DOI: 10.17117/na.2015.12.02.122

<http://ucom.ru/doc/na.2015.12.02.122.pdf>

Поступила (Received): 30.12.2015

Осадчий Е.Н., Кравчук Д.А. Теоретическое определение коэффициента передачи смесителя СВЧ на HEMT транзисторе

Osadchiy E.N., Kravchuk D.A. The theoretical determination of the coefficient of transmission of microwave mixer on HEMT transistor

В данной работе микроволновый смеситель на HEMT транзисторе представлен как автономный квазилинейный четырехполюсник, что позволяет существенно упростить и решение ряда нелинейных задач, когда нелинейные свойства проявляются сравнительно слабо. С помощью этой модели решение сложных параметрических задач (при определении шумовых характеристик) и нелинейных задач (при определении нелинейных искажений, отношения сигнал – шум) удастся свести к сравнительно простым, соответственно линейным параметрическим и нелинейным решениям. Произведен теоретический расчет коэффициента передачи микроволнового смесителя на HEMT транзисторе

Ключевые слова: автономный квазилинейный четырехполюсник, микроволновый смеситель, HEMT транзистор, коэффициент передачи

Осадчий Евгений Николаевич

Кандидат технических наук, доцент
Южный федеральный университет
г. Таганрог, ул. Шевченко, 2

Кравчук Денис Александрович

магистрант
Южный федеральный университет
г. Таганрог, ул. Шевченко, 2

In this paper, a microwave mixer HEMT transistor is represented as an autonomous quasi-linear four-pole, which can significantly simplify and solve a number of non-linear problems, when the nonlinear properties are relatively weak. Using this model, the solution of complex problems of parametric (when determining the noise characteristics) and non-linear problems (in the determination of harmonic distortion, signal – noise) can be reduced to a relatively simple, respectively parametric linear and nonlinear solutions. Made a theoretical calculation of the coefficient of transmission of microwave mixer on HEMT transistor

Key words: autonomous quasi-linear four-pole, microwave mixer, HEMT transistor, the transfer coefficient

Осадчий Евгений Николаевич

Candidate of Engineering Sciences, Associate
Professor
Southern federal university
Taganrog, Shevchenko st., 2

Kravchuk Denis Aleksandrovich

Graduate
Southern federal university
Taganrog, Shevchenko st., 2

Смеситель СВЧ на HEMT транзисторе можно представить как автономный квазилинейный четырехполюсник [1, с. 84].

Модель автономного квазилинейного четырехполюсника позволяет существенно упростить и решение ряда нелинейных задач, когда нелинейные свойства проявляются сравнительно слабо. С помощью этой модели смесителя решение сложных параметрических задач (при определении шумовых характеристик) и нелинейных задач (при определении нелинейных искажений, отношения сигнал – шум) удастся свести к сравнительно простым, соответственно линейным параметрическим и нелинейным решениям. Это достигается, во-первых, использованием (при решении линейных задач) методов и соотношений, структура которых совпадает с методами и соотношениями теории линейных цепей, во-вторых, снижением порядка дифференциальных параметрических и нелинейных уравнений.

Рассмотрим определение коэффициента передачи преобразователя частоты на НЕМТ транзисторе, включенным по схеме с общим истоком. Будем считать, что действующее напряжение в НЕМТ определяется выражением [1, с. 83]:

$$U = E_0 + U_{mc} \cos(\omega_c t + \varphi_1) + U_{m\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_2) + DU_{m\Pi4} \cos(\omega_{\Pi4} t + \varphi_3), \quad (1)$$

где D – отношение проходной емкости к входной.

Полный ток полный ток при воздействии сигналов трех частот согласно выражению:

$$i = \left[\prod_{s=1}^k I_{os} \left(U_{ms} \frac{d}{dE_0} \right) \right] \cdot i(E_0) + 2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \sum_{p_2=h_2}^{\infty} \dots \sum_{p_k=h_k}^{\infty} \left[\prod_{s=1}^k I_{ps} \left(U_{os} \frac{d}{dE_0} \right) \cdot i(E_0) \cos \left[(p_1 \omega_1 + \sum_{s=2}^k \pm p_s \omega_s) \cdot t + (p_1 \varphi_1 + \sum_{s=2}^k \pm p_s \varphi_s) \right] \right] \quad (2)$$

определяется выражением:

$$i = \frac{1}{8} I_{ooo} + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} I_{noo} \cos n\tau_1 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} I_{oko} \cos k\tau_2 + \frac{1}{4} \sum_{\delta=1}^{\infty} I_{ood} \cos \delta\tau_3 + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} I_{nko} [\cos(n\tau_1 - k\tau_2) + \cos(n\tau_1 + k\tau_2) + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\delta=1}^{\infty} I_{ok\delta} [\cos(n\tau_2 - \delta\tau_3) + \cos(n\tau_2 + \delta\tau_3)] + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{\delta=1}^{\infty} I_{no\delta} \cdot [\cos(n\tau_1 - \delta\tau_3) + \cos(n\tau_1 + \delta\tau_3)] + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\delta=1}^{\infty} I_{nk\delta} [\cos(n\tau_1 + k\tau_2 + \delta\tau_3) + \cos(n\tau_1 - k\tau_2 + \delta\tau_3) + \cos(n\tau_1 - k\tau_2 - \delta\tau_3) + \cos(n\tau_1 + k\tau_2 - \delta\tau_3)] \quad (3)$$

$$\tau_1 = \omega_c t + \varphi_1$$

где: $\tau_2 = \omega_{\Gamma} t + \varphi_2$

$$\tau_3 = \omega_{\Pi4} t + \varphi_3$$

Амплитуда тока имеет вид:

$$I_{nk\delta} = 8 \sum_{\alpha=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{2^{-(n+k+\delta+2\alpha+2r+2m)}}{\alpha! m! (\alpha+n)! (r+k)! (m+\delta)!} U_{mc}^{n+2\alpha} U_{m\Gamma}^{k+2r} D U_{m\Pi4}^{\delta+2m} \cdot \frac{d^{(n+k+\delta+2\alpha+2r+2m)} i(E_{oo})}{dE_0} \quad (4)$$

При произвольном уровне сигналов на входе преобразователя необходимо учитывать как можно большее число рядов (4), но с другой стороны это существенно усложнит анализ, а с другой стороны параметры реальных НЕМТ, работающих в диапазоне СВЧ таковы, что как показывают расчеты, можно пренебречь составляющими тока промежуточной частоты (ПЧ), содержащими производные выше третьего порядка. Полагая фазу сигнала φ_c равной нулю, получим для тока ПЧ в символической форме выражение:

$$\dot{I}_{ПЧ} = DU_{mП4} G_1 e^{j(\omega_{ПЧ}t + \varphi_{ПЧ})} + \frac{1}{8} B_3 (DU_{mП4})^3 \cdot e^{j(\omega_{ПЧ}t + \varphi_{ПЧ})} + \frac{1}{2} B_2 U_{mc} U_{mГ} e^{j(\omega_{ПЧ}t + \varphi_2)} \quad (5)$$

$$\text{где: } G_1 = (B_1 + \frac{1}{4} B_3 U_{mc}^2 + \frac{1}{4} B_3 U_{mГ}^2$$

а $B_1 \div B_3$ – производные от управляющей характеристики $i_a = f(E_{oo})$ соответствующих порядков.

Эквивалентную схему стоковой цепи преобразователя на НЕМТ возьмем из [2, с. 180].

Здесь: $G_{ПЧ}$ – проводимость ПЧ, обусловленная током (5);

G_H и B_H – активная и реактивная составляющие стоковой нагрузки по ПЧ;

$E_{ПЧ}$ – источник напряжения ПЧ.

Поделив уравнение (5) на величину: $e^{j(\omega_{ПЧ}t + \varphi_{ПЧ})}$ воспользовавшись формулой Эйлера, эквивалентной схемой [2, с. 180] и разделив действующую и мнимую части, получим два уравнения с двумя неизвестными:

$$\begin{aligned} U_{mП4} (G_H + DG_1) + \frac{1}{8} B_3 (DU_{mП4})^3 + \frac{1}{2} B_2 U_{mc} U_{mГ} \cos(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ}) &= 0 \\ \frac{1}{2} B_2 U_{mc} U_{mГ} \sin(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ}) &= B_H U_{mП4} \end{aligned} \quad (6)$$

Из (6) получим для $(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ})$:

$$\sin(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ}) = \frac{2B_H U_{mП4}}{U_{mc} U_{mГ} B_2} \quad (7)$$

Для $U_{mП4}$ из (6) и (7) получим бикубическое уравнение в виде:

$$U_{mП4}^6 + U_{mП4}^4 \alpha_1 + U_{mП4}^2 \beta_1 + j = 0 \quad (8)$$

$$\text{где: } \alpha_1 = \frac{16(G_H + DG_1)}{D^3 B^3}; \beta_1 = \frac{[(G_H + DG_1)^2 + B_H^2] \cdot 64}{B_3^2 D^6}; \gamma_1 = \frac{32 B_2^2 U_{mc}^2 U_{mГ}^2}{D^6 B_3^2};$$

Для чисто активной нагрузки по ПЧ ($B_H = 0$)

$$\sin(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ}) = 0 \text{ и } \varphi_{ПЧ} = \varphi_{Г}.$$

В этом случае $\sin(\varphi_{Г} - \varphi_{ПЧ}) = 1$ и для $U_{mП4}$ (6) обращается в кубическое уравнение вида:

$$m_1 U_{mП4}^3 + U_{mП4} n_1 + k_1 = 0 \quad (9)$$

$$m_1 = \frac{1}{8} B_3 D^3; n_1 = (G_H + DG_1); k_1 = \frac{1}{2} B_2 U_{mc} U_{mГ} k_c$$

Для анализа уравнений (8) и (9) воспользуемся результатам работы [3, с. 147]. В этой работе кубическое уравнение вида $x^3 + ax^2 + bx + c$ решается следующим образом. Определяется дискриминант уравнения по формуле:

$$A = \frac{[3(3b - a^2)]^3}{(2a^2 - 9ab + 27c)^2} \quad (10)$$

а значение x определяется выражением:

$$x = -\frac{q}{p} z - \frac{a}{3}; \text{ где } p = b - \frac{1}{3} a^2; q = \frac{2}{27} a^3 - \frac{1}{3} ab + c \quad (11)$$

Параметр z – так называемая "основа" кубического уравнения, определяется по таблицам в зависимости от величины A_1 , что упростило в дальнейшем расчет соотношений (9), (10) и обусловило выбор этого метода решения кубического уравнения. Уравнение имеет один действительный и два комплексно –

сопряженных корня, если $A > -6.75$, и три действительных корня, если $A < -6.75$. Расчеты показывают, что при любых режимах работы НЕМТ для уравнений (9), (10) величина $A = -6.75$ [3, с. 147]. Из трех действительных основ z_1, z_2, z_3 две последние таковы, что величина $U_{m\Pi4}$, полученная из (9) и (10) имеет порядок $10^4 \div 10^6$ В, что противоречит смыслу физических процессов, происходящих в НЕМТ. Величина z_1 , в этом случае, имеет значение 1.5 [3, с. 147].

Определив из (8), (9) значение $U_{m\Pi4}$ легко найти величину коэффициента передачи:

$$k_{\Pi} = \left(\frac{U_{m\Pi4}}{U_{mc}} \right)^2 = \frac{\left(1.5 \frac{q}{p} - \frac{q}{3} \right)^2 k_c^2}{U_{mc}^2}; \quad (12)$$

В случае малого сигнала, когда $U_{mc} \ll U_{m\Gamma}$, $U_{m\Pi4} \ll U_{m\Gamma}$, членами рядов (3), содержащими $U_{m\Pi4}$ и U_{mc} в степени выше первой, можно пренебречь, величина $U_{m\Pi4}$ определяется выражением:

$$U_{m\Pi4} = \frac{U_{mc} U_{m\Gamma} B_2 k_c}{2 \sqrt{(G_H + DG_1)^2 + B_H^2}}; \quad (13)$$

При $B_H = 0$ из (13) получаем:

$$U_{m\Pi4} = \frac{B_2 U_{mc} U_{m\Gamma}}{G_H + DG_1}; \quad (14)$$

Коэффициент передачи для этого случая в терминах сопротивления будет выглядеть:

$$K_{\Pi} = \left(\frac{U_{m\Pi4}}{U_{mc}} \right)^2 = \frac{B_2^2 R_H^2 U_{m\Gamma}^2 k_c^2}{4(1 + DR_H G_1)}; \quad (15)$$

Коэффициент передачи гармонического преобразователя частоты на НЕМТ определяется аналогичным образом, если выделить из спектра (3) составляющую с частотой $\omega_c \pm k\omega_{\Gamma}$ и проделать перечисленные выше операции:

$$K_{\Pi K} = \frac{2^{1-k} B_{1+k}^2 U_{m\Gamma}^{2k} R_H^2 K_{ck}^2}{(k!)^2 (1 + DR_H G_1)}; \quad (16).$$

Список используемых источников:

1. Червяков Г.Г., Базарницкий Ю.Б., Осадчий Е.Н. Базовое твердотельное СВЧ устройство для систем ближней радиолокации // Современные проблемы электроники и радиофизики СВЧ. Саратов. 1997. С. 83-84.
2. Червяков Г.Г., Осадчий Е.Н. Метод расчета нелинейных характеристик преобразователя СВЧ на полевом транзисторе с затвором Шотки // Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники. Дивногорское. 2006. С. 179-182.
3. Осадчий Е.Н. Метод анализа преобразователей частоты на сложных негатронах. Известия ТРТУ. Таганрог. 2006. №9 (64). С. 147.