Осадчий Е.Н., Приходько И.А., Кириллов П.А

Учет влияния автосмещения на амплитудную характеристику усилителя СВЧ на резонансно-туннельном диоде.

*Южный Федеральный университет
(Россия, Ростов на Дону)*

doi: 10.18411/sr-10-06-2019-19

idsp: sciencerussia-10-06-2019-19

Аннотация

В работе проведен теоретический расчет передаточных коэффициентов СВЧ преобразователя на резонансно-туннельном диоде, где один и тот же диод используется в качестве смесителя и усилителя СВЧ колебаний. В этом случае 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: резонансно-туннельный диод (РТД), вольтамперная характеристика (ВАХ), коэффициент передачи, входной усилитель, коэффициент передачи входного усилителя.

Стремление к миниатюризации в СВЧ микроэлектронике привело к возникновению нанозлектроники, нового направления, где используются наноразмерные микроволновые приборы, в которых проявляется квантовая природа носителей тока. Одним из таких приборов является резонансно-туннельный диод (РТД) с поперечным токопереносом на базе многослойных гетероструктур [1 - 3].

В настоящее время РТД является наиболее известным микроэлектронным устройством, которое может менять форму своей вольт-амперной характеристики (ВАХ) путем изменения характеристик РТД.

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. 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. Тогда коэффициент передачи (K_n) этого микроволнового преобразователя можно представить как произведение коэффициента передачи по промежуточной частоте (K_c) на коэффициент передачи (K_y) схемы микроволнового детектора от сигнала:

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

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

Характеристики микроволнового преобразователя, будем рассматривать с помощью следующего приближения его ВАХ, как наиболее удобной.

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

где J_1 , U_1 - ток и напряжение, соответствующие максимуму значению 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

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

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

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

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

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

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

$$i_n = i_{mn} \cos(\Omega t + \varphi); \\ i_{mn} = \lambda U_{mn} + \nu U_{mc} \quad (8) \\ \lambda = -Ae^{-y}[(y-1)I_0(x) - xI_1(x)] \\ \nu = Ae^{-y}[(y-1)I_1(x) - \frac{x}{2}I_1(x)],$$

где $y = aE_0$ – нормированное напряжение смещения; $x = aU_{mr}$ – нормированная амплитуда гетеродина.[4]

На рис. 1 (а) и 1 (б) представлены эквивалентные схемы микроволнового преобразователя по постоянному току рис. 1(а), по промежуточной частоте на рис. 1(б), 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

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

где Q – добротность контура; Ω_p – резонансная частота контура, равная $\Omega = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}}$.

Остановимся 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

$$U_{mn} = i_{mn}|Z_H|, \quad (10)$$

где $|Z_H|$ – модуль полного сопротивления схемы, подключенной к гетеропереходу, на частоте, равной промежуточной. Для схемы по постоянному току можно записать следующее выражение для модуля сопротивления Z_H

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

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

$$\frac{|U_{mn1}|}{|U_{mn}|} = \frac{1}{\sqrt{(1 + rG_n)^2 + (\Omega LG_n)^2}}. \quad (13)$$

Учтем (12), (11) и (13) при переходе к коэффициенту передачи смесителя по промежуточной частоте, равному $K_C = \frac{U_{mn1}}{U_{mc}}$,

$$K_C = \frac{|Z_H| Ae^{-y} [\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x)]}{\sqrt{(1 + rG_n)^2 + (\Omega LG_n)^2} \{1 - |Z_H| Ae^{-y} [(y-1) I_0(x) - x I_1(x)]\}}. \quad (14)$$

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

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

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

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

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

$$K_C = \frac{K_{пч} e^{-2-y} [\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x)]}{(1 + rG_n) \{1 - K_{пч} Ae^{2-y} [(y-1) I_0(x) - x I_1(x)]\}}, \quad (18)$$

где $K_{пч} = (1 + rG_n) * |G_M|$.

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

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

Эквивалентная схема микроволнового преобразователя представлена в на рис.2, где ρ – нагрузка туннельного диода; 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]

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

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

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

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

Чтобы получить усиление на частоте входного сигнала, необходимо выбрать рабочую точку в убывающей части текущей характеристики напряжения, когда $G < 0$. 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

$$K_{\Pi 0} \left(1 + \frac{R_j}{\rho}\right) (1 + rG_\Pi) =$$

$$K_{\Pi 4} e^{2-\gamma} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (\gamma - 1) I_1(x) \right]$$

$$= \frac{K_{\Pi 4} e^{2-\gamma} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (\gamma - 1) I_1(x) \right]}{\left(1 + \theta_{OM} * \frac{G}{|G_M|}\right) \{1 - K_{\Pi 4} e^{2-\gamma} [(\gamma - 1) I_0(x) - x I_1(x)]\}}. \quad (24)$$

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

$$G = Ae^{-y}[(1-y)I_0(x) + xI_1(x)]. \quad (25)$$

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

$$K_{\Pi 0} \left(1 + \frac{R_j}{\rho}\right) (1 + rG_{\Pi}) = \frac{K_{\Pi 4} e^{2-y} \left[\frac{x}{2} I_0(x) - (y-1) I_1(x)\right]}{\left(1 + \theta_{OM} * \frac{G}{|G_M|}\right) \left(1 + K_{\Pi 4} \frac{G}{|G_M|}\right)}. \quad (26)$$

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

$$\begin{aligned} (2-y)2I_1(x) + xI_1(x) + (K_{\Pi 4} + \theta_{OM})xe^{2-y}[2I_1^2(x) - I_0^2(x)] = \\ = K_{\Pi 4}\theta_{OM}e^{4-2y}\{I_0^2(x)I_1(x)[2(y-1)^2(y-2) - 4x^2] - \\ - xI_0(x)I_1^2(x)[4(y-1)^2 + x^2 - 8] - xI_0^3(x)(y-1)(y-3) + \\ + 2x^2y[I_0^2(x) + I_1^2(x)]\}. \end{aligned} \quad (27)$$

Величины $X_{\text{ОПТ}}$ и $y_{\text{ОПТ}}$, рассчитанный для различных θ_{OM} при $K_{\Pi 4} = 0,8$ с помощью (27) даны в виде графика на рис. 3. Там же представлены значения K_{Π} , рассчитанные по (26) с помощью (27)

Рис. 3 - Величины $X_{\text{ОПТ}}$ и $y_{\text{ОПТ}}$

Из графиков видно, что при заданных $K_{\Pi 4}$ и θ_{OM} существует оптимальное смещение y , при котором требуемая амплитуда гетеродина X минимальна, а коэффициент передачи имеет максимальное значение.

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.
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. Е.Н. Осадчий Теоретический расчет коэффициента передачи преобразователя СВЧ на резонансно-туннельном диоде // Инженерный вестник Дона, №4 (2018)