

ГАО БАО-СИНЬ

## УЧЕТ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КРИСТАЛЛИЧЕСКОГО ДИОДА ПРИ РАСЧЕТЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С РАЗНОСТНОЙ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТОЙ

Получены соотношения для расчета коэффициентов усиления и шумов параметрического преобразователя с разностной выходной частотой при учете паразитных реактивных параметров диода наряду с активными. Показано, что при резонансе паразитных параметров диода на суммарной частоте коэффициент преобразователя падает и собственные шумы возрастают. Дан пример расчета.

### Введение

Кристаллические диоды, используемые в параметрических преобразователях, обладают кроме полезной нелинейной емкости также и паразитными параметрами: сопротивлением, емкостью и индуктивностью арматуры. Технология изготовления специальных диодов для преобразователей так называемых параметрических диодов рассчитана на про-

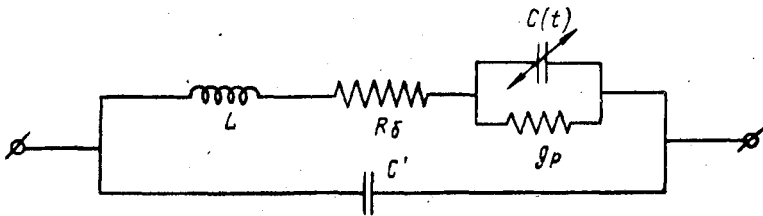


Рис. 1

явление у них в максимальной степени нелинейной емкости и уменьшения потерь, однако в определенных условиях паразитные параметры диодов могут сильно сказываться на работе преобразователя. В работе [1] рассмотрена эквивалентная схема (рис. 1) параметрического диода с учетом емкости арматуры  $C'$ , индуктивности выводов  $L$ , сопротивления растекания в базе  $R_\delta$  и потерь в обедненном слое перехода  $g_p$ . Там показано, что в усилителе-преобразователе с суммарной выходной частотой, за счет реактивных паразитных параметров может возникнуть параметрическое взаимодействие на третьей (разностной) частоте, сильно изменяющее режим работы параметрического усилителя. Известно, что регенеративные параметрические усилители и конвертеры иногда имеют

значительно меньшее усиление и больший уровень собственных шумов, чем это следует из расчета. Причиной этого могут быть дополнительные резонансы на других комбинационных частотах и, в частности, на суммарной частоте за счет паразитных параметров диода. В данной работе проведен анализ преобразователя с разностной выходной частотой при учете паразитных параметров диода той же эквивалентной схемой (рис. 1).

### Эквивалентная схема усилителя и основные соотношения

Замещая параметрический диод эквивалентной схемой (рис. 1), можно представить двухконтурный усилитель с разностной выходной частотой схемой изображенной на рис. 2. Входной контур питается от источника сигнала

$$i_c = I_c e^{j\omega_1 t}$$

с внутренней проводимостью  $g_c$  и настраивается, с учетом наводимых реактивностей, на частоту  $\omega_1$ . Выходной контур отдает мощность в провод

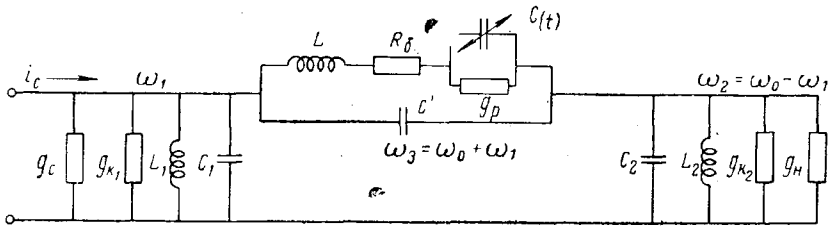


Рис. 2

мость  $g_n$  и настраивается на частоту  $\omega_2 = \omega_0 - \omega_1$  ( $\omega_0$  — частота накачки). Проводимости  $g_{k1}$  и  $g_{k2}$  учитывают потери ненагруженных резонаторов входной и выходной частоты. Нелинейная емкость параметрического диода  $C(t)$  изменяется по закону

$$C(t) = C_0(1 + m \cos \omega_0 t), \quad (1)$$

где  $C_0$  — среднее значение емкости,  $m$  — коэффициент модуляции, амплитудное изменение емкости  $\Delta C = mC_0$ . Расчеты, аналогичные приведенным в [1], дают следующее выражение для коэффициента усиления по мощности:

$$G = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{4g_c g_n \omega_1 \omega_2 \left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2}{|Y_{1ЭКВ}|^2 |Y_2|^2 \left| 1 + (R_6 + j\omega_2 L) \left\{ g_n + g_{k2} + j \left[ \omega_2 (C_2 + C') - \frac{1}{\omega_2 L_2} \right] \right\} \right|^2} \times \frac{1}{\left| 1 + (R_6 + j\omega_2 L) \left\{ g_c + g_{k1} + j \left[ \omega_1 (C_1 + C') - \frac{1}{\omega_1 L_1} \right] \right\} \right|^2}. \quad (2)$$

В формуле (2) введены дополнительные обозначения:

$$Y_{1ЭКВ} = Y_1 + Y_{12} + Y_{13};$$

$$Y_1 = g_p(\omega_1) + j\omega_1 C_0 + \frac{1}{R_6 + j\omega_1 L + \frac{1}{g_c + g_{k1} + j \left[ \omega_1 (C_1 + C') - \frac{1}{\omega_1 L_1} \right]}};$$

$$Y_2 = g_p(\omega_2) + j\omega_2 C_0 + \frac{1}{R_6 + j\omega_2 L + \frac{1}{g_n + g_{k2} + j\left[\omega_2(C_2 + C') - \frac{1}{\omega_2 L_2}\right]}}$$

$$Y_{12} = -\frac{\omega_1 \omega_2 \left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2}{Y_2^*};$$

$$Y_{13} = \frac{\omega_1 \omega_3 \left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2}{g_p(\omega_3) + j\omega_3 C_0 + \frac{1}{R_6 + j\omega_3 L}}.$$

Поскольку потери диода, обозначенные на рис. 1 проводимостью  $g_p$ , зависят от частоты, то в выражениях комплексных проводимостей  $Y_{1экв}$  и  $Y_2$  указывается частота, при которой берется величина проводимости  $g_p(\omega_i)$  ( $i = 1, 2, 3$ ).

Выражение (2) довольно сложно. Введем дополнительные упрощающие предположения:

1. Если глубина модуляции емкости  $m$  в (1) и потери диода в эквивалентной схеме (рис. 1) малы, т. е. выполняются неравенства

$$m \ll 1; \quad R_6 \ll \frac{1}{\omega C_0}; \quad g_p \ll \omega C_0,$$

то сопротивление  $R_6$  можно заменить эквивалентной проводимостью, шунтирующей емкость  $C$  параллельно с  $g_p$

$$g = g_p + R_6(\omega C_0)^2.$$

2. При не очень высоких частотах  $\nu_1 = \frac{f\omega_1}{2\pi}$  входного [сигнала (например,  $\nu_1 \ll 10^8$  мГц)] индуктивное сопротивление паразитных параметров ( $\omega_1 L \ll 20$  ом) будет намного меньше последовательного сопротивления средней емкости  $C_0$  диода ( $\frac{1}{\omega_1 C_0} \gg 320$  ом). Следовательно, на входной частоте  $\omega_1$  можно пренебрегать индуктивностью  $L$ , полагая  $L = 0$ .

3. Полагая достаточно большими добротности ненагруженного входного и выходного контуров, можно пренебречь проводимостями  $g_{k1}$  и  $g_{k2}$ , положив  $g_{k1} = 0$ ,  $g_{k2} = 0$ .

4. В двухконтурном параметрическом преобразователе есть две возможности настроек.

Настраивая выходной и первый контур, можно добиться

$$\left. \begin{aligned} I_m Y_2 &= 0 \\ I_m Y_{1экв} &= 0 \end{aligned} \right\}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} Y_{1экв} &= g_c + g(\omega_1) + g_{13} - g_{12}; \\ Y_2 &= g(\omega_2) + g_n. \end{aligned}$$

где  $g_n$  является эквивалентной нагрузкой, пересчитанной в действительную часть проводимости  $Y_2$ , а  $g_{13}$  и  $-g_{12}$  имеют вид

$$g_{13} = \operatorname{Re} Y_{13} = \frac{\omega_1 \omega_3 \left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2}{|Y_3|^2} g(\omega_3),$$

$$-g_{12} = \operatorname{Re} Y_{12} = \frac{\omega_1 \omega_2 \left( \frac{\Delta C}{2} \right)^2}{g(\omega_2) + g'_H}$$

С учетом перечисленных упрощений коэффициент усиления примет вид

$$G = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{4g_c g'_H \omega_1 \omega_2 \left( \frac{\Delta C}{2} \right)^2}{[g(\omega_2) + g'_H]^2 [g_c + g(\omega_1) + g_{13} - g_{12}]^2} \quad (3)$$

Обычно паразитные параметры учитываются в виде эквивалентных потерь диода  $g(\omega_1)$  и  $g(\omega_2)$ , вносимых во входной и выходной контуры преобразователя. Формула (3) показывает, что наличие паразитных реактивностей приводит к появлению дополнительной проводимости  $g_{13}$ , шунтирующей входную цепь. Эта проводимость вызвана энергетическим взаимодействием на суммарной комбинационной частоте  $\omega_3 = \omega_0 + \omega_1$ . Если паразитные параметры диода не дают резонанса на частоте  $\omega_3$ , то  $|Y_3|$  велико по сравнению с  $g(\omega_3)$ , что позволяет  $g_{13}$  пренебречь. Но при резонансе  $g_{13}$  может сказаться очень сильно, внося дополнительное затухание. В связи с этим коэффициент усиления может быть значительно меньше того, который следует из расчета без учета реактивных паразитных параметров диода.

### Коэффициент шумов

Тепловые шумы можно учесть тремя шумовыми токами:

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{ш1}^2} &= 4KT\Delta\nu [g(\omega_1) + g_c] \\ \overline{I_{ш2}^2} &= 4KT\Delta\nu g(\omega_2) \\ \overline{I_{ш3}^2} &= 4KT\Delta\nu g(\omega_3) \end{aligned} \right\}$$

Здесь  $I_{ш1}$  — шумовой ток на частоте  $\omega_1$ ,  $I_{ш2}$  — на частоте  $\omega_2 = \omega_0 - \omega_1$ ,  $I_{ш3}$  — на частоте  $\omega_3 = \omega_0 + \omega_1$ . Расчеты, аналогичные расчетам коэффициента усиления, дают следующую величину коэффициента шумов:

$$E = 1 + \frac{T}{T_0} \left[ \frac{g(\omega_1)}{g_c} + \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{g(\omega_2) [g_c + g(\omega_1) + g_{13} - 2g_{12}]^2}{g_c \omega_1 \omega_2 \left( \frac{\Delta C}{2} \right)^2} + \frac{\omega_1}{\omega_3} \frac{g_{13}}{g_c} \right],$$

где  $T$  — абсолютная температура диода, а  $T_0 = 290^\circ \text{K}$ .

При резонансе паразитных параметров диода на суммарной частоте  $\omega_3 = \omega_0 + \omega_1$  проводимость  $g_{13}$  сильно возрастает, что ведет к увеличению  $F$ . Таким образом, резонанс паразитных параметров диода на суммарной частоте в регенерированном параметрическом преобразователе невыгоден как в отношении коэффициента усиления, так и в отношении коэффициента шумов.

В качестве примера рассмотрим влияние паразитных параметров кристаллического диода, обладающего  $C_0 = 0,2 \text{ нф}$ ,  $R_0 = 10 \text{ ом}$ ,  $g_p = 0$ . Положим, что параметрический преобразователь имеет  $\nu_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 10^3 \text{ мГц}$ ,

$$\nu_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = 10^4 \text{ мГц}, \quad \frac{g(\omega_1)}{g_c} = 0,2.$$

Характер зависимости коэффициента усиления  $G$  от  $m$  — глубины модуляции емкости параметрического диода показан на рис. 3. В качестве параметра взято отношение  $g_{13}/g_{12}$ , т. е. отношение положительного затухания, вносимого во входную цепь паразитным контуром к отрицательным за счет регенерации выходного контура. На рис. 3 видно, что паразитный контур вблизи резонанса на частоте  $\omega_3 = \omega_0 + \omega_1$  может вносить большие изменения в величину коэффициента усиления и вызывать неустойчивости.

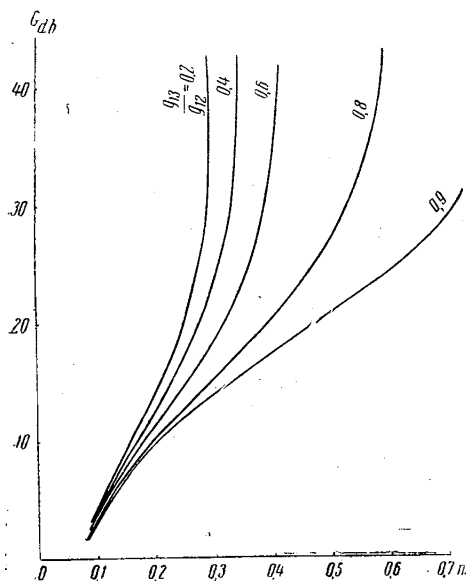


Рис. 3

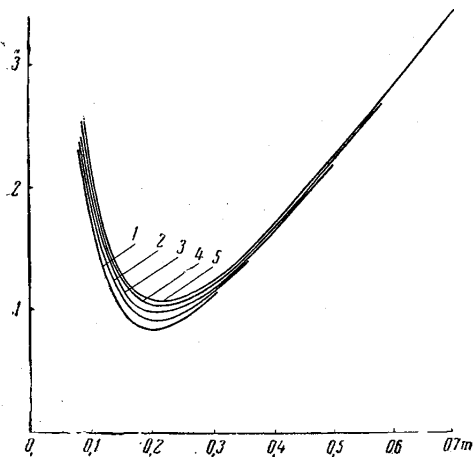


Рис. 4

На рис. 4 приведена зависимость коэффициента шумов  $F$  от тех же величин, что и  $G$  на рис. 3 при тех же значениях параметра  $g_{13}/g_{12}$ . Здесь влияние резонанса на частоте  $\omega_3$  не так сильно сказывается, однако с ростом  $g_{13}/g_{12}$   $F$  растет, особенно заметно в рабочей части режима. На рис. 5 показаны измене-

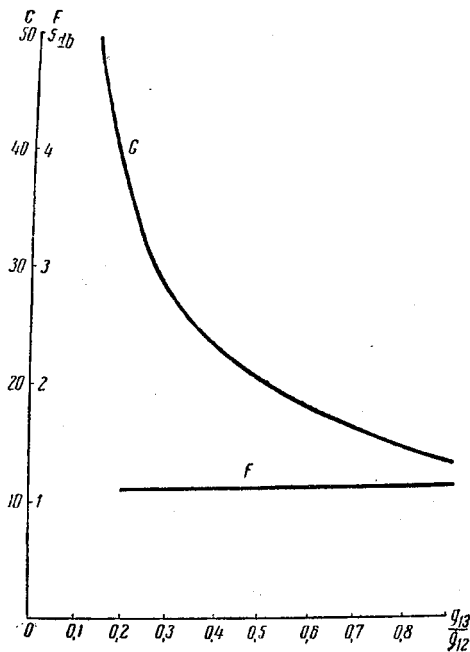


Рис. 5

ния коэффициента усиления и коэффициента шумов с ростом влияния контура паразитных параметров при фиксированной глубине модуляции емкости диода,  $m = 0,3$ .

Выражаю глубокую благодарность М. Д. Карасеву за руководство работой и ряд ценных советов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Карасев М. Д. «Радиотехника и электроника», VI, № 5, 1961.

Поступила в редакцию  
13. 7 1961 г.

Кафедра  
теории колебаний