

Вестник МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 2 — 1962

М. Д. КАРАСЕВ, ГАО БАО-СИНЬ

УСИЛЕНИЕ И ШУМЫ ТРЕХЧАСТОТНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СУММАРНОЙ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТОЙ

Проведен анализ изменения коэффициента усиления и коэффициента шумов трехчастотного параметрического преобразователя с суммарной выходной частотой в зависимости от накачки и связи регенеративного контура на третьей (разностной) частоте.

Введение

Как известно, достоинством двухчастотного параметрического преобразователя с суммарной выходной частотой является его большая устойчивость и малая обратная реакция — выхода на выход, — что позволяет эксплуатировать его без дополнительных однонаправленных вентилях. Однако коэффициент усиления у него невелик (не более величины отношения выходной частоты ко входной), и это является основной причиной, ограничивающей его использование. В работах [1, 2] показано, что наличие в таком преобразователе дополнительного контура третьей (разностной) частоты дает возможность за счет регенерации поднять усиление до нужной величины. В работе [2] даны общие соотношения для трехчастотного преобразователя с суммарной выходной частотой. В данной статье приводятся результаты анализа коэффициента усиления и коэффициента шумов.

Эквивалентная схема и основные соотношения

В основу расчета положена эквивалентная схема рис. 1. Здесь g_c означает проводимость источника гармонического сигнала

$$i_c = I_c e^{j\omega_1 t}; \quad (1)$$

g_i ($i=1, 2, 3$) — эффективные проводимости потерь резонансных полостей соответственно на частотах: входного сигнала ω_1 , выходного сигнала $\omega_2 = \omega_0 + \omega_1$ и на частоте регенерации $\omega_3 = \omega_0 - \omega_1$ (эффективная проводимость g_i включает в себя проводимость потерь параметрического диода); g_n — проводимость нагрузки. Индуктивности и емкости L_i, C_i соответствуют реактивным составляющим импедансов резонансных полостей преобразователя на трех параметрически взаимодействующих ча-

стотах $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ с учетом постоянных частей реактивностей параметрического диода; ΔC — амплитуда косинусоидального изменения емкости параметрического диода с частотой накачки ω_0 . Расчет преобразователя сводится к определению $U_{\text{ВВХ}}, U_{\text{ВХ}}$ и U_3 , возникающих под дей-

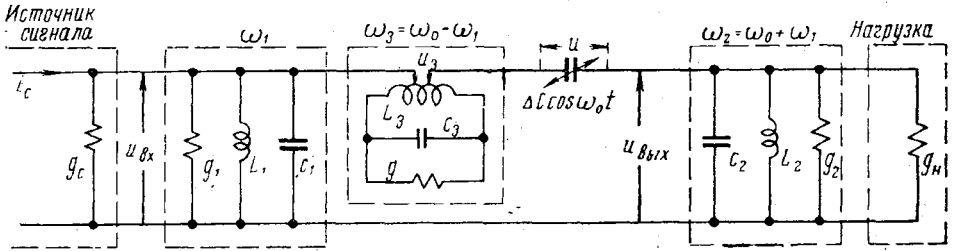


Рис. 1

ствием i_c вида (1). Проще всего расчет вести по эквивалентным схемам параметрического преобразователя, введенным в [2], которые в данном случае приобретают вид рис. 2.

На рис. 2 приняты следующие обозначения: $U_{\text{ВХ}}, U_{\text{ВВХ}}$ и U_3 — комплексные амплитуды гармонических напряжений

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} e^{j\omega_1 t}, \quad (2)$$

$$U_{\text{ВВХ}} = U_{\text{ВВХ}} e^{j\omega_2 t}, \quad (3)$$

$$U_3 = U_3 e^{j\omega_3 t}. \quad (4)$$

Y_1 — комплексная проводимость входной цепи на входной частоте сигнала ω_1 ,

$$Y_1 = g_c + g_1 + j(\omega_1 C_1 - 1/\omega_1 L_1); \quad (5)$$

Y_2 — комплексная проводимость выходной цепи на выходной частоте сигнала ω_2 ,

$$Y_2 = g_H + g_2 + j(\omega_2 C_2 - 1/\omega_2 L_2); \quad (6)$$

Y_3 — входная комплексная проводимость контура регенерации на разностной частоте ω_3 ,

$$Y_3 = g_3 + jX_3; \quad (7)$$

Y_{12}, Y_{13} — комплексные проводимости, наведенные во входную цепь через параметрическую связь соответственно из выходной цепи и из контура регенерации:

$$Y_{12} = \frac{\omega_1 \omega_2 (\Delta C / 2)^2}{Y_2}, \quad (8)$$

$$Y_{13} = -\frac{\omega_1 \omega_3 (\Delta C / 2)^2}{Y_3^*}, \quad (9)$$

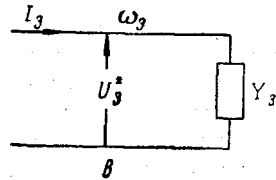
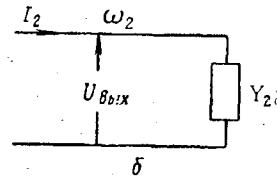
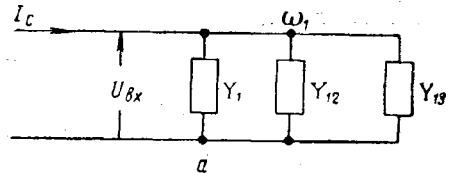


Рис. 2

Y_3^* — величина, комплексно сопряженная с Y_3 . Входные токи I_2 и I_3^* рис. 2, б и 2, в для эквивалентных схем преобразователя на частотах ω_2 и ω_3 равны

$$I_2 = - \left(j\omega_2 \frac{\Delta C}{2} / Y_{1\text{ЭКВ}} \right) I_c, \quad (10)$$

$$I_3^* = - \left(j\omega_3 \frac{\Delta C}{2} / Y_{1\text{ЭКВ}} \right) I_c, \quad (11)$$

при этом

$$Y_{1\text{ЭКВ}} = Y_1 + Y_{12} + Y_{13}. \quad (12)$$

Коэффициент усиления по мощности преобразователя определится отношением выходной мощности $P_{\text{ВЫХ}}$ на частоте ω_2 ко входной мощности $P_{\text{ВХ}}$, потребляемой от источника сигнала на частоте ω_1 . Коэффициент отдачи источника во входную цепь преобразователя равен

$$\frac{P_{\text{ВХ}}}{|I_c|^2 / 4g_c}$$

Результирующий коэффициент усиления согласно расчету по схемам рис. 2 а, б, в будет равен

$$G = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{|I_c|^2 / 4g_c} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{4g_c g_H \omega_1 \omega_2 (\Delta C / 2)^2}{|Y_{1\text{ЭКВ}}|^2 |Y_2|^2}. \quad (13)$$

Соответствующими настройками в преобразователе можно добиться

$$\left. \begin{aligned} I_m Y_1 &= 0 \\ I_m Y_2 &= 0 \\ I_m Y_3 &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (14)$$

Тогда фигурирующие в схемах рис. 2 комплексные величины все сведутся к чисто активным проводимостям

$$\begin{aligned} Y_1 &= g_c + g_1 + g_{12} - g_{13}, \\ Y_2 &= g_H + g_2, \\ Y_3 &= g_3, \\ Y_{12} &= g_{12} = \frac{\omega_1 \omega_2 (\Delta C / 2)^2}{g_2 + g_H}, \\ Y_{13} &= -g_{13} = -\frac{\omega_1 \omega_3 (\Delta C / 2)^2}{g_3}. \end{aligned} \quad (15)$$

Полагая, что в отсутствие параметрического диода добротность резонансных полостей преобразователя на входной и выходной частотах достаточно высока, можно считать g_1 и g_2 обусловленными только потерями параметрического диода на частотах ω_1 и ω_2 . Воспользовавшись величиной, характеризующей параметрический диод

$$x = \text{tg } \delta_n = \sqrt{\frac{g_1 g_2}{\omega_1 \omega_2 (\Delta C / 2)^2}}, \quad (16)$$

которая называется параметрическим тангенсом угла потерь [2], и введя обозначения

$$\xi_1 = \frac{g_c}{g_1}, \quad \xi_2 = \frac{g_H}{g_2}, \quad \beta = \frac{g_{13}}{g_1}, \quad (17)$$

получим такое выражение для коэффициента усиления

$$G = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{4\xi_1 \xi_2}{x^2 [(\xi_1 + 1 - \beta)(\xi_2 + 1) + 1/x^2]^2}. \quad (18)$$

В отсутствие регенерации ($\beta=0$) и при полном согласовании входа и выхода параметрического преобразователя

$$\xi_1 = \xi_2 = \sqrt{1 + 1/x^2}. \quad (19)$$

Коэффициент усиления определяется только соотношением частот ω_2/ω_1 и параметрическим тангенсом угла потерь диода x

$$G = \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1}{(x + \sqrt{1 + x^2})^2}. \quad (20)$$

Тепловые шумы преобразователя рассчитываются по той же эквивалентной схеме рис. 2, но при этом предполагается, что токи шумов генерируются проводимостями g_c и g_1 на частоте ω_1 , проводимостью g_2 на частоте ω_2 и проводимостью g_3 на частоте ω_3 . Полученный таким путем коэффициент шумов с учетом введенных допущений имеет вид

$$F = 1 + \left[\frac{1}{\xi_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{(\xi_1 + 1 - \beta)^2}{\xi_1} x^2 + \frac{\omega_1}{\omega_3} \frac{\beta}{\xi_1} \right] \frac{T}{T_0}, \quad (21)$$

где T означает температуру диода, а $T_0=290^\circ \text{K}$.

Зависимость усиления и шумов от режима преобразователя

Рассмотрим для определенности преобразователь со следующими конкретными значениями параметров.

Входная частота $(\omega_1/2\pi) = 10^3 \text{ мГц}$, выходная частота $(\omega_2/2\pi) = 10^4 \text{ мГц}$. Диод имеет $C_0 = 0,2 \text{ пф}$, $R_3 = 10 \text{ ом}$, температура T — комнат-

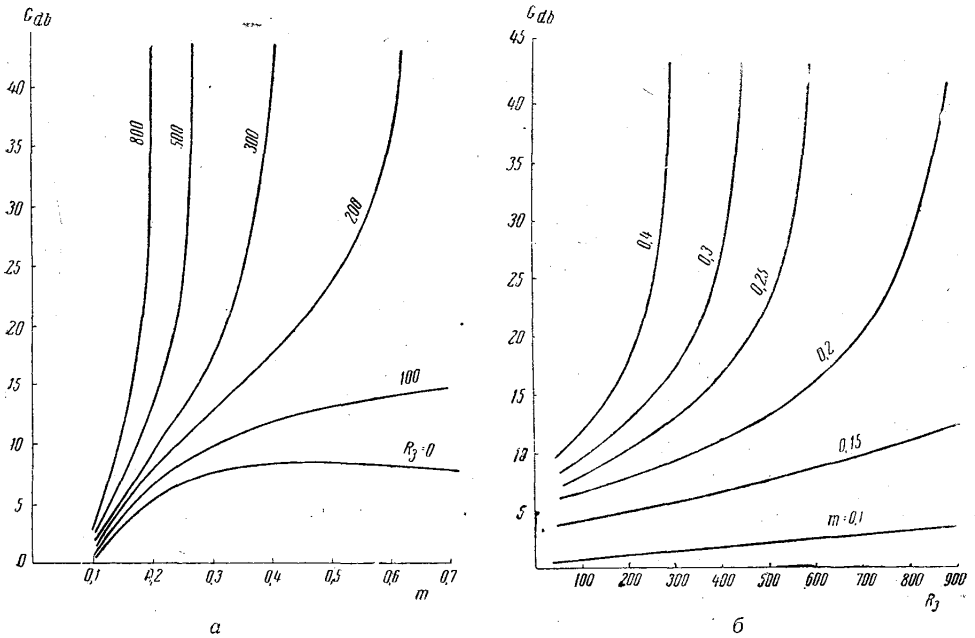


Рис. 3, а, б

ная. Положим $\xi_1 = \xi_2 = 5$. Будем считать, что регулируя мощность накачки можно изменять глубину модуляции емкости $m = (\Delta C/C_0)$. А манипулируя связью контура регенерации с усилителем, можно изменять эквивалентное сопротивление потерь контура регенерации $R_3 = (1/g_3)$.

На рис. 3,а, б показаны графики зависимости коэффициента усиления G согласно (18). При отсутствии регенерации ($R_3=0$) максимальный коэффициент усиления получается при некоторой оптимальной глу-

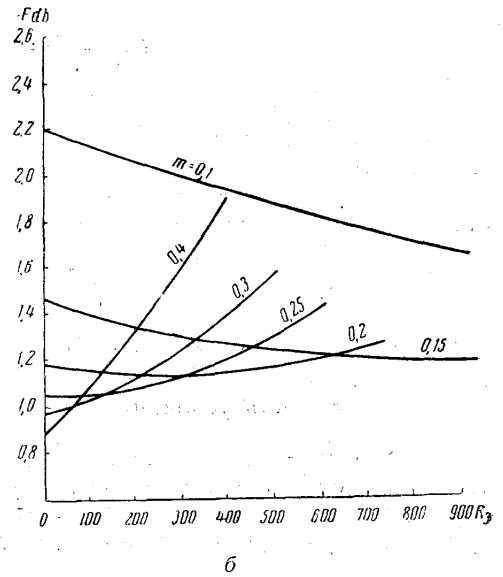
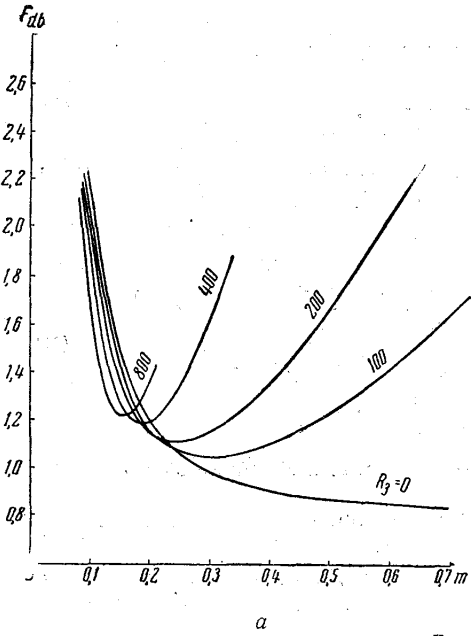


Рис. 4,а, б

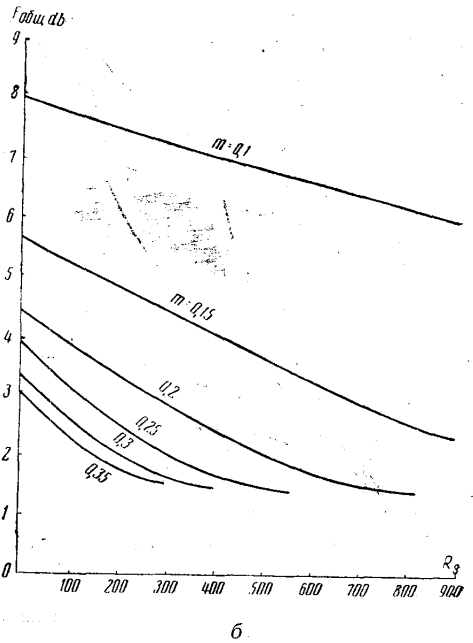
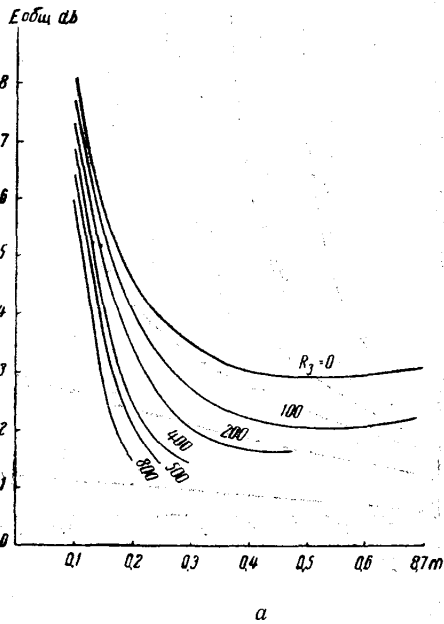


Рис. 5,а, б

бине накачки (в нашем конкретном примере при $m=0,4$), когда обеспечивается наилучшее согласование входа и выхода в схеме преобразователя, удовлетворяющее соотношению (19). При наличии регенерации

коэффициент усиления сильно возрастает, и при определенных соотношениях между m и R_3 преобразователь может самовозбудиться.

На рис. 4, а, б приведены графики зависимости коэффициента шумов F согласно (21), при $T=T_0$. В отсутствие регенерации ($R_3=0$) F монотонно падает с ростом m в отличие от оптимума для G (см. рис. 3, а). Причина этого заключается в том, что параметрический тангенс угла потерь (16) уменьшается монотонно с увеличением m , т. е. параметрический диод становится все более добротным. При наличии же регенерации зависимость F от m усложняется. Контур регенерации увеличивая усиление вносит также и дополнительные шумы. Поэтому при значительном увеличении коэффициента усиления за счет регенерации шумы тоже начинают расти, пройдя через некоторое их минимальное значение.

Как известно, практический интерес имеет результирующий коэффициент шумов

$$F_{\text{общ}} = F + \frac{F_1 - 1}{G} \quad (22)$$

всего усилительного устройства в целом, на входе которого стоит малошумящий усилитель с коэффициентом усиления G и с коэффициентом шумов F , а далее типовая схема с коэффициентом шумов F_1 . На рис. 5, а, б показаны графики изменения $F_{\text{общ}}$ в зависимости от m и R_3 . В формуле (22) F_1 положено равным 6. Из рис. 5 видно, что при регенерации несмотря на увеличение шумов результирующий коэффициент шумов $F_{\text{общ}}$ может сильно снизиться за счет более эффективного увеличения усиления входного преобразователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jones E. M. T. Honda J. S. IRE Wescon Convention Record, 3, No. 1, 99—107, 1959.
2. Карасев М. Д. «Радиотехника и электроника», № 5, 1961.

Поступила в редакцию
10. 7 1961 г.

Кафедра
теории колебаний