

Оптимизация коэффициента передачи смесителей миллиметрового диапазона на резонансно-туннельных диодах

Е.Н. Осадчий

Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону

Аннотация: В работе проведено теоретическое определение коэффициента передачи смесителей миллиметрового диапазона на резонансно-туннельных диодах. Проведен анализ условий оптимизации коэффициента передачи СВЧ смесителей, использующих в качестве нелинейных элементов резонансно-туннельные диоды. Определено оптимальное постоянное напряжение, при котором амплитуда гетеродина, необходимая для получения максимального коэффициента передачи смесителя, будет иметь наименьшую величину, а сам коэффициент – наибольшее.

Ключевые слова: коэффициент передачи, смеситель, миллиметровый диапазон, преобразование частоты, амплитуда гетеродина, модифицированные функции Бесселя, коэффициент устойчивости, резонансная частота, полоса пропускания.

Анализ отечественных и зарубежных публикаций по устройствам на резонансно-туннельных диодах, являющихся на данный момент самыми высокочастотными приборами [1 - 3], говорит о том, что в настоящее время эта тема достаточно активно обсуждается и весьма актуальна. На основе имеющихся публикаций проведено теоретическое определение коэффициента передачи смесителей миллиметрового диапазона на резонансно-туннельных диодах. Проведен анализ условий оптимизации коэффициента передачи СВЧ смесителей, использующих в качестве нелинейных элементов резонансно-туннельные диоды.

Коэффициент передачи смесителя СВЧ определяет эффективность данного устройства. Полный коэффициент передачи или коэффициент преобразования K_{Π} на резонансно-туннельном диоде является произведением коэффициента передачи по промежуточной частоте K_c эквивалентного смесителя на коэффициент передачи K_y схемы смесителя СВЧ от источника сигнала на гетеропереход [4]:

$$K_{\Pi} = K_c K_y \quad (1)$$

На рис. 1 представлена типичная эквивалентная схема такого смесителя по промежуточной частоте [5].

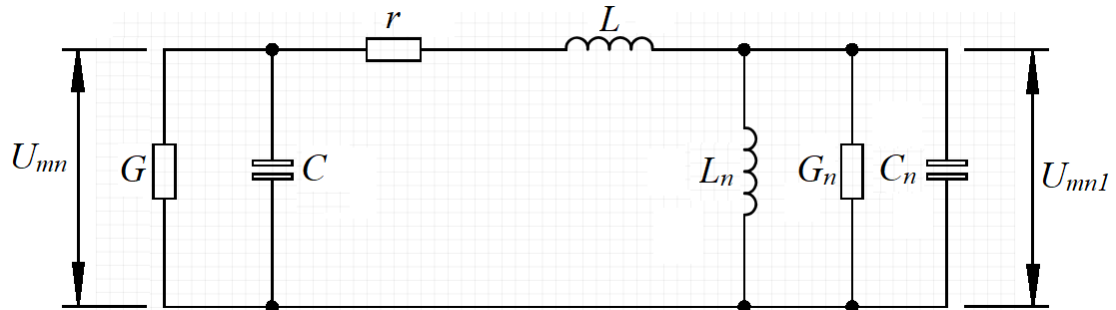


Рис. 1. - Эквивалентная схема смесителя СВЧ по промежуточной частоте

На рис. 1 r, L, C представляют параметры эквивалентной схемы резонансно-туннельного диода, проводимость гетероперехода в рабочей точке – G, L_{Π}, C_{Π} – отображают параметры контура по промежуточной частоте $F_{\text{пр}}$, его сопротивление можно представить следующим образом:

$$R_{\text{к}} = \frac{1}{G_{\Pi}(1 + 2jQ)},$$

где:

$$\delta = \frac{\nabla F_{\text{пр}}}{F_{\text{рез}}} = \frac{F_{\text{пр}} - F_{\text{рез}}}{F_{\text{рез}}}; \quad Q = \frac{F_{\text{пр}} C_{\Pi}}{G_{\Pi}} = \frac{1}{F_{\text{пр}} L_{\Pi} G_{\Pi}}; \quad (2)$$

В формуле (2) $F_{\text{рез}}$ определяет резонансную частоту контура а Q - является добротностью контура.

Вольтамперную характеристику резонансно-туннельного диода можно аппроксимировать следующим выражением [6]:

$$i = Aue^{-\alpha u};$$

$$\text{где: } A = \frac{J_1}{u_1}; \quad \alpha = \frac{1}{u_1}. \quad (3)$$

В формулах (3) J_1 и u_1 соответствуют току и напряжению в максимуме вольтамперной характеристики.

Будем рассматривать случай низкой промежуточной частоты, при этом можно не учитывать влияние реактивных паразитных параметров эквивалентной схемы резонансно-туннельного диода. Тогда для этого случая,

при малых расстройках δ и при начальном задании фазы напряжения промежуточной частоты, можно пренебречь сдвигом фаз между током и напряжением промежуточной частоты, который возникает в нагрузке, подключенной к гетеропереходу.

Когда гетеропереход диода работает в режиме преобразования частоты, на него воздействуют несколько напряжений, сумма которых показана в формуле (4):

$$u = E_0 + u_c + u_{пч}. \quad (4)$$

Здесь E_0 – постоянное напряжение на переходе во время действия входного сигнала, $u_{\Gamma} = u_{m\Gamma} \cos \omega_{\Gamma} t$ – гетеродинное напряжение, $u_c = u_{mc} \cos(\omega_{пч} t + \varphi)$ – сигнальное напряжение, $u_{пч} = u_{mпч} \cos(\omega_{пч} t + \varphi)$ является напряжением промежуточной частоты, которая определяется формулой $\omega_{пч} = \omega_c \pm \omega_{\Gamma}$. Это напряжение возникает на гетеропереходе за счет нелинейности вольтамперной характеристики диода.

Для решения нашей задачи воспользуемся функциями Бесселя и запишем следующее выражение [7]:

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

В формуле (5) $I_0(x)$, $I_N(x)$ являются модифицированными функциями Бесселя. Подставим уравнение (4) в выражение (3) и, учитывая последнее выражение (5), определим величину тока через гетеропереход во время действия сигнала. Ограничимся двумя членами ряда (5).

$$i = A e^{-\alpha(E_0 + u_{пч})} (E_0 + u_{\Gamma} + u_c + u_{пч}) [I_0(\alpha u_{m\Gamma}) - -2I_1(\alpha u_{m\Gamma}) \cos \omega_{\Gamma} t] [I_0(\alpha u_{mc}) - 2I_1 \alpha u_{mc} \cos \omega_{пч} t + \varphi] \quad (6)$$

Когда на входе присутствует достаточно малый сигнал ($\alpha u_{mc} \ll 1$), токи I_0 и I_1 можно приближенно выразить следующими формулами:

$$I_0(\alpha u_{mc}) \approx 1 + \frac{\alpha^2 u_{mc}^2}{4}; \quad I_1(\alpha u_{mc}) \approx \frac{\alpha u_{mc}}{2}. \quad (7)$$

После проведения преобразований с учетом последней формулы (7) получаем выражение для тока промежуточной частоты:

$$i_{\text{пч}} = (bu_{\text{мпч}} + cu_{\text{мс}})\cos(\omega_{\text{пч}}t + \varphi) = i_{\text{мпч}}\cos(\omega_{\text{пч}}t + \varphi), \quad (8)$$

где: $b = -Ae^{-E_0}[\alpha E_0 I_0(x) - xI_1(x) - I_0(x)];$

$$c = Ae^{-\alpha E_0} \left[\alpha E_0 I_1(x) - I_1(x) - \frac{x}{2} I_0(x) \right];$$

$$i_{\text{мпч}} = bu_{\text{мпч}} + cu_{\text{мс}}; \quad x = \alpha u_{\text{мг}}.$$

Из равенства, приведенного ниже, можно найти амплитуду напряжения промежуточной частоты: $u_{\text{мпч}} = i_{\text{мпч}}|z_{\text{н}}|$, при этом $|z_{\text{н}}|$ представляет собой модуль полного сопротивления схемы, которая подключена к гетеропереходу на промежуточной частоте. При условии, что $\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{р}} + \Delta\omega_{\text{пр}}$ для эквивалентной схемы смесителя по промежуточной частоте (рис. 1), для $|z_{\text{н}}|$ можно записать следующее выражение:

$$|z_{\text{н}}| = \frac{1}{G_{\text{н}}} \sqrt{\frac{(1+G_{\text{н}})^2 + (nrG_{\text{н}})^2}{1+n^2}}; \quad n = 2\delta Q. \quad (10)$$

Выражение для $u_{\text{мпч}}$ получим, если подставим уравнение (8) в (9):

$$u_{\text{мпч}} = \frac{-|z_{\text{н}}|cu_{\text{мс}}}{b|z_{\text{н}}|+1} \quad (11)$$

Напряжение промежуточной частоты на нагрузке определим из следующего соотношения:

$$\frac{|u_{\text{мпч1}}|}{|u_{\text{мпч}}|} = \frac{1}{\sqrt{(1+rG_{\text{н}})^2 + (nrG_{\text{н}})^2}}. \quad (12)$$

Если полагать, что сопротивление R , которое шунтирует резонансно-туннельный диод по постоянному току мало, т.е. прямое детектирование

мало или вообще отсутствует, так что выполняется условие: $E_0^* \approx E_0$. E_0 характеризует напряжение смещения на диоде при отсутствии входного сигнала. Рассмотрим коэффициент передачи устройства $K_{пч}$ по промежуточной частоте, который выражается формулой:

$$K_{пч} = \frac{u_{мпч1}}{u_{мс}}$$

И, учитывая предыдущие формулы (8, 11 и 12), формула для коэффициента передачи примет следующий вид:

$$K_{пч} = \frac{A|z_H|e^{-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1)I_1(x) \right]}{\sqrt{(1+rG_H)^2 + (nrG_H)^2 (1+G|z_H|)}} \quad (13)$$

В последней формуле $y = \alpha E_0$, G – проводимость гетероперехода в рабочей точке [6], и определяется формулой:

$$G = Ae^{-y} [(1-y)I_0(x) + xI_1(x)] \quad (14)$$

Далее требуется ввести коэффициент устойчивости по промежуточной частоте ($0 < K_{yc} < 1$), в нашем случае для него должно выполняться следующее условие:

$$K_{yc} = \frac{|G_M|}{Re(Y_H)_\omega}; \quad \frac{K_{yc}}{|G_M|} = \frac{|z_H|_\omega^2}{Re(z_H)_\omega}. \quad (15)$$

В последней формуле G_M – модуль отрицательной проводимости гетероперехода в точке перегиба вольтамперной характеристики; $|z_H|_\omega$ – модуль полного сопротивления схемы, подключенной к гетеропереходу на резонансной частоте контура промежуточной частоты. Модуль полного сопротивления схемы $|z_H|_\omega$ можно определить, используя формулу (10) при условии: $n = \delta = 0$. Подставляем значение G_M в формулу для коэффициента

устойчивости (15) и, учитывая из формулы (13) величину $|z_H|_\omega$, получаем следующее выражение для коэффициента передачи смесителя [8]:

$$K_{\Pi} = \frac{K_{\text{пч}} D e^{2-\gamma} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (\gamma-1) I_1(x) \right]}{\sqrt{(1+rG_{\Pi})^2 + (nrG_{\Pi})^2} \left(1 + K_{\text{пч}} \frac{G}{|G_M|} \right)} \quad (16)$$

Величину D выразим следующей формулой:

$$D = \frac{|z_H|}{|z_H|_\omega} = \sqrt{\frac{1}{1+n^2} \left[1 + \left(\frac{nrG_{\Pi}}{1+rG_{\Pi}} \right)^2 \right]}.$$

Коэффициент передачи данной схемы по СВЧ от сигнального входа не гетеропереход определяется выражением [3, 9]:

$$K_{\Pi p-n} = \frac{K_{\text{п0}}}{\sqrt{\left(1 - \omega^2 \frac{LC}{1+R_{\otimes}G} \right)^2 + \omega^2 \left(\frac{CR_{\otimes}+GL}{1+R_{\otimes}G} \right)^2}} \quad (17)$$

При этом:

$$K_{\text{п0}} = \frac{R_H}{(R_{\text{вн}} + R_H) \left(1 + \Theta_{\text{0м}} \frac{G}{|G_M|} \right)}; \quad \Theta_{\text{0м}} = G_M R_{\otimes}; \quad R_{\otimes} = \frac{R_{\text{вн}} R_H}{R_{\text{вн}} + R_H} + r,$$

здесь $R_{\text{вн}}$ - внутреннее сопротивление источника сигнала, R_H - представляет сопротивление нагрузки резонансно-туннельного диода по СВЧ.

Выражение (1) для полного коэффициента передачи смесителя с учетом выражений (16) и (17) примет следующий вид:

$$K_{\text{пол}} = K_{\text{п0}} K_{\text{ус}} D e^{2-\gamma} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (\gamma-1) I_1(x) \right] \left[(1+rG_{\Pi})^2 + (nrG_{\Pi})^2 \right]^{-1/2} \times \\ \times \left[\left(1 - \omega^2 \frac{LC}{1+R_{\otimes}G} \right)^2 + \omega^2 \left(\frac{R_{\otimes}C+LG}{1+R_{\otimes}G} \right)^2 \right]^{-1/2} \left(1 + K_{\text{ус}} \frac{G}{|G_M|} \right)^{-1} \quad (18)$$

Далее определяем полосу пропускания по выходу смесителя. Полагаем, что зависимость коэффициента передачи от промежуточной частоты будет

идти также, как и зависимость коэффициента $K_{\text{пч}}$, определенная формулой (13).

При работе на резонансной частоте, когда $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\text{рез}}$ и $\delta = n = 0$, коэффициент передачи смесителя имеет наибольшее значение:

$$K_{\text{Пmax}} = \frac{Ae^{-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x) \right]}{G + G_{\text{п}} + rG_{\text{п}}} \quad (19)$$

Можно записать следующее соотношение, учитывая формулы (13) и (19):

$$\frac{K_{\text{Пmax}}}{K_{\text{п}}} = \frac{G + \sqrt{\frac{G_{\text{п}}^2(1+n^2)}{(1+rG_{\text{п}}^2) + (nrG_{\text{п}})^2}}}{G_{\text{п}} \left[1 + \frac{G}{G_{\text{п}}} (1+rG_{\text{п}}) \right]} \quad (20)$$

Учтем значение $n = 2\delta Q$ и после преобразований получим выражение для полосы пропускания δ на промежуточной частоте по уровню 0,7 от напряжения в его максимуме.

$$\delta = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{0,4 \left(1 + \frac{G}{G_{\text{п}}} \right) + r(1,4G + G_{\text{п}})}{2(1-rG_{\text{п}})}} \quad (21)$$

Проанализировав выражение (18), видно, что коэффициент передачи смесителя имеет максимальное значение при определенных напряжениях гетеродинного источника.

Исследуя ход зависимости коэффициента передачи от режима работы резонансно-туннельного диода, будем ограничиваться случаем, когда промежуточная частота равна резонансной частоте контура, $\delta = n = 0$, предполагая, что входная частота значительно меньше резонансной частоты диода. Тогда можно пренебречь паразитными параметрами резонансно-туннельного диода по входной частоте смесителя [10]. В этом случае формулу (18) можно преобразовать к виду:

$$K_{\text{п}} = \frac{K_{\text{yc}} e^{2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x) \right]}{\left(1 + \frac{R_{\text{BH}}}{R_{\text{H}}} \right) \left(1 + \theta_{\text{OM}} \frac{G}{|G_{\text{M}}|} \right) \left(1 + K_{\text{yc}} \frac{G}{|G_{\text{M}}|} \right)} \quad (22)$$

Из условия $\frac{\partial K_{\Pi}}{\partial y} = 0$ можно найти напряжение смещения, при котором коэффициент передачи имеет максимальное значение при заданной амплитуде гетеродина.

Оптимальные величины напряжения гетеродина x_{opt} , рассчитанные для значений $\Theta_{0M} = 0,9, 0,8, 0,6$ и $0,4$, соответственно кривые 1, 2, 3 и 4, показаны в виде графика на рис. 2 сплошными линиями, величины оптимального коэффициента передачи K_{Π} , рассчитанные с помощью (22) для оптимальных значений напряжения гетеродина и показывающие возможность преобразования частоты с усилением, показаны на рис. 2 штриховыми линиями.

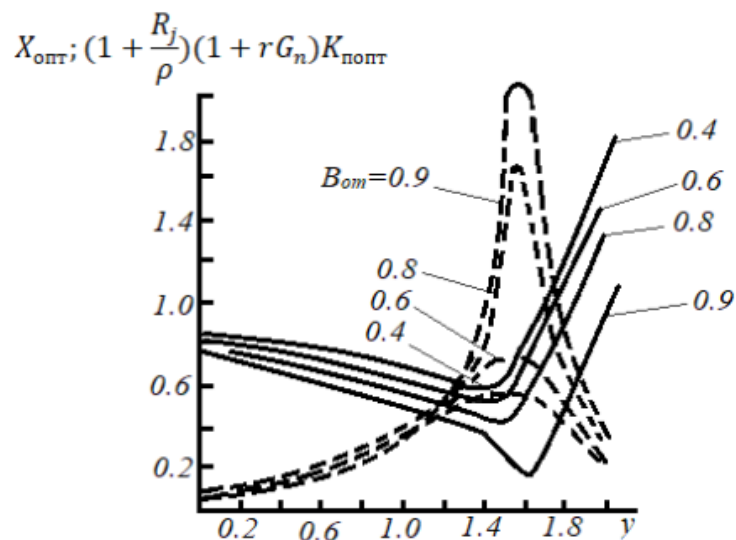


Рис. 2. - Оптимальные величины напряжения гетеродина x_{opt} для различных значений Θ_{0M} и оптимальные значения коэффициента передачи K_{Π} для оптимальных значений напряжения гетеродина

Кривые на рис. 2 показывают, что для заданных значений коэффициента устойчивости K_{yc} и степени регенерации Θ_{0M} имеется оптимальное постоянное напряжение, при котором амплитуда гетеродина, необходимая для получения максимального коэффициента передачи смесителя, будет иметь наименьшую величину, а сам коэффициент –

наибольшее. С увеличением степени регенерации на частоте входного сигнала положение минимума x_{opt} будет смещаться к значению $y = 2$, которое соответствует точке перегиба вольтамперной характеристики РТД. При этом величина x_{opt} будет уменьшаться, а величина K_{Π} – увеличиваться.

По формулам (17) и (15) были рассчитаны величины Θ_{0m} и K_{yc} . На рис. 3 показаны зависимости $\frac{K_{\Pi}}{K_{\Pi MAX}} = f(y)$ и $\frac{x_{opt}}{x_{opt min}} = f(y)$, рассчитанные с помощью теоретических выражений (22) и (23).

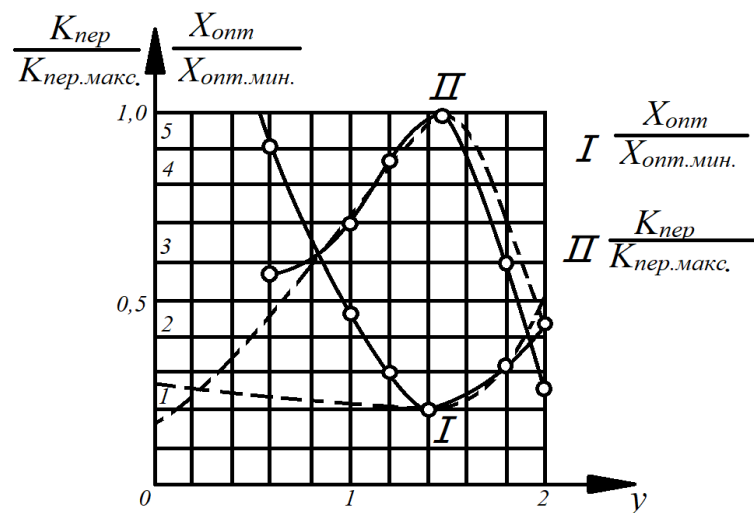


Рис. 3. - Зависимости $\frac{K_{\Pi}}{K_{\Pi MAX}} = f(y)$ и $\frac{x_{opt}}{x_{opt min}} = f(y)$, рассчитанные теоретически.

Таким образом, в работе проведено теоретическое определение оптимального постоянного напряжения, при котором амплитуда гетеродина, необходимая для получения максимального коэффициента передачи смесителя на резонансно-туннельном диоде, будет иметь наименьшую величину, а коэффициент передачи смесителя – наибольшее значение.

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. Smith P.M., Conn D.R. The limits of resonant tunneling diode subharmonic mixer performance // J. Appl. Phys. 1989. Vol.66. No.3. pp. 1453-1458.
 3. Агасиева С.В., Шашурин В.Д. Влияние процесса деградации нанодиода на качество нелинейного преобразователя сигналов // Наноинженерия. 2011. № 3. С. 36-40.
 4. Иващенко С.Н. Моделирование энергетического спектра в полупроводниковых наноструктурах // Инженерный вестник Дона, 2008, № 2. URL: ivdon.ru/magazine/archive/n2y2008/86/.
 5. Moskaliuk V., Fediai A. 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. Liu Q, Seabaugh A. Unified AC Model for the Resonant Tunneling Diode // Transactions on Electron Devices. 2004. Vol.51. No.5. pp. 653-657.
 8. Qiu Z.J., Gui Y.S., Guo S.L. 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 -589.

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. Smith P.M., Conn D.R. The J. Appl. Phys. 1989. Vol.66. No.3. pp. 1453-1458.

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. Inzhenernyj vestnik Dona, 2008, № 2. URL: ivdon.ru/magazine/archive/n2y2008/86/.

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. Inzhenernyj vestnik Dona, 2014, № 2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2014/2396/.

7. Liu Q, Seabaugh A. Transactions on Electron Devices. 2004. Vol.51. No.5. pp. 653-657.

8. Qiu Z.J., Gui Y.S., Guo S.L. 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. Т. 49. № 7. pp. 886-892.

10. Kapayev V.V. ZHETF 2013. Т.143. pp. 569 -589