Л. А. ДРИТОВ, Н. М. САПРУНОВА

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Как показали исследования, согласно общему принципу преобразования электромагнитной энергии параметрические усилители — преобразователи относятся к типу систем, источником движения в которых являются колебания, причем, колебания, имеющие место в них, являются нелинейными.

В ряде случаев колебания, возникающие в контурах параметрического усилителя — преобразователя, можно считать линейными, что значительно упрощает решение уравнения движения системы.

Соотношения мощностей в параметрическом усилителе-преобразователе

В параметрических усилителях — преобразователях основным энергетическим показателем является соотношение мощностей сигнала, накачки и нагрузки. Отличительная особенность этих соотношений заключается в том, что они не зависят от уровня мощности и формы кривой, характеризующей нелинейную реактивность.

В общем случае схема замещения параметрической колебательной системы может быть представлена на рис. 1.

$e_с$ и $e_г$ — источники сигнала и накачки;

z_1 и z_2 — комплексные сопротивления контуров сигнала и накачки;

$_{пар}$ — реактивный параметр;

$z_{f_2} + f_2$; $z_{f_2 - f_1}$; $z_{2f_1 + f_2}$ — комплексные сопротивления для соответствующих частот: суммарной, разностной и т. д.

Характер изменения емкости, используемой в качестве реактивного параметра, может быть представлен гармоническим рядом

$$c(\omega t) = c_0 + 4\frac{\Delta C}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \ldots + \frac{1}{k}\sin k\omega t\right), \quad (1)$$

где ΔC — амплитуда изменения емкости относительно среднего значения C_0.

При воздействии на нелинейный конденсатор напряжений с частотами f_1 и f_2 заряд его будет меняться с частотами f_1 и f_2. Из-за эффекта смешения в нелинейном конденсаторе возникнут изменения заряда на всех возможных сумматорных и разностных частотах

$$f_{mn} = mf_1 + nf_2,$$

где m и n любые целые числа.

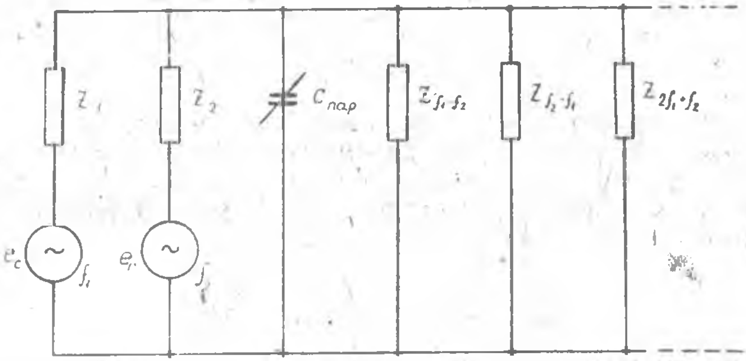

Рис. 1.

Полный заряд на нелинейном конденсаторе можно представить двойным рядом Фурье:

$$q = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q \cdot e^{j(m\omega_1 t + n\omega_2 t)}; \tag{2}$$

Находя значения полного тока через нелинейный конденсатор $i = \frac{dg}{dt}$ и напряжения на нем $u = f(q)$, определим суммарную мощность на частотах $m\omega_1 \pm n\omega_2$.

Суммарная мощность на частотах $m\omega_1 \pm n\omega_2$ представляется так:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot U_{mn} \cdot I^*_{mn}}{mf_1 + nf_2} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{\omega_2 t=0}^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_{q \text{ при } \omega_1 t=0}^{q=\text{при } \omega_1 t=2\pi} u(q) \cdot dq; \tag{3}$$

Для тока и напряжения в контуре можно получить средний поток мощности, как действительную часть комплексно-сопряженного произведения напряжения U_{mn} и тока I^*_{mn}. Суммирование по m представляется двумя этапами от $+\infty$ до 0 и от 0 до $-\infty$.

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot U_{mn} \cdot I^*_{mn}}{mf_1 + nf_2} =$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot U_{mn} \cdot I^*_{mn}}{mf_1 + nf_2} + \sum_{m=0}^{-\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{m \cdot U_{mn} \cdot I^*_{mn}}{mf_1 + nf_2}. \tag{4}$$

При суммировании по n поступаем аналогично выражению (4). Суммирование по отрицательным значениям m, а также и n производим с учетом замены представленных напряжений и токов в выражении (4) их комплексно-сопряженными значениями. Правая часть выражения (4) состоит из суммы двух комплексно-сопряженных величин и поэтому равна удвоенной действительной части любой из них, то есть.

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot \dot{U}_{mn} \cdot I^*_{mn}}{mf_1 + nf_2} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot 2Re\,(U_{mn} \cdot I^*_{mn})}{mf_1 + nf_2} =$$
$$= \sum \frac{m \cdot P_{mn}}{mf_1 + nf_2}, \tag{5}$$

где Re — действительная часть комплекса мощности.

Так как заряд в контуре принимается изменяющимся с частотой ω_1 и ω_2 и периодичным, то интегралы в пределах от 0 до 2π в выражении (3) будут тождественно равны нулю. Выражение (5) для потока мощности в реактивности будет иметь вид

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m \cdot P_{mn}}{mf_1 + nf_2} = 0. \tag{6}$$

При суммировании по n выражение для потока мощности

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{n \cdot P_{mn}}{mf_1 + nf_2}. \tag{7}$$

Особенности преобразователя на суммарной частоте

Используя выражения (6) и (7), рассмотрим несколько характерных режимов параметрических усилителей-преобразователей.

В системе рис. 1 присутствуют три частоты:

$$f_г;\ f_с;\ f_{(+)} = f_г + f_с,$$

где $f_г$ — частота генератора накачки;

$f_с$ — частота генератора сигнала;

$f_{(+)}$ — частота передаваемой в нагрузку мощности.

Анализ систем с использованием выражений (6) и (7) производится составлением всевозможных комбинаций данной частоты с другими, имеющими место в системе. Например, для рассматриваемого случая

$$\omega_с = 0 \cdot \omega_2 + 1 \cdot \omega_с = \omega_{01} \ \text{ и } \ p_{01} = p_с;$$
$$\omega_г = 1 \cdot \omega_2 + 1 \cdot \omega_с = \omega_{10} \ \text{ и } \ p_{10} = p_г;$$
$$\omega_t = 1 \cdot \omega_г + 1\omega_с = \omega_{11} \ \text{ и } \ p_{11} = p_t;$$

$$\left.\begin{aligned} \frac{p_г}{f_г} + \frac{p_t}{f_t} &= 0 \\ \frac{p_с}{f_с} + \frac{p_t}{f_t} &= 0 \end{aligned}\right| \tag{8}$$

В этом случае мощности, поступающие от генератора накачки и генератора сигнала, положительны, тогда значение мощности $P_{(+)}$ — отрицательно, так как уравнения равны нулю, то есть на частоте $f_{(+)}$ мощность отдается реактивностью сопротивления нагрузки.

Коэффициент усиления по мощности для данного режима

$$k_p = \frac{-p_t}{p_c} = \frac{f_t}{f_c}. \tag{9}$$

Особенности преобразователя на разностной частоте

Пусть комбинационная частота является разностной, то есть

$$\omega_- = \omega_г - \omega_c,$$

тогда соотношения мощностей для данного режима примут вид

$$\left.\begin{aligned} \frac{p_г}{f_г} - \frac{p_-}{f_-} = 0 \\ \frac{p_c}{f_c} - \frac{p_-}{f_-} = 0 \end{aligned}\right|. \tag{10}$$

В данном случае положительная мощность на нелинейный реактивный элемент поступает только от генератора накачки. Мощности на частоте сигнала и разностной частоте на реактивности отрицательны и поступают в контуры нагрузки.

Коэффициент усиления по мощности для данного режима определится произведением:

$$k_p = k_{p_1} \cdot k_{p_2}, \tag{11}$$

где: k_{p_1} — коэффициент усиления за счет преобразования частот нелинейной реактивностью,

$$k_{p_1} = \frac{-p_{(-)}}{p_c} = \frac{-f_{(-)}}{f_c} \tag{12}$$

k_{p_2} — коэффициент усиления за счет параметрической регенерации, который определяется схемой эквивалентных параметров усилителя-преобразователя.

В режимах разностной частоты система является потенциально неустойчивой, так как за счет регенерации возможно возбуждение на частоте сигнала и разностной. При тех же компонентах частот в 3-ем случае выходное напряжение снимается на частоте сигнала, а в контурах присутствуют частоты $f_г$; f_c; $f_г - f_c$, причем $(f_г - f_c)$ выступает как холостой контур.

Коэффициент усиления системы за счет преобразования частоты равен единице, а общий коэффициент усиления системы по мощности определяется только коэффициентом усиления за счет параметрической регенерации.

Определение эффекта параметрической регенерации

Эквивалентная схема простейшего параметрического усилителя — преобразователя приведена на рис. 2,

где $u_с$ — напряжение источника сигнала;

$R_с$ — его сопротивление;

x_1 и R_1 — сопротивления контура сигнала;

$u_г$ — напряжение генератора накачки;

x_2 и R_2 — сопротивления контура накачки;

C и R — параметры нелинейной реактивности.

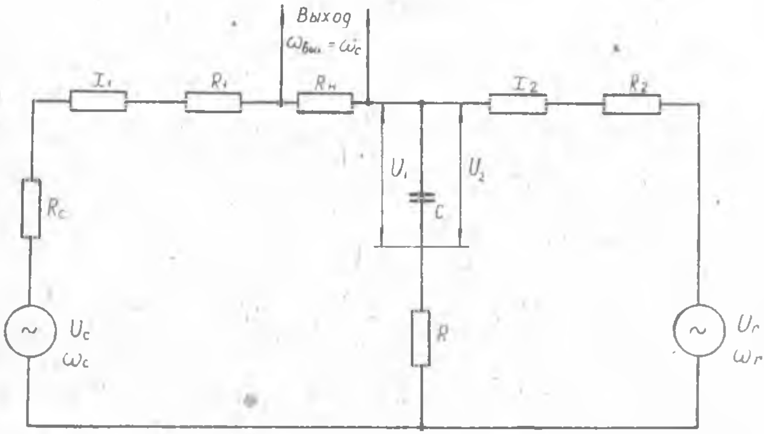

Рис. 2.

Поскольку сопротивление нагрузки $R_н$ включено в контур сигнала и с него снимается напряжение, пропорциональное напряжению сигнала, то сопротивление генератора накачки входит в общее сопротивление контура накачки Z.

Нелинейную реактивность в схемах параметрических преобразователей можно представить как пассивный симметричный четырехполюсник.

Если составить уравнение Кирхгофа для входной и выходной цепей четырехполюсника, то получим систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} u_с \\ \dot{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} + z_{э1} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} + z_{э2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix}; \tag{13}$$

$$z_{э1} = x_1 + R_с + R_н + R + R_1;$$

$$z_{э2} = x_2 + R + R_2.$$

В качестве примера граничного режима уравнения (13) рассмотрим короткое замыкание контура накачки:

$$u_с \neq 0; \; u_г^* = 0. \; I_2^* \tag{14}$$

Напряжение и ток генератора накачки в условиях (13) взяты как комплексно-сопряженные величины, так как выходные токи и напряжения — величины действительные.

При принятых условиях из выражения (13) находим I_1

$$I_1 = \frac{u_c \cdot (z_2 + z_{э2})}{(z_{11} + z_{э1})(z_{22} + \overset{*}{z}_{э2}) - z_{12} \cdot z_{21}}. \tag{15}$$

При сопротивлении нагрузки, включенном в контур сигнала на частоте ω_c, коэффициент усиления по мощности равен

$$k_p = \frac{p_н}{p_c} = \frac{R_c \mid I_1 \mid^2 \cdot R_н}{\mid U_c \mid^2}; \tag{16}$$

Или, учитывая значение I_1 из выражения (15),

$$k_p = \frac{R_c \cdot R_н \cdot (z_{22} + \overset{*}{z}_{22})^2}{[(z_{11} + z_{э1})(z_{22} + \overset{*}{z}_{э2}) - z_{12} \cdot z_{21}}. \tag{17}$$

При резонансе $x_1 = -z_{11}$ и $x_2 = -Z_{22}$, и выражение для коэффициента усиления принимает вид:

$$k_p = \frac{R_c R_н}{\left[R_{э1} - \frac{k_1^2}{\omega_г \cdot \omega_c \cdot c^2 R_{э2}}\right]^2}; \tag{18}$$

В выражении (31):

$$R_{(-)} = \frac{k_1^2}{\omega_г \cdot \omega_c \cdot c^2 R_{э2}}, \tag{19}$$

где R — отрицательное сопротивление нелинейного реактивного элемента. Таким образом, за счет внесения в контур усилителя отрицательного сопротивления возможно усиление по мощности на частоте $\omega_1 = \omega_c$, определяемое выражением (18).

Генератор гармоник

Как следует из выражения Менли-Роу, в параметрической колебательной системе возможно генерирование спектра гармоник с частотами, кратными частоте сигнала.

В данном режиме система генерирует напряжения с частотами, кратными основной частоте, математическое выражение ряда Фурье которых приведено выражением (20)

$$c(t) = c_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} k_п \cdot e^{jn\omega_0 t}; \tag{20}$$

Составляя уравнение Кирхгофа для входной и выходной цепей, получим матрицу генератора гармоник

$$\begin{bmatrix} i_c \\ i_п \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_c c_0 & j\omega_c c_0 k_1 \\ jn\omega_c k_п \cdot c_0 & jn\omega_c c_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_c \\ u_п \end{bmatrix} \tag{21}$$

Из матрицы (21) определяется коэффициент усиления системы по мощности для n гармоники:

$$k_{рn} = \frac{R_c \cdot R_н \left[\dfrac{k_п}{j\omega c_0 (n - knk_п)} \right]^2}{\left[\left(\dfrac{1}{jmc_0(1 - k_1 n_п)} + z_{э1} \right) \left(\dfrac{1}{j\omega c_0 (n - k_1 nk_п)} + z_{эn} \right) - \dfrac{k_1 k_п}{(n - k_1 nk_п)^2} \dfrac{1}{(j\omega c_0)^2} \right]^2} \quad (22)$$

Максимальное значение $K_{эn}$ имеет место при значении сопротивления нагрузки

$$R_н = R_c = \sqrt{\frac{k_1 k_п}{(n - k_1 nk_п)^2 (\omega c_0)^2}} - R = \frac{\sqrt{k_1 k_п}}{(n - k_1 nk_п)(\omega c_0)} - R; \quad (23)$$

$$k_{рn} = \frac{\left[\dfrac{\sqrt{k_1 k_п}}{(n - k_1 nk_п)(\omega c_0 R)} - 1 \right]^2 R^2 \dfrac{k^2}{(n - k_1 nk_п)^2} \cdot \dfrac{1}{(\omega c_0)^2}}{\dfrac{k_1 k_п}{(n - k_1 \cdot nk_п)^2 (\omega c_0)^2} - \dfrac{k_1 k_п}{(n - k_1 \cdot nk_п)^2 (\omega c_0)^2}} \to \infty \quad (24)$$

Из выражения (73) теоретически $K_{рn\max}$ стремится к бесконечности, что полностью согласуется с общей теорией параметрического преобразователя. Следует иметь в виду, что бесконечно большой коэффициент усиления по мощности означает стопроцентное преобразование напряжения n-ой гармоники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Блекуэлл, К. Коцебу. Параметрические усилители на полупроводниковых диодах, изд-во «МИР», 1964.

2. Н. В. Александров, Е. М. Гершензон, В. С. Эткин. Общие свойства регенеративных усилителей, «Электросвязь», № 6, 1961.

3. У. Люиселл. Связанные и параметрические колебания в электронике, изд-во ИЛ, 1963.

4. В. В. Мигулин. О вынужденных колебаниях в параметрически регенерированной системе, «Радиотехника и электроника», 1960.