

## Анализ усилителей СВЧ на резонансно-туннельных диодах

Е.Н. Осадчий

Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону

**Аннотация:** В работе проанализированы характеристики усилителей на резонансно-туннельных диодах (РТД) с помощью метода медленно меняющихся амплитуд при больших сигналах и при работе на частотах, близких к резонансной. При этом рассматривается наиболее полная эквивалентная схема РТД без упрощений.

**Ключевые слова:** усилитель на резонансно-туннельных диодах, эквивалентная схема, амплитудно-частотная характеристика, область неустойчивости, колебательная характеристика, параметр регенерации.

Представим простейший усилитель на проход, где РТД включен в линию, согласованную с обеих сторон (рис.1, а) и усилитель, работающий на отражение без устройства поглощения отраженного сигнала (рис.1, б).

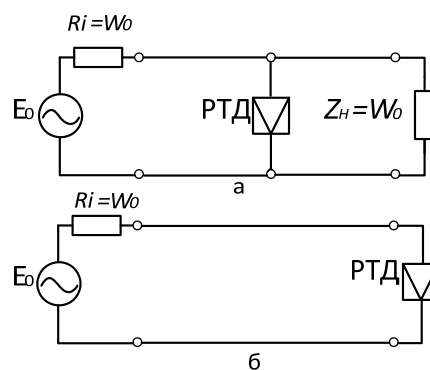


Рис.1. – Эквивалентные схемы усилителей

Эквивалентную схему для двух случаев при условии, что настройка будет проведена индуктивностью [1], включенной последовательно с собственной индуктивностью РТД, можно представить, как показано на рис. 2.

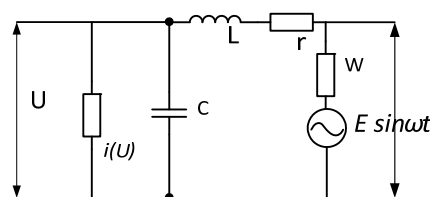


Рис. 2. - Эквивалентная схема усилителя на РТД

На эквивалентной схеме для усилителя на отражение  $\omega = \omega_0$ ,  $E = E_0$ , а для усилителя на проход  $\omega = W_0/2$  и  $E = E_0/2$ , при этом  $W_0$  - волновое сопротивление линии;  $L$  - суммарная индуктивность РТД и настроечной индуктивности;  $r$  и  $C$  - сопротивление потерь и емкость РТД;  $i(u)$  - переменный ток через РТД.

Для эквивалентной схемы составляем дифференциальное уравнение вида [2]:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{C} \frac{di}{du} \right) \frac{du}{dt} + \frac{1 + R \frac{di}{du}}{LC} u = \frac{E}{LC} \sin \omega t, \quad (1)$$

где  $R = r + \omega$ .

При  $E = 0$ ,  $\left. \frac{di}{du} \right|_{u=0} = \left. \frac{i}{u} \right|_{u=0} = -g$ , условие устойчивости усилителя можно

записать следующим образом:  $g = gR < 1$ ,  $\xi = \frac{gL}{CR} < 1$ .

Условие, что затухание имеет колебательный характер  $\left( \frac{\xi + 1}{2} \right)^2 < \frac{\xi}{g}$ .

Режим, близкий к порогу возбуждения, типичный для усилителей, система при этом близка к консервативной [3, 4]. Для анализа можно воспользоваться методом Ван-дер-Поля, полагая при этом  $u = A(\tau) \cos[\tau - \Theta(\tau)]$ .

Получаем укороченные уравнения вида:

$$\frac{dA}{d\tau} = -\frac{R}{2\omega L} A - \frac{1-h}{2} E \cos \Theta - \frac{i_1(A)}{2\omega C} = \frac{P(A, \Theta)}{2}, \quad (3)$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \frac{h}{2} + (1-h) \frac{E}{2A} \sin \theta - \frac{1-h}{2} R \frac{i(A)}{A} = \frac{Q(A, \theta)}{2}, \quad (4)$$

где:  $\tau = \omega t$ ,  $h = 1 - \frac{\omega_g^2}{\omega^2}$ ,  $\omega_g^2 = \frac{1}{LC}$ ;  $i_1(A)$  - колебательная характеристика (зависимость первой гармоники тока  $i(u)$  от амплитуды напряжения на гетеропереходе).

Стационарный режим усилителя на РТД можно достаточно полно описать амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) [5, 6]  $F(h, E, A) = 0$ , полученными при исключении из выражений (3) и (4) фазы при условии  $\frac{dA}{d\tau} = \frac{d\Theta}{d\tau} = 0$ . По этим АЧХ возможно построение резонансных кривых усилителя на РТД, принимая во внимание, что амплитуда выходного напряжения

$$V = A \left[ 1 - \omega^2 LC + r \frac{i_1(A)}{A} + j\omega \left( rC + L \frac{i_1(A)}{A} \right) \right] \quad (5)$$

Из формул (3) и (4) получается, что кривые  $F(h, E, A) = 0$  зависят от колебательной характеристики  $i_1(A)$ . На  $i_1(A)$  оказывает влияние вид аппроксимирующей вольтамперную характеристику (ВАХ) функции и положение рабочей точки на ВАХ [5]. Для выявления общих свойств усилителей на РТД, которые не будут зависеть от упомянутых выше факторов в (3) можно ввести безразмерные координаты

$$y = \frac{\frac{i_1(A)}{A} + g}{\frac{g}{\xi R} - g}; \quad (6)$$

$$\Omega = \frac{\frac{h}{(1-h)R} - \frac{h_0}{(1-h_0)R}}{\frac{g}{\xi R} - g} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_g^2 \frac{g}{\xi} (1-\xi)}, \quad (7)$$

в дальнейшем будет видно, что координата  $У$  пропорциональна мощности колебаний. Величина  $\Omega$  - безразмерная расстройка частоты сигнала  $\omega$  относительно частоты  $\omega_0$ , на которой возникают колебания (система находится на пороге возбуждения). Из рассмотрения эквивалентной схемы (рис. 2) в линейном приближении видно, что величина  $\omega_0 = \omega_g(1-h_0)^{0,5}$

определяется соотношением 
$$\frac{h_0}{1-h_0} = -\frac{g}{\xi}. \quad (8)$$

Если характеристику  $F(h, E, A) = 0$  записать в координатах  $y, \Omega$  то получим

$$\frac{m}{A^2} = (1-\xi)(\Omega+b)(y+1)^2 + (1+y-\Omega)^2, \quad (9)$$

где 
$$m = \frac{E^2}{R^2 \left( \frac{g}{\xi R} - g \right)^2}; \quad b = \frac{\frac{\xi}{g} - 1}{1-\xi}. \quad (10)$$

Из выражения (9) видно, что АЧХ несимметричны относительно оси  $y\Omega$ . Максимумы АЧХ расположены на кривой

$$\Omega = \frac{2(y+1) - (1-\xi)(y+1)^2}{2}, \quad (11)$$

Максимум  $У_m$  можно определить из уравнения

$$\left[ \frac{(1-\xi)(y_m+1)^2 - 2(y_m+1)}{2} \right]^2 - \frac{\xi}{g}(y_m+1)^2 + \frac{m}{A^2} = 0. \quad (12)$$

Как показано в [7] устойчивость решения дифференциального уравнения (1) определяется соотношениями:

$$-\left( \frac{\partial P}{\partial A} + \frac{\partial Q}{\partial \Theta} \right) > 0, \quad \left( \frac{\partial P}{\partial A} \frac{\partial Q}{\partial \Theta} - \frac{\partial P}{\partial \Theta} \frac{\partial Q}{\partial A} \right) < 0. \quad (13)$$

Если в стационарном режиме ( $\frac{dA}{d\tau} = \frac{d\Theta}{d\tau} = 0$ ) вычислить частные производные выражений (3) и (4) учитывая (6, 7 и 10), то можно условие устойчивости

записать в виде [8]

$$\frac{\frac{g}{\xi R} - g}{\omega C} [2(y+1) + f] > 0, \quad (14)$$

$$(1 - \xi)(y+1)(y+1+f)(\Omega + b) + (y+1-\Omega)(y+1-\Omega+f) > 0, \quad (15)$$

где

$$f = \frac{A \frac{d}{dA} \left[ \frac{i_1(A)}{A} \right]}{\frac{g}{\xi R} - g}.$$

Обычно на практике присутствует мягкая колебательная характеристика, когда  $f > 0$ ; в этом случае условие (14) будет выполняться при любых  $y$  и  $\Omega$ . Условие (15) может быть нарушено при некоторых значениях координат и параметров, это соответствует возникновению гистерезисных скачков в АЧХ [6].

При детальном анализе характеристик усилителя на РТД требуется задаться конкретным видом зависимости  $i_1(A)$ . При стандартных токах смещения, которые подаются на РТД, работающий в режиме усиления, колебательную характеристику можно представить выражением [9]

$$\frac{i_1(A)}{A} = -g(1 - \nu A^2). \quad (16)$$

где

$$y = \frac{\nu \xi}{1 - \xi} A^2; \quad f = 2y; \quad \frac{m}{A^2} = \frac{m}{y} \frac{\nu \xi}{1 - \xi},$$

а выражение (15) принимает следующий вид

$$(1 - \xi)(\Omega + b)(y+1)(3y+1) + (y+1-\Omega)(3y+1-\Omega) > 0. \quad (17)$$

Если левую часть (17) приравнять к нулю, то можно определить границы областей неустойчивости.

Область, расположенная в верхней полуплоскости ( $y > 0$ ), представляет интерес при анализе усилителя на РТД. Используя (9) и (17) можно вычислить АЧХ и границы области неустойчивости при различных значениях  $x = m \frac{v \xi}{1 - \xi}$ . Результаты таких вычислений показаны на рис. 3 для двух значений  $\xi$  равных 0,8 и 0,95. На этом же рисунке штриховой линией показаны зависимости  $A^2 = \varphi(\Omega)$ , которые построены для линейного усилителя и умноженные на постоянный коэффициент  $\frac{v \xi}{1 - \xi}$ .

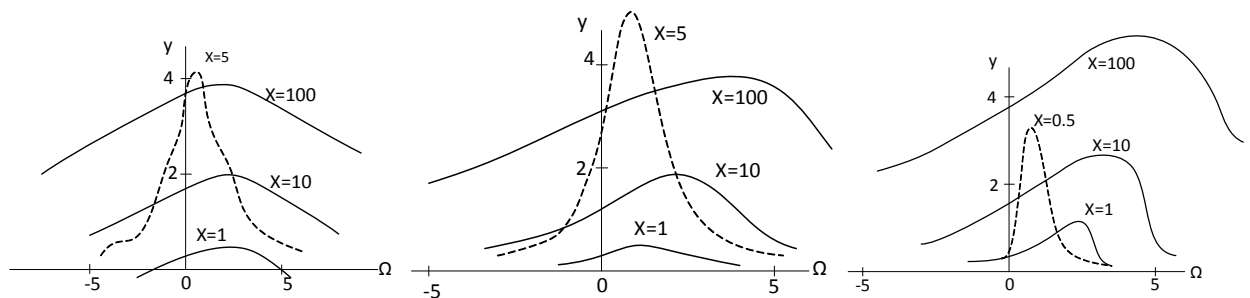


Рис. 3. - Результаты вычислений для двух значений  $\xi$

Случай максимального усиления, когда  $\xi \rightarrow 1$ , представляет особый интерес, так как здесь не оправдана применимость координат  $y$  и  $\Omega$ . Для данного случая введем координаты  $y_1$  и  $\Omega_1$ , которые выражаются следующим образом:

$$y_1 = v \xi A^2; \quad \Omega_1 = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_g^2}. \quad (18)$$

При этом границы области неустойчивости, когда не выполняется условие (17), можно описать следующим выражением

$$\begin{aligned} \Omega_1^2 + \Omega_1 \frac{g}{\xi} [3y_1^2 + 4y_1(1-\xi) + (1-\xi)^2 - 4y_1 - 2(1-\xi)] + \\ + \frac{g}{\xi} [3y_1^2 + 4y_1(1-\xi) + (1-\xi)^2] = 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Из последнего выражения получается условие существования области неустойчивости:

$$\begin{aligned} 3y_1^2 + 4y_1(1-\xi) + (1-\xi)^2 - 8y_1 - 4(1-\xi) + \\ + \frac{16y_1^2 + 16y_1(1-\xi) + 4(1-\xi)^2}{3y_1^2 + 4y_1(1-\xi) + (1-\xi)^2} > 4 \frac{\xi}{g}. \end{aligned} \quad (20)$$

Формула (20) показывает, что при достаточно больших амплитудах сигнала всегда есть область неустойчивости, которая будет при невыполнении условий (13), (15) и (17) [8]. Отсюда же следует, что при малом сигнале гистерезисные явления в частотных характеристиках усилителя будут вблизи порога возбуждения ( $\xi \rightarrow 1$ ) тогда, когда  $\Theta \geq 0,75$ . Для случая  $\xi = 1$  на рис. 4 построены АЧХ и область неустойчивости в координатах  $y_1$  и  $\Omega_1$ .

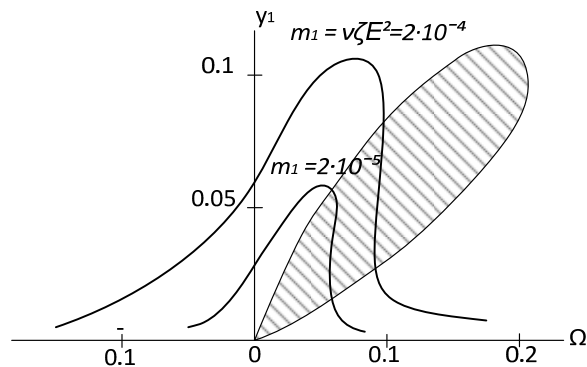


Рис. 4. - АЧХ и область неустойчивости в координатах  $y_1$  и  $\Omega_1$

Из выражения для амплитуды выходного напряжения (5) можно найти переменный коэффициент передачи  $K(\omega, A)$ . На рис. 5 показаны зависимости квадрата выходного напряжения от  $\Omega$ .

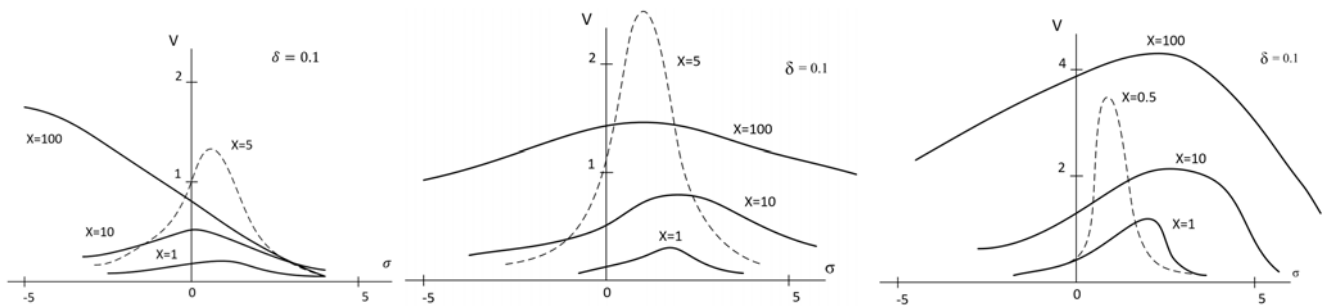


Рис. 5. - Зависимости квадрата выходного напряжения от  $\Omega$

Напряжение на выходе выражено в обобщенной форме для удобства сравнения

$$v = V^2 \frac{V \xi}{1 - \xi} = K^2 y, \quad (21)$$

где:

$$K^2 = \left[ \frac{g}{\xi} - \Omega \frac{g}{\xi} (1 - \xi) - \delta g \left( 1 - y \frac{1 - \xi}{\xi} \right) \right]^2 + \left[ \Omega \frac{g}{\xi} (1 - \xi) + 1 - \frac{g}{\xi} \right] \frac{g}{\xi} \delta^2 \left[ 1 - \frac{\xi}{\delta} \left( y - 1 \frac{1 - \xi}{\xi} \right) \right]^2; \quad \delta = \frac{r}{R}. \quad (22)$$

При сравнении рис. 4 и рис. 5 можно заметить, что существенные различия между зависимостями  $\delta(\Omega)$  и  $y(\Omega)$  будут только при малых параметрах регенерации  $\xi$  и больших сигналах. Эти зависимости можно считать идентичными в рабочей области значений  $\xi$ . По характеристикам  $v = v(\Omega)$ , определяющих мощность на зажимах в функции частоты, можно для конкретного усилителя на РТД вычислить мощность, которая передается в нагрузку и коэффициент усиления [10].

Так как определение полосы пропускания усилителя в аналитическом виде достаточно сложно, то численными расчетами возможно получение зависимости относительной полосы пропускания  $\frac{\Delta \omega}{\omega_m}$  ( $\omega_m$  - это частота максимума частотной характеристики) от уровня сигнала и параметров схемы усилителя. Эти зависимости изображены на рис. 6, где прямые,



изображенные пунктиром – это величины  $\frac{\Delta\omega}{\omega_m}$ , рассчитанные в линейном приближении.

Формула (9) определяет амплитудную характеристику при  $\Omega = const$ . В общем виде найти явное выражение  $y = y(m, \Omega)$  достаточно сложно. При пороговом случае, когда  $\xi = 1$  при  $\omega = \omega_0$  получаем

$$A = \sqrt[3]{\frac{E}{v\sqrt{g}}}. \quad (23)$$

Фазовую характеристику также можно определить из (9)

$$\operatorname{tg} \Theta = -\frac{y+1-\Omega}{\sqrt{(1-\xi)(\Omega+b)(y+1)}}, \quad (24)$$

откуда видно, что фаза колебаний является функцией как частоты, так и амплитуды.

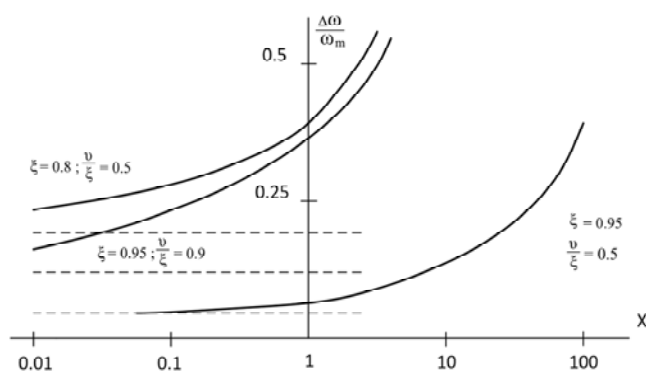


Рис. 6. - Зависимости относительной полосы пропускания от уровня сигнала и параметров схемы усилителя

По результатам проведенного анализа можно сделать следующие выводы. Нелинейные и резонансные свойства усилителя на РТД связаны и зависят друг от друга; нелинейность ВАХ РТД придает резонансным кривым такой вид, который обычно бывает в случае нелинейной реактивности, хотя при анализе предполагалось, что  $L, C = const$ . При больших сигналах

необходимо учитывать зависимость емкости гетероперехода от напряжения, что будет усложнять ход резонансных кривых. Взятый для анализа вариант достаточно прост и представляет достаточно полную физическую картину работы усилителя СВЧ на РТД.

### Литература

1. 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.
2. Осадчий Е.Н. Квазилинейный анализ работы резонансно-туннельного диода с помощью полиномов различных степеней // Успехи современной науки. 2016. №12. С. 132 - 138.
3. Иващенко С.Н. Моделирование энергетического спектра в полупроводниковых наноструктурах // Инженерный вестник Дона. 2008. №2. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2008/66](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2008/66).
4. Иващенко С.Н. Математическое моделирование резонансного туннелирования в полупроводниковых наноструктурах // Инженерный вестник Дона. 2009. №3. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2009/149](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2009/149).
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. Zohta Y. Improved optical model for resonant tunneling diode // J. Appl. Phys. 1993. Vol. 74. pp. 6996–6998.
7. Schulman J.N. Extension of Tsu-Esaki model for effective mass effects in resonant tunneling / J.N. Schulman // Appl. Phys. Lett. – 1998. – Vol. 72. – pp. 2829–2831.
8. Qiu Z.J. Experimental verification of origin of plateau-like current-voltage

characteristics of resonant tunneling diodes / Z.J. Qiu, Y.S. Gui, S.L. Guo et. al. // Appl. Phys. Lett. – 2007. – Vol. 4. – pp. 1961–1963.

9. 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.

10. Макеев М.О. [и др.] К вопросу о повышении надежности смесительных AlAs/GaAs ПТД конструкторско-технологическими методами // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон, журн. 2013. №11. DOI: •<http://dx.doi.org/10.7463/1113.0637834>.

### References

1. Karavaev S.V., Osadchij E.N. Izvestija Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehnicheskie nauki. Vypusk № 1. Tom 36. 2004. pp. 101-105.
2. Osadchij E.N. Uspehi sovremennoj nauki. № 12, 2016. pp.132 - 138.
3. Ivashhenko S.N. Inzhenernyj vestnik Dona (Rus), 2008, №2. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2008/66](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2008/66).
4. Ivashhenko S.N. Inzhenernyj vestnik Dona (Rus), 2009, №3 URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2009/149](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2009/149).
5. Moskaliuk V. Abstracts Proceedings of 32<sup>nd</sup> International Spring Seminar on Electronics Technology "ISSE 2009". Brno, Czech Republic, 2009. pp. 1–5.
6. Zohta Y., Tanamoto T. J. Appl. Phys. 1993. Vol. 74. pp. 6996–6998.
7. Schulman J.N. Appl. Phys. Lett. 1998. Vol. 72. pp. 2829–2831.
8. Qiu Z.J., Gui Y.S, Guo S.L. et. al. Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 4. pp. 1961–1963.
9. Dorofeev A. A., Gladysheva N. B., Alkeev N. V., Averin S. V. Jelektronnaja tehnika. Serija 2. Poluprovodnikovye pribory, 2012, № 1, pp. 38 – 43.
10. 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>.