

УДК 621.375.7; 621.352

В. Н. Дамгов
(Болгария)
М. Д. Карасев

ТРЕХЧАСТОТНАЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КАК ДВУХПОЛЮСНИК С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Теоретически и экспериментально рассмотрен трехчастотный реактивно-активный параметрический модулятор, который позволяет получить широкополосную отрицательную проводимость и емкость, вносимую во входную цепь.

Параметрические системы, отличаясь низким уровнем собственных шумов, могут быть использованы как мал шумящие двухполюсники с отрицательным сопротивлением [1—3]. Широкополосная отрицательная активная проводимость, вносимая во входную цепь трехчастотным параметрическим модулятором, позволяет строить регенеративные

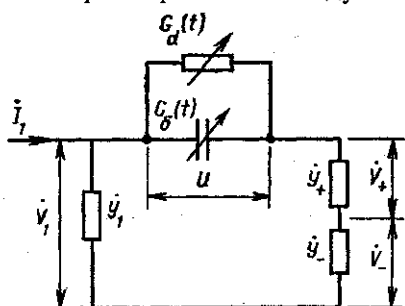


Рис. 1

видеоусилительные системы без преобразования сигнала [3], вносимая же широкополосная отрицательная емкость позволяет разрабатывать мал шумящие частотные корректоры [4].

В настоящей работе рассмотрены отрицательные входные параметры (емкость и проводимость) трехчастотного комплексного модулятора. Расчет проведен применительно к модели модулятора, содержащего полупроводниковый диод с частично открытым $p-n$ -переходом. При расчете предполагается произвольным сдвиг фазы

пульсаций емкости и проводимости и учитывается инерционность комбинации неосновных носителей.

Исходная модель комплексного модулятора. В предположениях теории малого сигнала и гипотезы фильтра [1] трехчастотный параметрический комплексный модулятор можно представить эквивалентной схемой (рис. 1). Здесь I_1 — комплексная амплитуда тока, подводимого к модулятору сигнала $i_1 = I_1 \exp(j\omega_1 t)$ частоты ω_1 ; U_1 , U_+ , U_- — комплексные амплитуды напряжений сигнала и комбинационных частот $\omega_{\pm} = \omega_H \pm \omega_1$; $C_\delta(t)$ и $G_d(t)$ — емкость и проводимость параметрического диода, пульсирующие под действием (не показанного на рис. 1) напряжения накачки с частотой ω_H . Предполагаем, что проводимость нагрузки модулятора (y_1 , $y_{\pm}$) удовлетворяет условию $y_i = \infty$ для всех частот $\omega \neq \omega_i$.

Представляя пульсирующие емкость и проводимость в виде рядов Фурье и ограничившись второй гармоникой, с учетом схемы рис. 1, процесс модуляции можем выразить следующим матричным уравнением:

$$\begin{vmatrix} \dot{I}_1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{y}_1 & G_1 e^{-i\psi_1} + j\omega_1 C_1 e^{-i\psi_1} & G_1 e^{i\psi_1} + j\omega_1 C_1 e^{i\psi_1} \\ G_1 e^{i\psi_1} + j\omega_1 C_1 e^{i\psi_1} & \dot{y}_+ & G_2 e^{2i\psi_1} + j\omega_+ C_2 e^{2i\psi_1} \\ G_1 e^{-i\psi_1} - j\omega_- C_1 e^{-i\psi_1} & G_2 e^{-2i\psi_1} - j\omega_- C_2 e^{-2i\psi_1} & \dot{y}_-^* \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_+ \\ \dot{U}_-^* \end{vmatrix} \quad (1)$$

* — комплексно-сопряженная величина.

Здесь для общности рассмотрения введены сдвиги фаз в накачивании каждого элемента, причем угол ψ_1 — для емкости, а ψ_2 — для проводимости. В $\dot{y}_1$ и $\dot{y}_\pm$ включены постоянные составляющие нелинейной емкости и проводимости параметрического диода.

Следует иметь в виду, что на частотах $\omega \gg 1/\tau$, (τ — время жизни неосновных носителей в базе полупроводникового диода) при наличии прямых токов инерционность рекомбинации неосновных носителей сказывается на величине пульсаций как диффузионной емкости, так и проводимости [5]. Учтем это влияние. Будем пользоваться представлениями теории малого сигнала [1, 2] и положим при этом (считая частоту сигнала много ниже частоты накачки), что емкость p — n -перехода пульсирует под действием высокочастотного напряжения накачки $u_n = U_n \cos \omega_n t$ с большой амплитудой $U_n \gg |u_1|$, где u_1 — напряжение сигнала, которое медленно (по сравнению с накачкой) изменяет положение рабочей точки, задаваемое напряжением U_0 .

Определим заряд на частоте сигнала как вариацию постоянной составляющей заряда на p — n -переходе. Имеем

$$q_c = \delta(Q_0 + Q_E) = \frac{\partial(Q_0 + Q_E)}{\partial U_0} u_1 + \frac{\partial(Q_0 + Q_E)}{\partial U_n} \delta u_n, \quad (2)$$

где Q_0 — постоянный член Фурье-разложения заряда на барьерной емкости, Q_E — стационарный накопленный заряд неосновных носителей в базе диода [5], δu_n — вариация напряжения накачки, представляющая собой сумму напряжений комбинационных частот [2].

Выражение (2) можем переписать как

$$q_c = (C_0 + C_E) u_c + (C_1 + C_d^0) \delta u_n, \quad (3)$$

где C_0 , C_1 — коэффициенты Фурье-разложения барьерной емкости; $C_E = \frac{Q_E}{U_0}$ — добавка к средней емкости, обусловленная Q_E , $C_d^0 = \frac{\partial Q_E}{\partial U_n}$ можно назвать диффузионной емкостью p — n -перехода при больших амплитудах напряжения накачки, много больше kT/q и на повышенных частотах ($\omega_n \gg \frac{1}{\tau}$).

Аналогично, диффузионный ток на частоте сигнала можно представить вариацией постоянной составляющей тока

$$i_1 = \delta I_0 = \frac{\partial I_0}{\partial U_0} u_1 + \frac{\partial I_0}{\partial U_n} \delta u_n, \quad (4)$$

или

$$i_1 = G_0^0 u_1 + G_d^0 \delta u_n, \quad (5)$$

где $G_0^0 = \frac{I_0}{U_0}$ — средняя активная проводимость p — n -перехода, $G_d^0 = \frac{\partial I_0}{\partial U_n}$ можно назвать диффузионной проводимостью p — n -перехода при больших амплитудах и повышенных частотах.

Следовательно, при высокочастотной накачке, удовлетворяющей условию $\omega_n \gg 1/\tau$, проводимость открытого $p-n$ -перехода практически не успевает изменяться с частотой накачки и ее гармоник, поэтому G_1, G_2 можно считать равными нулю. Как следует из выражений (3) и (5), в этом случае модулятор можно описать следующим матричным уравнением:

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{y}_+ & G_d^0 + j\omega_1(C_1 + C_d^0) & G_d^0 + j\omega_1(C_1 + C_d^0) \\ j\omega_+ C_1 & \dot{y}_+ & j\omega_+ C_2 \\ -j\omega_- C_1 & -j\omega_- C_2 & \dot{y}_-^* \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_+ \\ \dot{U}_-^* \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Пользуясь методом заряда [5], нетрудно получить приближенные выражения для параметров G_d^0 и C_d^0 :

$$G_d^0 = \frac{K(\theta)}{\pi |Z|} \cdot \frac{\frac{Q_E}{\tau} + I_s}{2 \frac{Q_E}{\tau} + I_s + \frac{1}{|Z| \alpha \sqrt{\theta}}}, \quad (7)$$

$$C_d^0 = \frac{K(\theta) \tau}{\pi |Z|} \cdot \frac{\frac{Q_E}{\tau} + I_s}{2 \frac{Q_E}{\tau} + I_s + \frac{1}{|Z| \alpha \sqrt{\theta}}}, \quad (8)$$

где $\theta = \omega\tau$, $K(\theta)$ — частотная характеристика выпрямления [5], которую приближенно можем выразить как

$$K(\theta) = 0,3 Q_{np} \left(1 + \frac{\pi}{\theta} \right) + 0,5 \frac{\pi}{\theta},$$

$$Q_E = Q_{np} \left(1 + \frac{Q_{сбр}}{Q_{np}} \right) 0,63 \frac{\theta}{2\pi},$$

$$Q_{np} = 2 \frac{U_n \cdot \tau}{|Z| \theta} \left\{ \cos(\varphi_c - \varphi_E) - \frac{1}{2} (\beta_c - \beta_E) [\pi - 2(\varphi_c - \varphi_E)] \right\},$$

$$Q_{сбр} = \frac{U_n}{|Z|} \frac{\tau \theta}{1 - \theta},$$

$|Z|$ — модуль импеданса резонансной системы модулятора, $\beta_c = \frac{u_{d0}}{U_n}$, $\beta_E = \frac{E}{U_n}$, u_{d0} и E — напряжение автосмещения и вынужденного смещения на диоде ($U_0 = u_{d0} + E$), $\sin \varphi_{c,E} = \beta_{c,E}$, I_s — ток насыщения диода, $\alpha = \frac{q}{kT}$.

Входной импеданс синфазного модулятора. Считая модулятор резонансным контуром с синфазно пульсирующими емкостью и проводимостью, y_+ и y_- можно конкретизовать в виде

$$\dot{y}_+ = G_n [1 + 2Qj(\eta + \xi)], \quad (9)$$

$$\dot{y}_-^* = G_n [1 - 2Qj(\eta - \xi)],$$

где $\eta = \frac{\omega_n - \omega_{0n}}{\omega_n}$, $\xi = \frac{\omega_1}{\omega_n}$, $\omega_{0n} = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C')}}$, $Q = \frac{1}{G_n \omega_n L}$, $G_n = G_0 + G'$;

G' , L , C' отражают соответственно активную составляющую проводимости нагрузки, ее индуктивность и паразитную емкость.

Полная входная проводимость синфазного модулятора на частоте сигнала равна

$$y_{вх} = y_1 + y_{вн}, \quad (10)$$

где $y_{вн}$ — вносимая во входную цепь проводимость,

$$y_{вн} = G_{вн} + jB_{вн}. \quad (11)$$

Пользуясь (1) при $\psi_1 = \psi_2 = 0$ для активной $G_{вн}$ и реактивной $B_{вн}$ получаем следующие выражения:

$$G_{вн} = -2G \frac{(M_1 + 2Q^2 \xi_0 m_1) [M_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) + 4Q^2 \xi^2 m_1 M_0]}{1} + \\ + \frac{M_1 4Q^2 \xi^2 [4M_1 M_2 - m_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)]}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q \xi M_0)^2}, \quad (12)$$

$$B_{вн} = -2GQ \xi \frac{(M_1 + 2Q^2 \xi_0 m_1) [m_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) - 4M_1 M_0]}{1} + \\ + \frac{2M_1 [M_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) + 4Q^2 \xi^2 m_1 M_0]}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q \xi M_0)^2}, \quad (13)$$

где $\xi_0 = \eta - \frac{m_2}{2}$ — эффективная относительная расстройка выходного контура;

$$m_1 = \frac{C_1}{C'_0}, \quad m_2 = \frac{C_2}{C'_0}, \quad M_0 = \frac{G_0 + G'}{G}, \quad M_1 = \frac{G_1}{G}, \quad M_2 = \frac{G_2}{G} —$$

коэффициенты модуляции нелинейных емкости и проводимости;

$$\kappa = 4(\xi_0^2 + \xi_0 m_2) + \frac{2M_2}{Q^2} —$$

обобщенный параметр расстройки;

$$C'_0 = C_0 - C_2 + C', \quad G = G_0 - G_2 + G'.$$

Из (12) и (13) следует, что знак $G_{вн}$ и $B_{вн}$ зависит от расстройки ξ_0 : $G_{вн}, B_{вн} < 0$, если $\xi_0 > 0$,

$$G_{вн}, B_{вн} > 0, \text{ если } 2Q\xi_0 < -\frac{M_1}{Qm_1}.$$

В первом случае конечная дифференциальная отрицательная проводимость $G_{вн}$ существует в широком диапазоне частот входного сигнала вплоть до постоянного тока, где она равна

$$G_{вн}(\xi=0) = -2G \frac{M_1^2 + 2Q^2 \xi_0 m_1 M_1}{1 + 2M_2 + 4Q^2 (\xi_0^2 + \xi_0 m_2)}. \quad (14)$$

Это обстоятельство качественным образом отличает синфазный комплексный модулятор от чисто реактивного [2]. Появление широкополосного отрицательного сопротивления обусловлено совокупным действием синфазно пульсирующих во времени сопротивления и емкости.

На рис. 2 приведены вычисленные по формулам (12) и (13) частотные зависимости действительной ($G_{вн}$) и мнимой ($B_{вн}$) частей вне-

сенной синфазным модулятором проводимости $y_{вн}$ при следующих приведенных расстройках $2Q\xi_0$: 1—0; 2—0,5; 3—1; 4—1,5; 5—2 ($Qm_1 = 10$ и $Qm_2 = 7$).

Факт появления вносимой отрицательной реактивной проводимости (13) можно трактовать как возникновение эффективной отрицательной дифференциальной емкости

$$C_{вн} = -2C_0' \frac{(M_1^2 + 2Q^2\xi_0^2 m_1) [m_1 (1 + Q^2\kappa - 4Q^2\xi_0^2) - 4M_1 M_0]}{1} + \frac{2M_1 [M_1 (1 + Q^2\kappa - 4Q^2\xi_0^2) + 4Q^2\xi_0^2 m_1 M_0]}{(1 + Q^2\kappa - 4Q^2\xi_0^2)^2 + (4Q\xi_0 M_0)^2}. \quad (15)$$

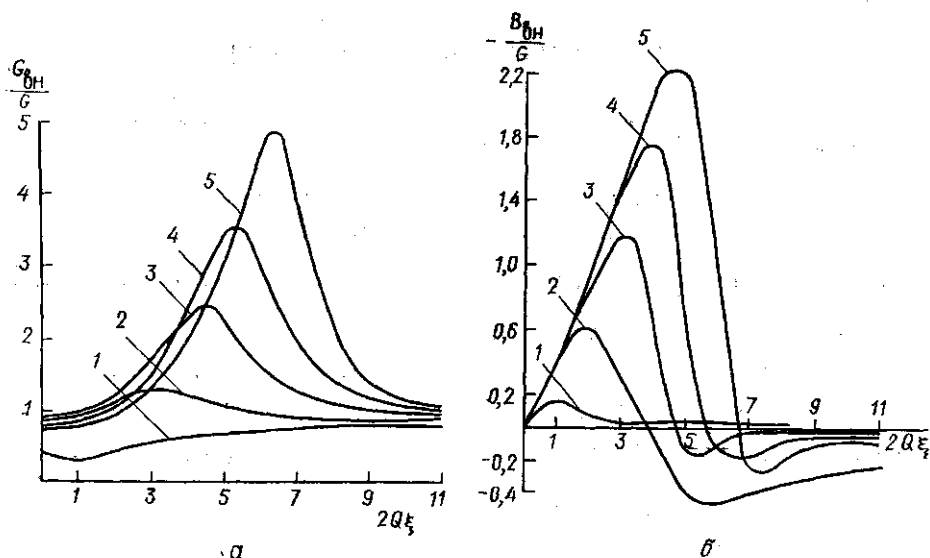


Рис. 2

Условием малого изменения вносимых отрицательных параметров в полосе пропускания, очевидно, будет соотношение $\kappa \gg 4\xi_{вн}^2$, где $\xi_{вн}$ — верхняя граничная относительная частота сигнала в полосе пропускания. Если установить допустимое изменение $G_{вн}$ и $B_{вн}$ на верхней границе полосы пропускания $\leq 10\%$, то для этого потребуется расстройка, отвечающая условию $\xi_0 \geq \left(\sqrt{\frac{m_2^2}{4} + 10\xi_{вн}^2} - \frac{m_2}{2} \right)$. При выполнении этого условия выражения (12) и (15) могут быть упрощены. Для оценки максимальных значений $G_{вн}$ и $C_{вн}$ получаются следующие формулы:

$$|G_{вн}|_{\max} = G \frac{M_1^2 + Qm_1 M_1}{1 + M_2 + Qm_2}, \quad (16)$$

$$|C_{вн}|_{\max} = C_0' \frac{(M_1 + 2M_1^2) + Qm_1^2}{1 + M_2 + Qm_2}. \quad (17)$$

В случае применения инерционного по накачке параметрического диода для $G_{вн}$ и $B_{вн}$ из (6) получаем

$$G_{\text{вн}} = -4Q^2 G_{m_1} \xi_0 \frac{4Q^2 (m_1 + m_d) \xi^2 + M_d (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi)^2}, \quad (18)$$

$$B_{\text{вн}} = -4Q^3 \xi_0 \xi \frac{(m_1 + m_d) (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) - 4M_d}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi)^2} G. \quad (19)$$

Вносимая в сигнальную цепь эквивалентная отрицательная емкость выразится как

$$C_{\text{вн}} = -4Q^2 G_{m_1} \xi_0 C_0' \frac{(m_1 + m_d) (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) - 4M_d}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi)^2}. \quad (20)$$

Зависимости $G_{\text{вн}}$ и $B_{\text{вн}}$ из (18) и (19) качественно повторяют ход соответствующих зависимостей (12) и (13) (рис. 2). Этот результат подтверждает возможность использования для модуляционного усиления инерционных по накачке, но модулируемых сигналом реактивностей [6].

Устойчивость рассматриваемой параметрической системы ограничивается, во-первых, требованием $u_{\text{вх}} > 0$ (см. (10)) и, во-вторых, регенеративным действием второй гармоники модуляции емкости. Граница области устойчивости определяется соотношением $\chi Q^2 \leq -1$.

Входной импеданс комплексного модулятора с квадратурной накачкой элементов. Из (16) — (20) можно видеть, что в реальных условиях $G_{\text{вн}}$ и $C_{\text{вн}}$ не могут существенно превышать по абсолютной величине значения потерь и эффективной емкости модулятора.

Одним из путей получения больших значений, вносимых $G_{\text{вн}}$ и $C_{\text{вн}}$, является применение отличного от нуля сдвига фазы в накачивании реактивного и активного элементов модулятора. Наиболее интересным является квадратурный сдвиг фаз в накачивании емкости $\psi_1 = \pm \pi/2$, $\psi_2 = 0$ и сопротивления $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = \pm \pi/2$. Для случая $\psi_1 = \pm \pi/2$, $\psi_2 = 0$ из (1) получаем следующие выражения для компонентов, вносимых во входную цепь проводимости:

$$G_{\text{вн}} = -2G (M_1 \mp m_1 Q) \frac{M_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) + 8Q^2 \xi^2 M_0 (M_1 \mp Q \xi_0 m_1)}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi M_0)^2}, \quad (21)$$

$$C_{\text{вн}} = -4C_0' (M_1 \mp m_1 Q) \frac{(M_1 \mp Q \xi_0 m_1) (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) - 2M_0 M_1}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi M_0)^2} \quad (22)$$

(верхний знак относится к $\psi_1 = +\pi/2$, нижний — к $\psi_1 = -\pi/2$).

Из сравнения этих выражений с аналогичными для синфазного случая (12) и (15) можно сделать следующее заключение.

Если не касаться вопроса о накоплении энергии, то переменная часть пульсирующей со сдвигом фазы в $\pm \pi/2$ емкости выполняет функции переменной части положительного или отрицательного (в зависимости от сдвига фазы) сопротивления, причем эффективная величина такого «сопротивления» увеличивается благодаря резонансным свойствам нагрузки по порядку в Q раз.

Аналогично для случая $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = \pm \pi/2$ получим

$$G_{\text{вн}} = -2G (m_1 Q \pm M_1) \frac{8Q^2 \xi^2 M_0 (Q \xi_0 m_1 \pm M_1) \pm M_1 (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi M_0)^2}, \quad (23)$$

$$C_{\text{вн}} = -4C_0' (m_1 Q \pm M_1) \frac{(Q \xi_0 m_1 \pm M_1) (1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2) \pm 2M_1 M_0}{(1 + Q^2 \kappa - 4Q^2 \xi^2)^2 + (4Q\xi M_0)^2}, \quad (24)$$

откуда видно, что пульсирующая проводимость со сдвигом фазы в $\pm \pi/2$ выполняет роль положительной или отрицательной емкости с эффективным первым коэффициентом модуляции, равным M_1 .

Из (21)—(24) нетрудно видеть, что оптимальными фазами для получения наивысших значений, вносимых отрицательными параметрами $G_{\text{вн}}$ и $C_{\text{вн}}$, являются следующие комбинации: $\psi_1 = -\pi/2$, $\psi_2 = 0$ и $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = +\pi/2$.

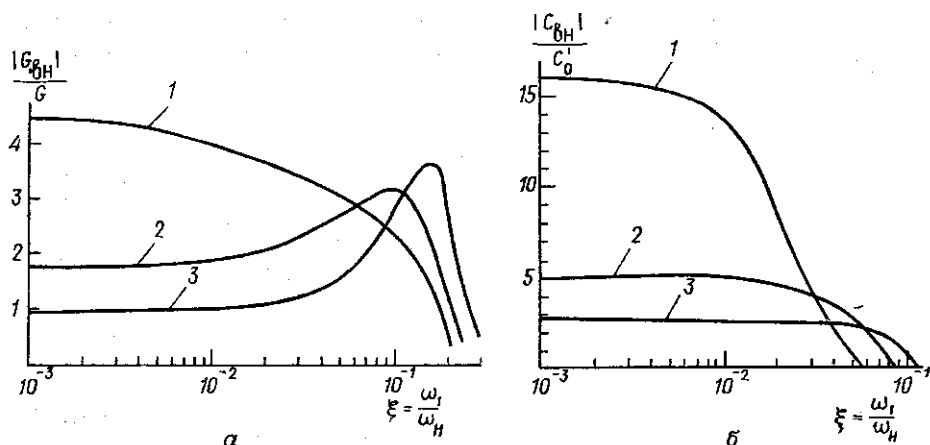


Рис. 3

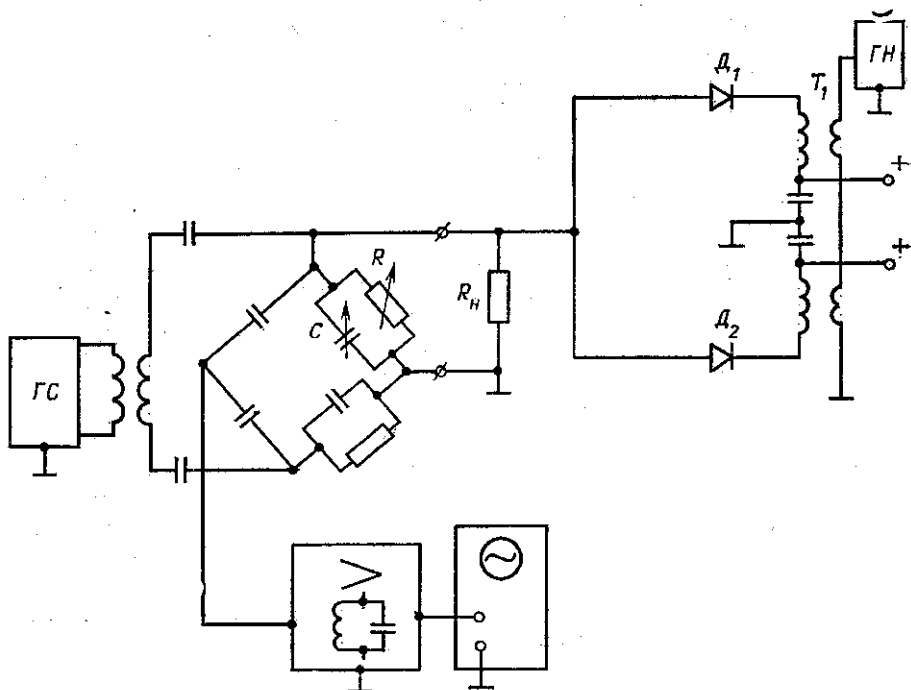


Рис. 4

На рис. 3 а, б представлены частотные зависимости $G_{\text{вн}}$ и $C_{\text{вн}}$, рассчитанные из (21) и (22) при $\psi_1 = -\pi/2$, $\psi_2 = 0$ и ($2Q\xi_0$: 1—0; 2—0,5; 3—1), из которых видно, что при квадратурной накачке элементов модулятора в реальных условиях возможно превышение $G_{\text{вн}}$ над собственными потерями в 5—10 раз и $C_{\text{вн}}$ над собственной емкостью в 10—20 раз.

Экспериментальное исследование входной проводимости синфазного модулятора. Величины вносимых во входную цепь отрицательной активной проводимости и отрицательной емкости и их зависимость от частоты сигнала, режима и расстройки выходного контура были исследованы экспериментально на установке, собранной по схеме рис. 4.

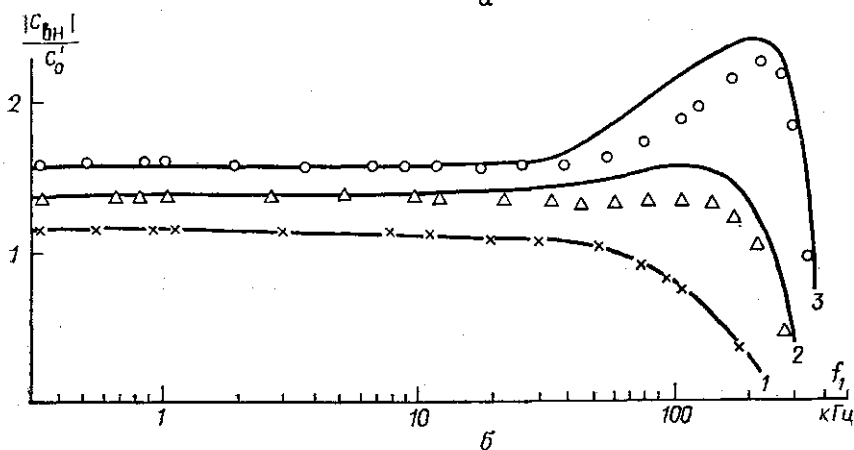
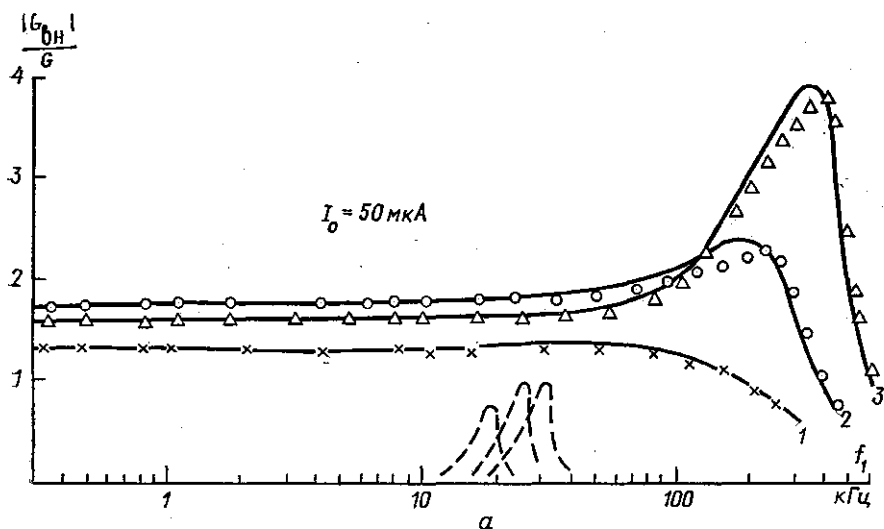


Рис. 5

Синфазный модулятор собран по балансной схеме, состоящей из вторичных обмоток трансформатора T_1 и диодов D_1 и D_2 .

В качестве параметрических диодов использованы кремниевые стабилитроны типа Д8-7А. Для реализации синфазной пульсации емкости и активной проводимости диоды ставили в режим с заметными выпрямленными токами. Накачка диодов производилась от генератора накачки ГН на частоте 1,5 МГц, сигнал поступал от звукового генератора ГС. Величины вносимых $G_{вн}$ и $C_{вн}$ определялись на зажимах сопротивления нагрузки R_n путем их компенсации до полного восстановления исходного баланса мостовой схемы. Чувствительность цепи индикации баланса моста составляла ~ 6 мкВ, что обеспечило точность измерений не ниже 1,5%.

На рис. 5 показаны экспериментальные (точки) и расчетные (сплошные линии) зависимости $G_{вн}$ и $C_{вн}$ по формулам (18) и (20) при следующих расстройках: кривая 1—15, 2—30 и 3—100 кГц. Показанным на рис. 5 кривым соответствуют параметры: $Q=15$, $m_d=0,23$, $M_d=0,65$, $m_1=0,67$, $m_2=0,47$, $C_0=400$ пФ, $G=3 \cdot 10^{-4}$ Сим. Для сравнения на рис. 5, а пунктиром показана частотная зависимость вносимой $G_{вн}$ чисто реактивным модулятором.

На рис. 6 представлены зависимости вносимых $G_{вн}$ (рис. 6, а) и $C_{вн}$ (рис. 6, б) от величины выпрямленного тока I_0 при тех же расстройках.

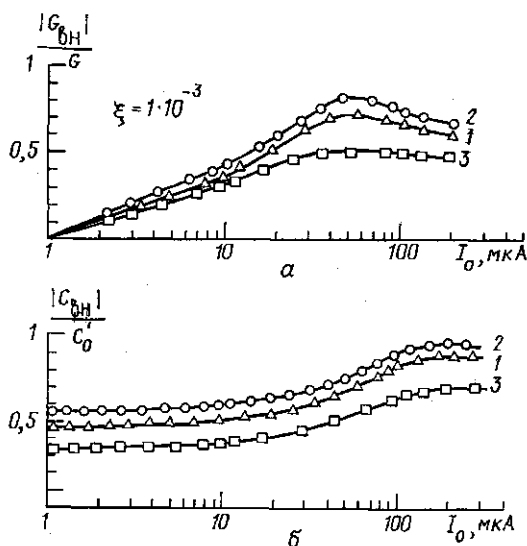


Рис. 6

Выводы. Используя параметрический резонансный модулятор, в котором параллельно с емкостью пульсирует активная проводимость, можно получить двухполосник с отрицательными параметрами, мало изменяющимися в полосе частот от нуля до частоты, составляющей 10—20% частоты накачки.

Анализ поведения p — n -перехода с учетом инерционности рекомбинации носителей и в предрасположении больших амплитуд напряжения показал, что описание работы полупроводникового диода в этом случае с помощью введенных нами параметров диффузионной емкости и диффузионной проводимости (C_d^0 и G_d^0) дает простые соотношения, имеющие ясный физический смысл и хорошее соответствие с экспериментом.

Наличие инерционности p — n -перехода по накачке качественно не меняет характера работы параметрического модулятора.

При оптимальном режиме и оптимальной настройке вносимые синфазным модулятором отрицательная активная проводимость и отрицательная емкость по модулю могут составлять более 90% собственных потерь и собственной эффективной емкости модулятора. При квадратурной же накачке элементов реактивно-активного модулятора величины вносимых отрицательных емкости и проводимости могут многократно превышать собственные емкости и проводимости модулятора.

В заключение можно заметить, что в силу дуальности цепей при построении модулятора на нелинейном индуктивном элементе можно получить аналогичным образом широкополосную эффективную отрицательную индуктивность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карасев М. Д. «Успехи физических наук», 1959, 69, вып. 2, 217—267.
2. Белов А. А., Карасев М. Д. «Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения», 1966, вып. 3, 3—22.
3. Карасев М. Д., Шарков Е. А. «Вестн. Моск. ун-та. Сер. физ., astron.», 1966, № 4, 114—119.
4. Герценштейн М. Е., Левинзон Ф. А., Белов А. А., Тетельбаум Б. И. «Радиотехника и электроника», 1971, 16, вып. 6, 990—995.
5. Ржевкин К. С., Царев Н. М. «Изв. вуз. Радиоэлектроника», 1975, 18, вып. 5, 11—18.
6. Никифоров А. Н., Детинко В. Н. «Радиотехника и электроника», 1972, 17, вып. 4, 767—772.

Поступила в редакцию
23.9 1977 г.

Кафедра
физики колебаний