_{\text{н}}$

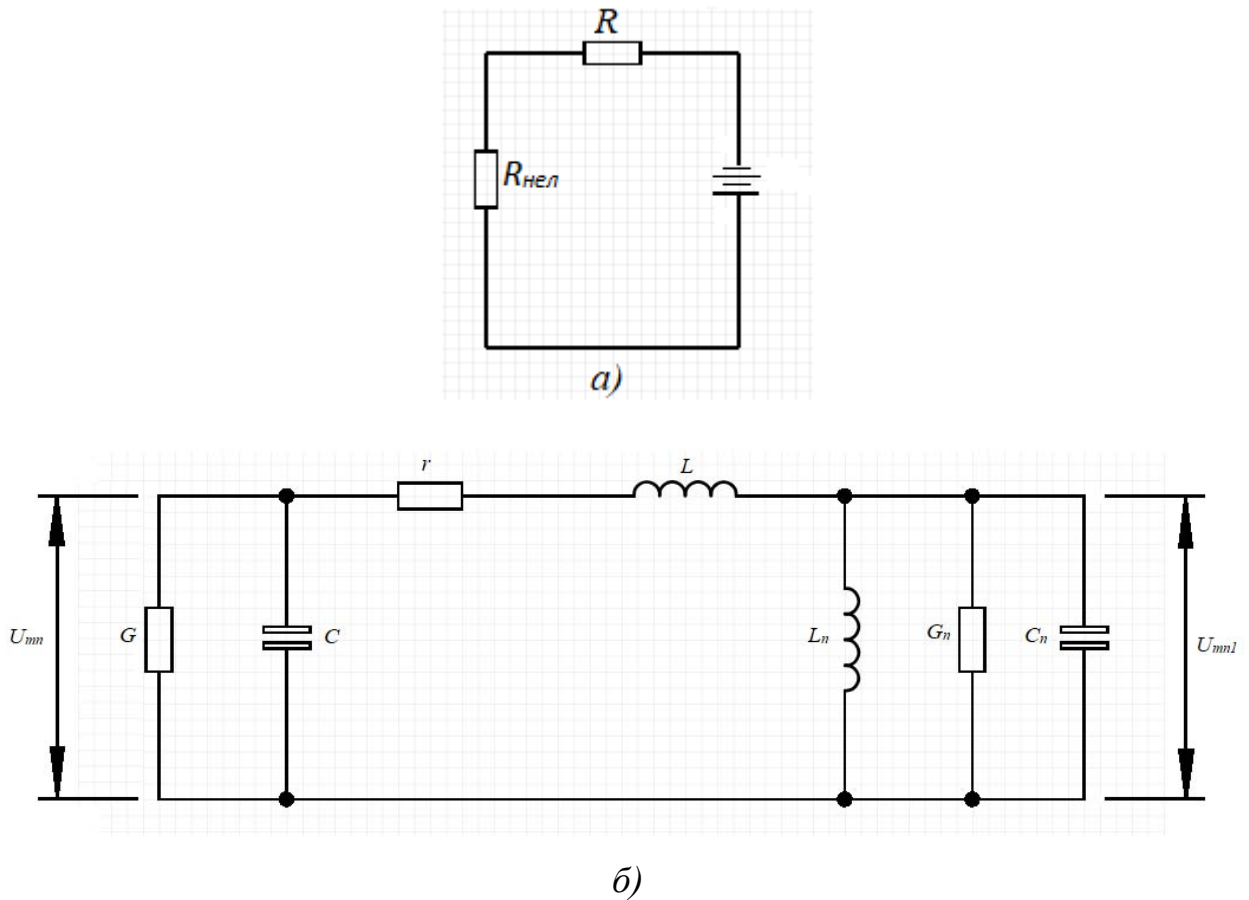


Рис. 1. - Эквивалентные схемы преобразователя СВЧ по постоянному току (а), по промежуточной частоте (б).

$$|Z_H| = \sqrt{\frac{(1 + rG_n)^2 + (\Omega L G_n)^2}{G_n^2 (1 + \Omega^2 LC)^2 + \Omega^2 C^2 (1 + rG_n)^2}} \quad (11)$$

Если возвести в квадрат обе части равенства (10) и подставить значение тока i_{mn} из (8), то получим следующее выражение для напряжения U_{mn} промежуточной частоты

$$U_{mn} = -\frac{\nu U_{mc} |Z_H|}{1 + \lambda |Z_H|} \quad (12)$$

Величину напряжения U_{mn1} напряжения промежуточной частоты на нагрузке ρ_1 можно определить из соотношения

$$\frac{|U_{mm1}|}{|U_{mm}|} = \frac{1}{\sqrt{(1 + rG_n)^2 + (\Omega LG_n)^2}} \quad (13)$$

Учтем (12), (11) и (13) при переходе к коэффициенту передачи смесителя по промежуточной частоте, равному $K_c = \frac{U_{mm1}}{U_{mc}}$,

$$K_c = \frac{|Z_H| A e^{-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x) \right]}{\sqrt{(1 + rG_n)^2 + (\Omega LG_n)^2} \left\{ 1 - |Z_H| A e^{-y} \left[(y-1) I_0(x) - x I_1(x) \right] \right\}} \quad (14)$$

Чтобы выполнялось условие

$$|Z_H| = \frac{K_{пч}}{|G_M|} \quad (15)$$

вводим коэффициент устойчивости схемы $0 < K_{пч} < 1$ по промежуточной частоте, где $|G_M|$ – модуль максимальной отрицательной проводимости туннельного контакта, то есть проводимость в точке перегиба вольтамперной характеристики, когда $y = 2$. С учетом используемой аппроксимации (2) можно записать [7]

$$G_M = -A e^{-2} \quad (16)$$

Подставляя (16) в (15), в (14), окончательно получаем

$$K_c = \frac{K_{пч} e^{-2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x) \right]}{\sqrt{(1 + rG_n)^2 + (\Omega LG_n)^2} \left\{ 1 - K_{пч} A e^{2-y} \left[(y-1) I_0(x) - x I_1(x) \right] \right\}} \quad (17)$$

Если пренебречь паразитными параметрами диода L и C, то формула (17) примет следующий вид

$$K_c = \frac{K_{пч} e^{-2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x) \right]}{(1 + rG_n) \left\{ 1 - K_{пч} A e^{2-y} \left[(y-1) I_0(x) - x I_1(x) \right] \right\}} \quad (18)$$

где $K_{пч} = (1 + rG_n) * |G_M|$.

Полученные формулы (17) и (18) позволяют рассчитать величину K_n смесителя СВЧ на РТД при известных параметрах схемы диода и режима работы преобразователя СВЧ.

Проведем расчет полного K_n как произведение коэффициента передачи по промежуточной частоте (K_c) на коэффициент передачи (K_y) [8].

Эквивалентную схему преобразователя по СВЧ можно представить в виде, показанном на рис.2 [9], где ρ – нагрузка туннельного диода по СВЧ;

r, L, C – паразитные параметры диода, R_j внутренне сопротивление источника сигнала ϵ .

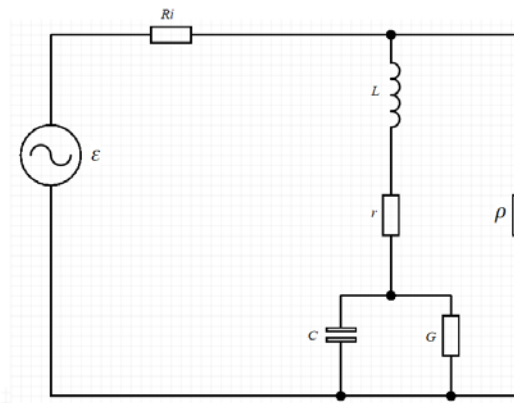


Рис. 2. - Эквивалентная схема преобразователя по СВЧ

Обычно в реальных схемах нагрузка диода по СВЧ имеет комплексную величину. Однако в большинстве случаев реальную схему можно привести к виду, показанному на рис.2 используя вместе r, L, C их эквиваленты.

Для схемы рис.2 можно получить следующее выражение для модуля коэффициента передачи K_y [5]

$$K_y = \frac{\rho}{(R_j + \rho) \sqrt{(1 + R_\Sigma G - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 (CR_\Sigma + LG)^2}}$$

$$R_\Sigma = r + \frac{R_j \rho}{R_j + \rho} \quad (19)$$

На низких входных частотах ω_0 , когда можно пренебречь паразитными параметрами туннельного диода L и C , формула (19) принимает вид

$$K_{y0} = \frac{\rho}{(R_j + \rho)(1 + R_\Sigma G)}. \quad (20)$$

Для получения усиления на частоте входного сигнала рабочую точку выбираем на падающем участке вольтамперной характеристики, когда $G < 0$ [10]. При этом необходимо обеспечить устойчивость схемы по переменному току. Введем максимальную степень регенерации $0 < \theta_{OM} < 1$, равную

$$\theta_{OM} = |G_M| R_\Sigma, \quad (21)$$

Так что всегда выполняется условие

$$\theta_0 = GR_\Sigma = \theta_{OM} * \frac{G}{|G_M|}. \quad (22)$$

С учетом (22) формула (20) имеет вид

$$K_{y0} = \frac{\rho}{(R_j + \rho)(1 + \theta_{OM} * \frac{G}{|G_M|})}. \quad (23)$$

Подставляя (23) и (18) в (1) получаем

$$K_{\text{по}} \left(1 + \frac{R_f}{\rho}\right) (1 + rG_{\text{п}}) = \frac{K_{\text{п4}} e^{2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x)\right]}{\left(1 + \theta_{\text{ом}} * \frac{G}{|G_M|}\right) \{1 - K_{\text{п4}} e^{2-y} [(y-1) I_0(x) - x I_1(x)]\}}. \quad (24)$$

Можно показать [5], что на частоте сигнала ω_c проводимость p-n перехода определяется формулой

$$G = A e^{-y} [(1-y) I_0(x) + x I_1(x)]. \quad (25)$$

С учетом (25) и (16) выражение (24) для полного коэффициента передачи принимает вид

$$K_{\text{по}} \left(1 + \frac{R_f}{\rho}\right) (1 + rG_{\text{п}}) = \frac{K_{\text{п4}} e^{2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x)\right]}{\left(1 + \theta_{\text{ом}} * \frac{G}{|G_M|}\right) \left(1 + K_{\text{п4}} \frac{G}{|G_M|}\right)}. \quad (26)$$

Напряжение смещения y , при котором коэффициент передачи имеет максимальное значение при заданной амплитуде гетеродина X , можно определить условия $\frac{\partial K_{\text{п}}}{\partial y}$, которое после преобразований имеет вид [5]

$$\begin{aligned} (2-y) 2I_1(x) + x I_1(x) + (K_{\text{п4}} + \theta_{\text{ом}}) x e^{2-y} [2I_1^2(x) - I_0^2(x)] = \\ - K_{\text{п4}} \theta_{\text{ом}} e^{4-2y} \{I_0^2(x) I_1(x) [2(y-1)^2 (y-2) - 4x^2] - \\ - x I_0(x) I_1^2(x) [4(y-1)^2 + x^2 - 8] - x I_0^2(x) (y-1)(y-3) + \end{aligned}$$

$$+2x^2y[I_0^2(x) + I_1^2(x)]]. \quad (27)$$

Величины $X_{\text{опт}}$ и $U_{\text{опт}}$, рассчитанные для различных $\theta_{\text{ом}}$ при $K_{\text{п4}} = 0,8$ с помощью (27) даны в виде графика на рис. 3. Там же представлены значения $K_{\text{п}}$, рассчитанные по (26) с помощью (27).

Из графиков видно, что при заданных $K_{\text{п4}}$ и $\theta_{\text{ом}}$ существует оптимальное смещение y , при котором требуемая амплитуда гетеродина X минимальна, а коэффициент передачи имеет максимальное значение.

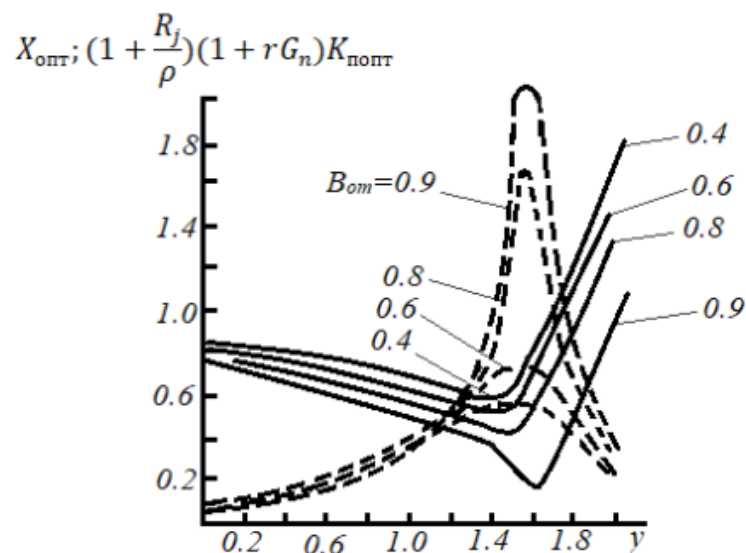


Рис. 3. - Величины $X_{\text{опт}}$ и $U_{\text{опт}}$ рассчитанные для различных $\theta_{\text{ом}}$ при $K_{\text{п4}} = 0,8$

Литература

1. Дорофеев А. А., Гладышева Н. Б., Алкеев Н. В., Аверин С. В. Перспективы использования резонансно-туннельных диодов в субгармонических смесителях радиоаппаратуры // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. 2012. № 1. С. 38 – 43.



2. Макеев М.О. [и др.] К вопросу о повышении надежности смесительных AlAs/GaAs РТД конструкторско-технологическими методами // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон, журн. 2013. №11. DOI: [dx.doi.org/10.7463/1113.0637834](https://doi.org/10.7463/1113.0637834).
3. Караваев С.В., Осадчий Е.Н. О возможности преобразования частоты с усилением резонансными туннельными диодами // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2004. Выпуск № 1. Том 36. С. 101-105.
4. Иващенко С.Н. Моделирование энергетического спектра в полупроводниковых наноструктурах // Инженерный вестник Дона. 2008. № 2. URL: ivdon.ru/magazine/archive/n2y2008/66.
5. Moskaliuk V. Simplified analytical model of resonant-tunneling diode // Abstracts Proceedings of 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology "ISSE 2009". – Brno, Czech Republic. 2009. pp. 1-5.
6. Демьяненко А.В., Алексеев Ю.И., Геворкян А.В. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя на лавинно-пролетном диоде в режиме детектирования СВЧ-амплитудно-модулированных оптических колебаний // Инженерный вестник Дона. 2014. № 2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2014/2396.
7. Будяков П.С., Белич С.С., Семенищев Е.А., Федосеев С.В., Медведев Д.В., Серебряков А.И. Управляемые избирательные усилители СВЧ диапазона // Инженерный вестник Дона. 2012. № 4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p1y2012/1059.
8. Qiu Z.J., Gui Y.S., Guo S.L. et. al. Experimental verification of origin of plateau-like current-voltage characteristics of resonant tunneling diodes // Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 4. pp. 1961–1963.
9. Алкеев Н. В., Любченко В. Е., Веллинг П., Хоренко Е., Прост В., Тегуде Ф. Эквивалентная схема резонансно-туннельного диода на основе InGaAs/InAlAs в миллиметровом диапазоне длин волн // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49. № 7. С. 886-892.
10. Капаев В.В. Высокочастотный отклик и возможности перестраиваемого по частоте терагерцового узкополосного усиления в резонансно-туннельных наноструктурах // ЖЭТФ 2013. Т.143. С. 569.

References

1. Dorofeev A. A., Gladysheva N. B., Alkeev N. V., Averin S. V. Jelektronnaja tehnika. Serija 2. Poluprovodnikovye pribory, 2012, № 1, pp. 38 – 43.
2. Makeev M.O. [i dr.] Nauka i obrazovanie. MGTU im. N.Je. Baumana. Jelektron, zhurn. 2013. №11. DOI: •<http://dx.doi.org/10.7463/1113.0637834>.
3. Karavaev S.V., Osadchij E.N. Izvestija Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehnicheskie nauki. Vypusk № 1. Tom 36. 2004. Pp. 101-105.
4. Ivashhenko S.N. In?enernyj vestnik Dona (Rus), 2008, № 2. URL: ivdon.ru/magazine/archive/n2y2008/66.
5. Moskaliuk V. Abstracts Proceedings of 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology "ISSE 2009". Brno, Czech Republic, 2009. pp. 1–5.
6. Demyanenko AV, Alekseev Yu.I., Gevorkyan A.V. In?enernyj vestnik Dona (Rus), 2014. № 2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2014/2396.
7. Budyakov P.S., Belich S.S., Semenishchev Ye.A., Fedoseyev S.V., Medvedev D.V., Serebryakov A.I. In?enernyj vestnik Dona (Rus), 2012. № 4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p1y2012/1059.
8. Qiu Z.J., Gui Y.S., Guo S.L. et. al. Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 4. pp. 1961–1963.
9. Alkeyev N. V., Lyubchenko V. Ye., Velling R., Khorenko Ye., Prost W., Tegude F. J. Radiotekhnika i elektronika. 2004. T. 49. № 7. S. 886-892.
10. Kapayev V.V. ZHETF 2013. T.143. S. 569.