

ЛИТЕРАТУРА

1. Волосов В. М., Медведев Г. Н., Моргунов Б. И. «Вестн. Моск. ун-та», сер. физ., астрон., № 6, 1965.
2. Волосов В. М. Диссертация, Киев, Ин-т механики АН УССР, 1961.
3. Волосов В. М. «Усп. матем. наук», 17, вып. 6 (108), 1962.
4. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М., Физматгиз, 1955.
5. Халанай. Revue de math. pures et appl., 6, No. 3, 1959.
6. Рубаник В. П. Научн. ежегодн. Черновиц. ун-та за 1959 и 1960 гг.

Поступила в редакцию
1. 2 1966 г.

Кафедра
математики

М. Д. КАРАСЕВ, Е. А. ШАРКОВ

УДК 621.376.223

О ВХОДНОЙ ПРОВОДИМОСТИ РЕЗОНАНСНОГО МОДУЛЯТОРА НА ПАРАМЕТРИЧЕСКОМ ДИОДЕ

Известно, что при совместном периодическом изменении емкости (или индуктивности) и сопротивления, если они изменяются в квадратуре, наблюдаются явления, отличные от тех, которые наблюдаются при изменении чистой емкости [1, 2, 3]. В параметрическом диоде, используемом в реактивных модуляторах и усилителях, активная проводимость меняется синфазно с емкостью. Оказывается, что синфазные пульсации емкости и проводимости при определенных условиях также могут привести к новым явлениям. В частности, интересна возможность появления в этом случае конечной дифференциальной отрицательной активной входной проводимости у резонансного модулятора на частотах входного сигнала вплоть до нуля.

Положим, что резонатор модулятора содержит параметрический диод, который в отношении к малому сигналу может быть отображен параллельно соединенными, пульсирующими под действием накачки емкостью

$$C(t) = C_0 + 2C_1 \cos \theta + 2C_2 \cos 2\theta + \dots \quad (1)$$

и проводимостью

$$g(t) = g_0 + 2g_1 \cos \theta + 2g_2 \cos 2\theta + \dots \quad (2)$$

Здесь $\theta = \omega_n t$, где ω_n — частота накачки.

Эквивалентная схема резонансного модулятора, удобная для расчета его входной проводимости $\dot{Y}_{вх}$, изображена на рис. 1. Здесь \dot{I}_c — комплексная амплитуда тока подводимого к модулятору сигнала $i_c = \dot{I}_c \exp(j\omega_1 t)$ частоты ω_1 , \dot{V}_1 — комплексная амплитуда напряжения сигнала, возникающего на комплексной проводимости \dot{Y}_1 входного фильтра нижних частот в модуляторе. \dot{Y}_2, \dot{Y}_3 — проводимости резонатора модулятора на частотах $\omega_2 = \omega_n + \omega_1$, $\omega_3 = \omega_n - \omega_1$. $Y_i = \infty$ для всех частот $\omega \neq \omega_i$. $C(t), g(t)$ — емкость и проводимость параметрического диода, пульсирующие под действием не показанного напряжения накачки. Напряжение u на параметрическом диоде имеет вид

$$u = \dot{U}_1 \exp(j\omega_1 t) + \dot{U}_2 \exp(j\omega_2 t) + \dot{U}_3 \exp(j\omega_3 t),$$

а ток i через диод, соответственно,

$$i = \dot{I}_1 \exp(j\omega_1 t) + \dot{I}_2 \exp(j\omega_2 t) + \dot{I}_3 \exp(j\omega_3 t) + \dots,$$

при этом $\dot{I}_i = \dot{Y}_i \dot{U}_i$.

При расчете приняты обозначения:

Q, ω_0 — добротность и резонансная частота резонатора, нагруженного емкостью $C_0 - C_2$ и проводимостью g_0 параметрического диода, $Q \gg 1$. $[(\omega_n - \omega_0)/\omega_n] = \xi_0 \ll 1$, $(\omega_1/\omega_n) = \xi \ll 1$ — относительные расстройки. $(C_1/C) = m_1$ и $(C_2/C) = m_2$ ($g_1/g) = M_1$ и $(g_2/g) = M_2$ — коэффициенты модуляции емкости и проводимости, где C, g означают эффективные величины емкости и проводимости нагруженного резонатора, приведенные ко входу диода.

Расчет $\dot{Y}_{Bx} = G_{Bx} + jB_{Bx}$ дает:

$$G_{Bx} = -2g \frac{[M_1(1 - M_2) + 2m_1 Q^2 \xi_0] \{M_1[1 - M_2^2 + 4Q^2(\xi_0^2 + m_2 \xi_0 - \xi^2)] + 4m_1 Q^2 \xi^2\}}{[1 - M_2^2 + 4Q^2(\xi_0^2 + m_2 \xi_0 - \xi^2)]^2 + (4Q\xi)^2} + g_0$$

$$B_{Bx} = 2gQ\xi \frac{[M_1(1 - M_2) + 2m_1 Q^2 \xi_0] \{4M_1 - m_1[1 - M_2^2 + 4Q^2(\xi_0^2 + m_2 \xi_0 - \xi^2)]\}}{[1 - M_2^2 + 4Q^2(\xi_0^2 + m_2 \xi_0 - \xi^2)]^2 + (4Q\xi)^2} + \omega C_0. \quad (3)$$

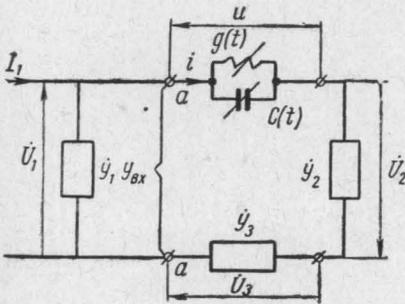


Рис. 1. Эквивалентное представление реактивного модулятора с нелинейными потерями

$$y_i(\omega_k) = \begin{cases} \infty & i \neq k \\ g_i + jX_i & i = k \end{cases}$$

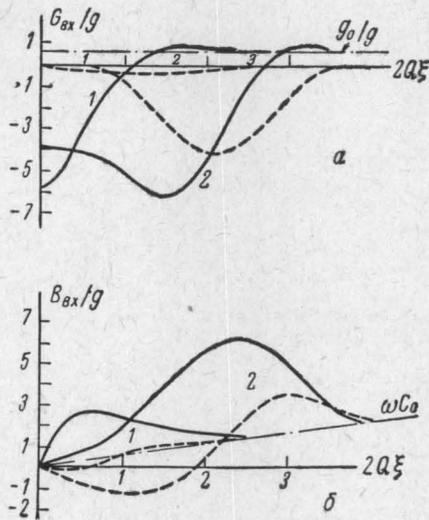


Рис. 2. Частотные зависимости G_{Bx} и B_{Bx} для чисто реактивного модулятора (пунктир) и для модулятора с нелинейными потерями (сплошная линия) при $m_1 = 0,6$, $M_1 = 0,9$, $m_2 = 0,3$, $M_2 = 0$ и двух значениях обобщенной расстройки: 1 — $4Q^2(\xi_0^2 + \xi_0 m_2) = 0,04$ и 2 — $4Q^2(\xi_0^2 + \xi_0 m_2) = 4$

Из (3) видно, что при определенном значении расстройки $\xi_0 > 0$ активная составляющая входной проводимости становится отрицательной. Интересно, что на постоянном токе ($\xi = 0$)

$$G_{Bx}(\xi = 0) = -2g \frac{M_1^2(1 - M_2) + 2m_1 M_1 Q^2 \xi_0}{1 - M_2^2 + 4Q^2(\xi_0^2 + m_2 \xi_0)} + g_0 \quad (3')$$

не равно нулю, в отличие от чисто реактивного модулятора. На рис. 2 приведены вычисленные по формулам (3) (сплошные кривые) частотные зависимости действительной и мнимой части входной проводимости между точками a — a' схемы рис. 1.

Рассмотренный эффект может проявляться в усилителях типа «модулятор — демодулятор» при большой раскачке емкости параметрического диода. В этом случае применимы все вышеуказанные расчёты. Коэффициенты Фурье C_0, C_1, C_2 нелинейной емкости в формуле (1) определяются по графикам работы [4], а коэффициенты Фурье нелинейной проводимости g_0, g_1, g_2 в формуле (2) можно рассчитать по формулам [5]:

$$g_k = \beta I_0 e^{\beta(u_0 - \varphi)} \cdot (-1)^k J_k(\beta U), \quad (4)$$

где $k=0, 1, 2$; $\beta = 26(1/b)$; u_0 — напряжение смещения, φ — контактный потенциал, U — амплитуда напряжения накачки; $J_k(\beta U)$ — модифицированная функция Бесселя первого рода; I_0 — обратный ток параметрического диода.

В заключение отметим, что величина коэффициента усиления и полоса усилителя типа «модулятор—демодулятор» изменяется мало, так как влияние нелинейных потерь g параметрического диода на величину коэффициента усиления незначительно и в Q раз слабее влияния нелинейной емкости. Это можно объяснить тем, что изменение нелинейной реактивности, сдвигающее резонансную частоту, сказывается на ин-

тенсивности колебаний в резонаторе в Q раз сильнее, чем изменение потерь, расширяющее или сужающее резонансную кривую за счет изменения добротности. Входная проводимость также мало чувствительна к нелинейным потерям самим по себе (см. первый член в числителе формулы (3)), но за счет возникающего детектирования происходит вариация напряжения смещения на диоде, что ведет к изменению резонансной частоты модулятора, а следовательно, и амплитуды напряжения на диоде. Этот эффект является результатом совместного действия нелинейной емкости и нелинейной проводимости параметрического диода (произведение $m_1 M_1$ во втором слагаемом числителя (3')). Цель обратной связи через детектирование будет замкнута лишь при наличии расстройки ($\xi_0 \neq 0$), ибо только в этом случае амплитуда колебаний в контуре меняется с изменением смещения на диоде. Обратная связь будет положительной (во входную цепь будет вноситься отрицательная проводимость) при работе на том склоне резонансной кривой ($\xi_0 > 0$), который обеспечивает подталкивание вариации смещения на диоде, вызываемой входным сигналом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Engelbrecht R. S. PIRE, 50, 3, 312, 1962.
2. Трифонов В. И., «Радиотехника и электроника», 8, 9, 1637, 1963.
3. Howson D. P., Szerlip A. Radio and Electronic Eng., 27, 6, 425, 1964.
4. Белов А. А., Карасев М. Д. «Вопросы радиоэлектроники», общетехническая, 7, 130, 1965.
5. Анго А. Математика для электро- и радионинженеров. М., ИЛ., 1965.

Поступила в редакцию
16. 2 1966 г.

Кафедра
физики колебаний

Ю. И. КУЗНЕЦОВ

УДК 531.391

О ПРИБЛИЖЕННОМ ИССЛЕДОВАНИИ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ МЕТОДОМ ТРАЕКТОРИЙ КОРНЕЙ

Для класса нелинейных автоматических систем с одной нелинейностью, линейная часть которых обладает фильтровыми свойствами [1], колебательные переходные процессы для координаты, входящей под знак нелинейности, в первом приближении часто могут быть описаны в виде затухающей или расходящейся синусоиды с медленно меняющимися во времени показателями затухания и частотой [1]:

$$x \approx a \sin \psi, \quad (1)$$

$$\frac{da}{dt} = a\delta, \quad \omega = \frac{d\psi}{dt}, \quad (2)$$

где x — координата, входящая под знак нелинейности, a — амплитуда координаты x , δ и ω — медленно меняющиеся функции времени.

Для этой формы решения (1—2) нелинейную функцию $f(x)$ можно заменить с помощью принципа гармонического баланса эквивалентной линейной. Гармоническая линеаризация нелинейности в этом случае основывается на обобщении асимптотического метода Крылова — Боголюбова на колебательные затухающие (или расходящиеся) процессы [2]. Если нелинейная функция $f(x)$ однозначна и нечетносимметрична, то формула для гармонической линеаризации имеет вид [1]

$$f(x) = q(a)x, \quad (3)$$

$$q(a) = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} f(a \sin \psi) \sin \psi d\psi. \quad (4)$$

В этом случае линеаризованное характеристическое уравнение, описывающее колебательный переходный процесс для координаты, X можно привести к виду [1]

$$\Phi_n(p) + q(a)\Psi_m(p) = 0, \quad (5)$$

где $\Phi_n(p)$ и $\Psi_m(p)$ — полиномы p степени n и m соответственно ($n \geq m$) с действительными коэффициентами. $\Phi_n(p)$ и $\Psi_m(p)$ определяются линейной частью системы.