

Вестник МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 3 — 1966

УДК 621.375.93.01

И. Н. АБУ ШАГИН, В. И. МЕДВЕДЕВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ ФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Теоретически и экспериментально исследуются фазовые соотношения и фазовая стабильность различных параметрических устройств. Показывается возможность создания двухканальных фазометрических систем, состоящих исключительно из параметрических структурных элементов.

Введение

В экспериментальной физике и технике все более широкое применение находят фазовые (радиоинтерференционные) методы измерений электрических и неэлектрических величин [1, 2, 3, 6]. Такое всестороннее использование фазовых методов исследования физических явлений связано с тем, что фазовые методы являются наиболее прямыми и отличаются высокой точностью результатов измерений.

Современные фазометрические системы представляют собой довольно сложные устройства с большим количеством элементов, таких, как фазовые датчики, усилители, умножители частоты («усилители фазы»), преобразователи частоты, индикаторы, задающие генераторы и т. д. Все эти устройства являются источниками шумовых и технических фазовых погрешностей, снижающих расчетную разрешающую способность таких устройств. Результаты многих исследований [3, 4, 6, 14] показывают, что дальнейшее повышение чувствительности фазометрических устройств высокой разрешающей способности ограничивается в настоящее время влиянием на систему собственных шумов флуктуационного происхождения различных ее структурных элементов. Поэтому для фазометрических систем желательно использовать структурные элементы с низким уровнем собственных шумов, какими являются параметрические устройства на нелинейных реактивных элементах (полупроводниковые диоды, ферриты и т. д.). Известны особенности умножения частоты сигналов на нелинейных $p-n$ -переходах (например, [7, 9, 10]). Что касается построения фазометрических систем на таких структурных элементах и приборах, то в научной литературе сведений об этом практически не имеется.

Поэтому, в частности, представляет интерес исследовать свойства двухканальных фазометрических систем, использующих в качестве типовых элементов малощумящие параметрические усилители, преобразователи и умножители частоты на полупроводниковых диодах, чему посвящена настоящая работа.

Фазовые соотношения в параметрических структурных элементах

Анализ функциональных свойств основных схем двухканальных фазометров показывает, что ламповые варианты фазометров имеют в доиндикаторной части некоторые общие для всех схем структурные элементы, как-то: *умножители частоты, преобразователи частоты и усилители*. В качестве параметрических аналогов этих ламповых структурных элементов можно естественно использовать параметрические усилители-преобразователи, двухконтурные параметрические умножители, двухконтурные параметрические генераторы с синхронизацией колебаний в них внешней силой.

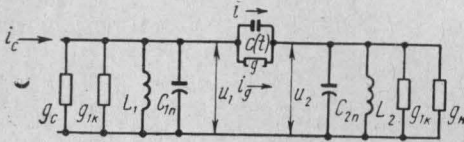


Рис. 1. Эквивалентная схема двухконтурного параметрического умножителя частоты.

Рассмотрим фазовые соотношения в двухконтурном параметрическом умножителе частоты (рис. 1). В соответствии с теорией малого сигнала [5] допустим, что переменное напряжение состоит из большого напряжения U_1 основной частоты ω_1 и малого напряжения U_2 гармоники n . При этом функцию зависимости емкости от напряжения $C(U)$ можно разложить в ряд Тейлора относительно U_1 . Составляя уравнение для тока $I(t)$ для схемы двухконтурного параметрического умножителя, считая $dU_2/dt / \frac{du_2}{dt} \ll 1$ и переходя к комплексным амплитудам, можно получить следующие выражения для тока I_1 основной частоты и n -й гармоники I_n :

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= j\omega C_{01}(1 - \beta_2) \dot{U}_1 + jn\omega C_{01} \beta_{-(n-1)}^* \dot{U}_n, \\ \dot{I}_n &= jn\omega C_{01} \dot{U}_n + j\omega C_{01} e^{j(n-1)\varphi_1} (\beta_{n-1} - \beta_{n+1}) \dot{U}_1, \end{aligned} \quad (1)$$

где β_i — действительные, β_{-i}^* — комплексно сопряженные коэффициенты разложения нелинейной емкости в ряд. Из рассмотрения эквивалентной схемы видно, что части $C_{01}(1 - \beta_2)$ и C_{01} просто добавляются к подстроечным емкостям C_{1n} и C_{2n} .

Обозначим

$$\begin{aligned} C_{1n} + C_{10}(1 - \beta_2) &= C_0; & C_{2n} + C_{01} &= C_2; \\ g_c + g_{ik} + g &= g_1; & g_{2k} + g_n + g' &= g_2. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как потери конденсатора связи зависят от частоты, то они обозначены g в первом случае и g' во втором. Обозначая комплексные проводимости первого и второго контуров

$$\begin{aligned} Y_1(\omega) &= g_1 + j \left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1} \right) = g_1 + jX_1; \\ Y_2(\omega) &= g_2 + j \left(\omega C_2 + \frac{1}{\omega L_2} \right) = g_2 + jX_2; \end{aligned} \quad (3)$$

а резонансные частоты ω_1 и ω_2 и считая, что контура высоко добротны, частота сигнала f_c близка к f_1 , а nf_c близка к f_2 , получаем для токов связи

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\omega_c} &= jn\omega_c C_0 \beta_{-(n-1)}^* \dot{U}_n = \dot{I}_c - \dot{U}_1 \dot{Y}_1(\omega_c), \\ \dot{I}_{n\omega_c} &= j\omega_c C_0 (\beta_{n-1} - \beta_{n+1}) e^{j(n-1)\varphi_1} \dot{U}_1 = -\dot{U}_n \dot{Y}_2. \end{aligned} \quad (4)$$

Откуда получаем

$$K_t = e^{j(n\varphi_1 - \pi/2)} = k_2 e^{j\varphi_n} + k_i e^{j(\varphi_n + \pi/2)}, \quad (5)$$

где

$$K_t = \omega_c C_0 (\beta_{n-1} - \beta_{n+1}); \quad k_2 = g_2 U_n; \quad k_i = X_2 U_n.$$

Из (4) можно получить напряжение и на 1-м контуре

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{\dot{Y}_1(\omega_c) + \sigma^2 \dot{Y}_2(n\omega_c)} \dot{I}_c, \quad (6)$$

где

$$\sigma^2 = \frac{n\omega_c^2 C_0^2 \beta_{n-1} (\beta_{n-1} - \beta_{n+1})}{|Y_2|^2}.$$

Соотношение (6) показывает вносимое в 1-й (входной) контур комплексное сопротивление. Эквивалентная проводимость 1-го контура имеет вид

$$\dot{I}_{1\text{экв}} = \{g_1 + g_+\} + j(x_1 - \sigma^2 x_2), \quad (7)$$

где $g_+ = \sigma^2 g_2$ — вносимая в 1-й контур активная проводимость. Из (5) следует, что

$$\varphi_1 = \varphi_c - \arctg \frac{x_1 - \sigma^2 x_2}{g_1 + \sigma^2 g_2}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (5), получаем

$$\varphi_n = n\varphi_c - \pi/2 - n \arctg \frac{x_1 - \sigma^2 x_2}{g_1 + \sigma^2 g_2} - \arctg \frac{x_2}{g_2}. \quad (9)$$

При малых расстройках ($\Delta\omega_1 \approx \omega_c - \omega_1$),

$$\Delta\omega_2 \approx n\omega_c - \omega_2, \quad \left| \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} \right| \ll 1; \quad \left| \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} \right| \ll 1.$$

Можно ввести приближенные соотношения

$$X_1 = g_1 Q_1 2\xi_1; \quad X_2 = g_2 Q_2 2\xi_2, \quad (10)$$

где

$$Q_1 = \frac{\omega_1 C_1}{g_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_2 C_2}{g_2}, \quad \xi_1 = \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1}, \quad \xi_2 = \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2}.$$

Тогда

$$\varphi_n = n\varphi_c - \pi/2 - \arctg 2Q_2 \xi_2 - n \arctg \left\{ \frac{g_1 Q_1 2\xi_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] - \gamma^2 Q_1 Q_2 g_2 Q_2 2\xi_2}{g_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] + \gamma^2 Q_1 Q_2 g_2} \right\}, \quad (11)$$

где

$$\gamma^2 = \frac{n\omega_c^2 C_0^2 \beta_{n-1} (\beta_{n-1} - \beta_{n+1})}{C_1 C_2}.$$

Выражение (11) показывает эффект «усиления» фазы при умножении частоты и зависимость фазы умноженного сигнала φ_n от фазы умножаемого сигнала и настройки контуров.

Фазовые соотношения в двухконтурных параметрических усилителях-преобразователях к сумме частоты накачки и частоты сигнала

$(f_H + f_c)$, к разности $(f_H - f_c)$ регенеративного типа (f_0) получены также методом теории малого сигнала при тех же допущениях. При использовании метода малого сигнала цепь, содержащая нелинейную реактивность, может быть заменена цепью, содержащей линейную реактивность, изменяющуюся во времени [13]. Будем считать, что емкость модулируется частотой f_H без гармоник.

Если провести расчеты, аналогичные приведенным выше и при тех же допущениях, то для двухконтурного параметрического усилителя-преобразователя к сумме $f_H + f_c$ можно получить следующее выражение для фазы выходного сигнала:

$$\varphi_2 = \varphi_H + \varphi_c - \pi/2 - \arctg Q_2 2\xi_2 - \\ - \arctg \frac{g_1 Q_1 2\xi_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] - \gamma_+^2 Q_1 Q_2 g_2 2\xi_2}{g_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] + \gamma_+^2 Q_1 Q_2 g_2}. \quad (12)$$

Здесь $\gamma_+ = \frac{\Delta C}{2} \frac{1''}{\sqrt{C_1 C_2}}$ — коэффициент связи контуров (ΔC — амплитуда глубины модуляции емкости конденсатора связи).

При полном резонансе $\gamma_+ = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$. Из (12) видно, что фаза сигнала во втором (выходном) контуре зависит от фазы входного сигнала, от фазы изменения параметра, а также от настройки контуров. Для двухконтурного параметрического усилителя-преобразователя к разности $(f_H - f_c)$ получаем следующее выражение фазы выходного сигнала при малых расстройках (10):

$$\varphi_2 = \varphi_H - \varphi_c - \pi/2 - \arctg Q_2 2\xi_2 - \\ - \arctg \frac{g_1 Q_1 2\xi_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] - \gamma_-^2 Q_1 Q_2 g_2 2\xi_2}{g_1 [1 + (Q_2 2\xi_2)^2] - \gamma_-^2 Q_1 Q_2 g_2}. \quad (13)$$

Здесь так же, как и в предыдущем выражении, фаза сигнала во втором (выходном) контуре зависит от фазы входного сигнала, фазы изменения параметра и от настройки контуров. Однако, несмотря на зависимость фазы выходного сигнала в двухконтурных параметрических усилителях-преобразователях к $f_H \pm f_c$ от фазы сигнала накачки, их применение в двухканальных фазометрических системах в качестве структурных элементов возможно при использовании общего для обоих каналов генератора накачки, подобно тому, как это делается в ламповых вариантах двухканальных фазометрических систем (когерентное гетеродинирование). Аналогично поступают в случае фазометра смешанного типа, когда один канал (малощумящий) построен на параметрических структурных элементах, а второй — на ламповых структурных элементах.

В случае двухконтурного параметрического усилителя с отрицательным сопротивлением активная проводимость нагрузки g_H подключена к первому (сигнальному) контуру, а фаза φ_1 выходного напряжения при малых расстройках (10)

$$\varphi_1 = \varphi_c - \arctg \frac{Q_1 2g_1 \xi_1 [1 + (2Q_2 \xi_2)^2] - \gamma_0^2 Q_1 Q_2 g_2 2\xi_2}{g_1 [1 + (2Q_2 \xi_2)^2] - \gamma_0^2 Q_1 Q_2 g_2}. \quad (14)$$

В этом случае на фазу выходного сигнала не влияет фаза сигнала накачки. Поэтому в двухканальных фазометрических системах, состоящих

из двухконтурных параметрических усилителей с отрицательным сопротивлением, применение общего для обоих каналов генератора накачки не обязательно.

В приведенных выше расчетах предполагалось наличие линейной зависимости параметра от действующих на него напряжений. Расчет амплитудно-фазовых искажений в рассмотренных выше параметрических устройствах может быть проведен с учетом квадратичного члена разложения нелинейной емкости в ряд Тэйлора. Анализ показывает, что влияние этого члена заключается во введении в каждый из резонансных контуров дополнительной емкости, величина которой является функцией действующих на емкости напряжений:

$$C_i = \frac{1}{4} \frac{\partial^2 C(v_0)}{\partial v^2} \left(\frac{1}{2} v_i^2 + v_j^2 + v_k^2 \right),$$

где через v_i обозначено напряжение на частоте ω_i . Влияние этой емкости заключается в расстройке соответствующих контуров. Таким образом можно получить аналитические выражения для фаз выходных сигналов во всех рассмотренных выше параметрических устройствах с учетом зависимости реактивных проводимостей от амплитуд приложенных к ней сигналов.

Фазовые нестабильности двухконтурных параметрических структурных элементов фазометрической системы

Основное требование к доиндикаторной части любой фазометрической системы, в том числе и к фазометру параметрического типа, заключается в том, чтобы отдельные элементы этих систем либо не вносили в процессе измерений неконтролируемых паразитных технических сдвигов фазы, соизмеримых или превышающих разрешающую способность фазометров, либо вносили постоянные сдвиги фазы, не изменяющиеся в ходе эксперимента. Величины фазовых сдвигов в отдельных структурных элементах, рассчитанные выше, не дают представления о погрешностях устройства в целом. Для оценки погрешности удобно пользоваться характеристиками нестабильности сдвига фазы выходного сигнала от изменения различных параметров во всей области рабочих частот сигнала и накачки.

В двухконтурных параметрических умножителях и параметрических усилителях основными факторами, влияющими на фазовую нестабильность выходного сигнала, являются стабильность частоты и постоянство емкости $p-n$ -перехода полупроводникового диода, а также постоянство величин деталей избирательных цепей. Пользуясь полученными выше выражениями для фазы выходного сигнала в различных двухконтурных параметрических устройствах, можно найти полную (абсолютную) погрешность фазы выходного сигнала для двухконтурного параметрического умножителя частоты

$$\Delta\varphi_n = n\Delta\varphi_c + \sum_i \left| \frac{\partial\varphi_2}{\partial p_i} \Delta p_i \right|,$$

для двухконтурного параметрического усилителя-преобразователя к частоте $f_n \pm f_c$

$$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_n \pm \Delta\varphi_c + \sum_i \left| \frac{\partial\varphi_2}{\partial p_i} \Delta p_i \right|$$

и, наконец, для двухконтурного параметрического усилителя с отрицательным сопротивлением

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_c + \sum_i \left| \frac{\partial\varphi_1}{\partial p_i} \Delta p_i \right|,$$

где p_i — параметры структурного элемента фазометра. Производные берутся при условии, что величины параметров соответствуют расчетным, и флуктуации параметров отсутствуют. Δp_i учитывает флуктуации параметров структурного элемента и отклонение их от расчетных значений. Значения соответствующих производных $\frac{\partial\varphi_k}{\partial p_i}$ определяются для

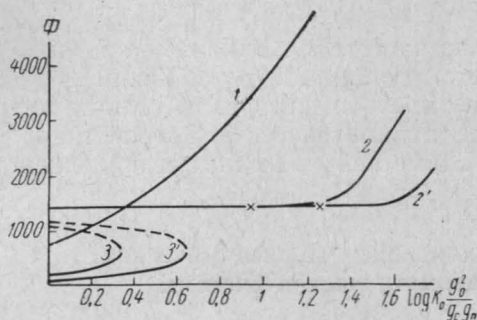


Рис. 2. График зависимости максимальных фазовых сдвигов для некоррелированных

уходов фазы от $\log k_0 \frac{g_c^2}{4g_c g_n}$: 1 — двухконтурный параметрический усилитель с отрицательным сопротивлением, 2 — двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n - f_c$ при $G_- = 9$, 2' — двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n - f_c$ при $G_- = 18$, 3 — двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n + f_c$ при $G_+ = 9$, 3' — двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n + f_c$ при $G_+ = 18$. Пунктиром обозначены ветви кривых для коэффициентов связи, меньших оптимального

разных типов устройств из выражений (11), (12), (13), (14) дифференцированием по параметру p_i . Для сравнения суммарных фазовых нестабильностей указанных трех типов двухконтурных параметрических усилителей (усилитель-преобразователь к частоте $f_n + f_c$ и к частоте $f_n - f_c$, усилитель с отрицательным сопротивлением) на рис. 2 представлены графики суммарных абсолютных фазовых сдвигов (максимальных фазовых сдвигов для некоррелированных уходов параметров) этих усилителей в зависимости

от величины $\log k_0 \frac{g_c^2}{4g_c g_n}$, пропорциональной коэффициенту усиления устройств. Для усилитель-преобразователей к $f_n + f_c$ и $f_n - f_c$ графики построены для двух соотношений частот

$$G_+ = \frac{f_n + f_c}{f_c} = G_- = \frac{f_n - f_c}{f_c},$$

равных 9 и 18.

При этом предполагалось, что добротность контуров всех трех типов параметрических усилителей одинаковы ($Q=100$). Из выражений коэффициентов усиления по мощности при точной настройке $\zeta=0$ с учетом, что $g_1 = g_2 = g_0$

$$(K_+) \zeta_1 = \zeta_2 = 0 = G_+ \frac{4g_c g_n}{g_0^2} \frac{Q^2 \gamma_+^2}{1 + Q^2 \gamma_+^2},$$

$$(K_-) \zeta_1 = \zeta_2 = 0 = G_- \frac{4g_c g_n}{g_0^2} \frac{Q^2 \gamma_-^2}{1 - Q^2 \gamma_-^2},$$

$$(K_0) \zeta_1 = \zeta_2 = 0 = \frac{4g_c g_n}{g_0^2} \frac{1}{1 - Q^2 \gamma_0^2},$$

получаем выражения для вычисления коэффициентов связи γ_+ и γ_- при задании ряда возрастающих значений коэффициента связи γ_0 для усилителя с отрицательным сопротивлением:

$$\gamma_+ = \frac{1}{2Q} \left[\sqrt{G(1 - Q^2\gamma_0^2)} \pm \sqrt{G(1 - \gamma_0^2Q^2) - 4} \right],$$

$$\gamma_- = \frac{1}{2Q} \left[-\sqrt{G(1 - Q^2\gamma_0^2)} + \sqrt{G(1 - \gamma_0^2Q^2) + 4} \right].$$

Задавая определенным значением γ_0 и исходя из условия, что разные типы параметрических усилителей обладают при этом одинаковым усилением, находим одно значение для γ_- и два значения для γ_+ . Последнее обстоятельство объясняется тем, что параметрический усилитель-преобразователь к $f_n + f_c$ абсолютно устойчив и обеспечивает максимальное усиление при согласовании входа и выхода усилителя соответственно с источником сигнала и нагрузкой. Если последние заданы, то максимальный коэффициент усиления, соответствующий условию согласования, получается при одном единственном значении $\gamma_{+ \text{ опт}}$. Если же при заданных источнике сигнала и нагрузке задан и коэффициент усиления (величина которого меньше максимально возможного усиления), то он может быть реализован при двух значениях γ_+ , одно из которых меньше, другое больше $\gamma_{+ \text{ опт}}$.

Значения γ_+ , γ_- и γ_0 подставлялись в выражения для фазовой неустойчивости нуля в зависимости от параметров для трех типов параметрических усилителей. Анализ графиков на рис. 2 позволяет высказать следующие соображения.

Минимальные суммарные фазовые погрешности при произвольных значениях $\log k_0 \frac{g_0^2}{4g_c g_n}$ (величине, пропорциональной коэффициенту усиления) получаются у усилителя-преобразователя к $f_n + f_c$ при использовании коэффициентов связи γ_+ , больших оптимального $\gamma_{+ \text{ опт}} = \frac{1}{Q}$. Для усилителя-преобразователя к $f_n - f_c$ в широком интервале изменений $\log k_0 \frac{g_0^2}{4g_c g_n}$ наблюдается область постоянного значения ϕ . При увеличении отношения частот G_- указанная область расширяется: в нашем случае при изменении G_- в два раза эта область расширялась на 25%.

Максимальные значения Φ (начиная с некоторых значений $\log k_0 \frac{g_0^2}{4g_c g_n}$) имеют место у усилителя с отрицательным сопротивлением, хотя при небольших значениях усиления он может успешно конкурировать с двумя другими типами параметрических усилителей с точки зрения фазовой стабильности.

Параметрические генераторы в качестве структурных элементов фазометрических систем

Двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n - f_c$ при достаточно большой амплитуде накачки может потерять устойчивость и превратиться в параметрический генератор, возбуждение которого является частным случаем параметрического резонанса [11], который имеет место при $f_n = \frac{f_i + f_j}{N}$ ($1 \leq i \leq j \leq m$, $N = 1, 2, \dots$), где f_i , f_j — собственные частоты системы, f_n — частота изменения парамет-

ров, m — число степеней свободы. Двухконтурный параметрический генератор интересен повышенной стабильностью частоты [12], малым уровнем собственных шумов.

В случае, когда собственные частоты системы двухконтурного параметрического генератора (f_1, f_2) находятся в кратном отношении с частотой изменения параметра, можно показать, что фазы колебаний в отдельных контурах находятся в кратном отношении с фазой сигнала накачки. Например, если в двухконтурном параметрическом генераторе сигнал частоты f_2 находится в кратном отношении с f_1 и получается выделением на нелинейном элементе (например, $f_2 = n f_1$), то f_1 синхронизирует колебание частоты f_2 . В этом случае $\varphi_2 = n \varphi_1$ и поскольку $f_n = f_1 + f_2 = (1+n)f_1$, то $f_1 = f_n / (1+n)$. Отсюда следует, что делитель частоты является одновременно делителем фазы. Для стабильного деления фазы при изменении частоты пульсаций параметра необходимо выполнение условия $Q_1 = Q_2$, что связано с возникающими из-за изменения частоты накачки равными сдвигами фаз в обоих контурах параметрического генератора, т. е. $\text{tg } \theta_1 = 2\xi_1 Q_1 = \text{tg } \theta_2 = 2\xi_2 Q_2$. Таким образом, двухконтурный параметрический генератор можно использовать в качестве структурного элемента фазометрической системы для деления фазы сигнала при высокой скорости изменения во времени сдвига фазы между когерентными сигналами. В этом случае сигналом накачки должен служить входной сигнал, при кратном соотношении между частотами контуров и сигнала накачки.

В двухконтурном генераторе сумма частот колебаний всегда точно равна частоте накачки. Однако каждая из собственных частот системы в общем случае не связана жестко с частотой накачки, поэтому возможно захватывание генератора внешней силой, если частота этой внешней силы близка к одной из генерируемых частот. При условии $\Delta = f_n - (f_1 + f_2) \approx 0$ и малой внешней силе, изменение фазы в пределах полосы синхронизации лежит в интервале от $-\pi/2$ до $+\pi/2$. Если $\Delta \neq 0$, то область устойчивых фаз φ_1' уже иная, а именно $-\pi/2 - \lambda \leq \varphi_1' \leq \pi/2 + \lambda$, где λ — некоторая константа [11]. Это свойство двухконтурного параметрического генератора, работающего в режиме синхронизации внешней силой, может быть также использовано в фазометрических системах для получения сравнительно сильного сигнала, снимаемого с параметрического генератора, частота и фаза которого управляются частотой и фазой внешнего (усиливаемого) сигнала.

Эксперимент

Экспериментально исследовались фазовые сдвиги и фазовая стабильность в следующих параметрических структурных элементах на полупроводниковых диодах: параметрические умножители частоты, двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к частоте $f_n + f_c$, двухконтурный параметрический усилитель-преобразователь к $f_n - f_c$, двухконтурный параметрический усилитель с отрицательным сопротивлением, двухконтурный параметрический генератор с кратным целочисленным отношением собственных частот контуров и частотой накачки $f_n = f_1 + f_2 = (n+1)f_1$; в двухконтурный параметрический генератор с синхронизацией колебания в первом контуре внешней силой.

В результате этих экспериментальных исследований были собраны и опробованы два варианта двухканального фазометра с умножением частоты и усилением амплитуды, собранные исключительно из параметрических устройств на полупроводниковых диодах.

Исследование сдвига фазы и фазовой стабильности параметриче-

ских устройств и фазометра в целом проводились для большей точности в диапазоне нескольких мегагерц методом нуль-отсчета с введением эталонного сдвига фазы с помощью градуированного четырехфазного емкостного фазовращателя [14]. В качестве нелинейных реактивных элементов во всех исследованных устройствах использовались сплавные кремниевые диоды типа Д-207.

1. Проведенные измерения, в частности, показали, что в случае умножителя (удвоителя частоты) стабильность фазы умноженного сигнала тем больше, чем выше обратное напряжение смещения (рис. 3)

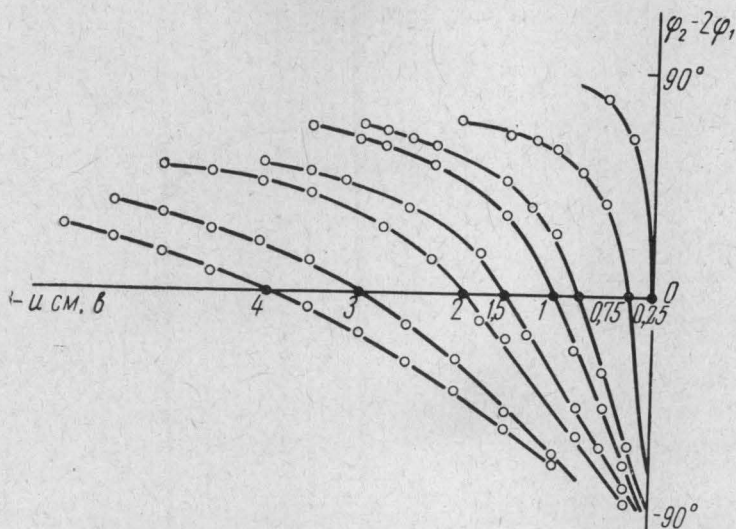


Рис. 3. Влияние обратного напряжения смещения на диоде связи на фазу выходного сигнала в двухконтурном параметрическом умножителе частоты

на диоде. Например, при обратном смещении $U_{см} = -0,25$ в нестабильность фазы $\delta_{0,25}\varphi_2 \approx 0,17 \cdot 10^{-6}$, при $U_{см} = -4$ в, $\delta_4\varphi_2 \approx 0,08 \cdot 10^{-6}$. (Нестабильность фазы в этом и следующих соотношениях выражается в единицах относительного сдвига частоты.) Экспериментально подтверждено также, что наилучшим условием для стабильной работы двухконтурного параметрического умножителя частоты с точки зрения стабильности фазы является работа на границах полосы пропускания.

2. Измерение фазовых сдвигов, фазовой нестабильности и изучение особенностей параметрических усилителей проводилось на усилителях балансного типа. Показано, что параметрический усилитель с отрицательным сопротивлением передает информацию о сдвиге фазы непосредственно, а усилители-преобразователи $f_n \pm f_c$ — с помощью второго канала при общем для двух каналов сигнале накачки. В согласии с предыдущими расчетами обнаружено, что при больших коэффициентах усиления двухконтурного параметрического усилителя-преобразователя к $f_n - f_c$ и двухконтурного усилителя с отрицательным сопротивлением паразитные фазовые сдвиги между выходным и входным сигналами в них существенно превосходят таковые для усилителя-преобразователя к $f_n + f_c$.

Нестабильность фазового сдвига от напряжения смещения на диоде в двухконтурных усилителях меньше в случае автоматического смещения, чем в случае принудительного смещения.

На рис. 4,а и б приведены фазовые характеристики усилителей-преобразователей к $f_H \pm f_c$ в зависимости от относительного изменения емкости входного контура, на которых видны также зависимости резонансных кривых и фазовых характеристик от амплитуды накачки (амплитудно-фазовые искажения, рассмотренные выше) и обратного напряжения смещения.

3. Проведено экспериментальное изучение двухконтурных параметрических генераторов в качестве структурных элементов фазометрических систем. В соответствии с расчетами при целочисленном отношении между частотами контуров и частотой накачки происходит взаимосинхронизация колебаний обоих контуров, что приводит к стабильному

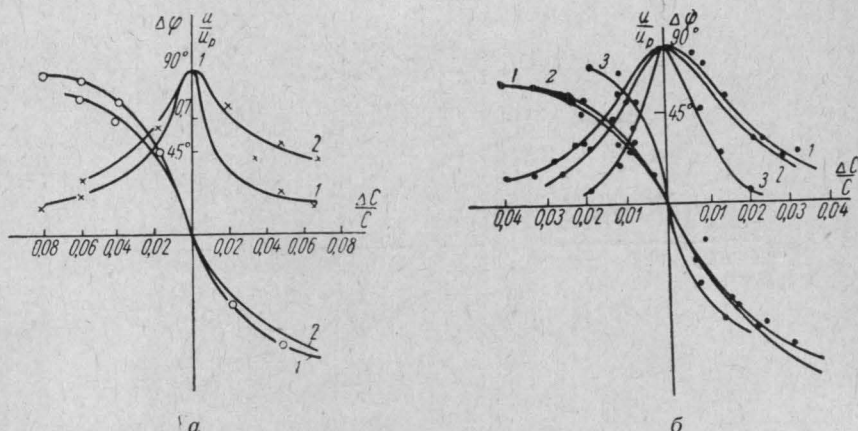


Рис. 4. Резонансная и фазовая характеристики двухконтурного параметрического: а — усилителя-преобразователя к $f_H + f_c$ в зависимости от изменения емкости входного контура, сигнал накачки для кривой 2 в два раза больше, чем для кривой 1 и б — усилителя с отрицательным сопротивлением от изменения емкости выходного контура: 1 — при $-0,25 \text{ в}$, 2 — при -1 в , 3 — при -2 в

делению сдвига фазы сигнала накачки на число, соответствующее отношению f_H/f_1 и f_H/f_2 , где первое относится к колебаниям в первом контуре (f_1), второе — к колебаниям во втором контуре (f_2).

При исследовании двухконтурного параметрического генератора с синхронизацией колебаний в первом контуре слабым внешним сигналом экспериментально проверялось постоянство фазового сдвига между обоими каналами (умножение частоты в 2 и 3 раза осуществлено для устранения большой связанности каналов). В соответствии с теоретическим рассмотрением сдвиг фазы между внешним сигналом и синхронизированным сигналом в первом контуре лежит в пределах от $-\pi/2$ до $+\pi/2$ в зависимости от расстройки контура в пределах полосы синхронизации.

4. Исследованы фазовая стабильность и особенности работы двух вариантов двухканальных фазометрических систем с умножением частоты и усилением амплитуды, собранных исключительно на параметрических структурных элементах. Блок-схема фазометра такого типа показана на рис. 5. В качестве параметрического усилителя в одном варианте (I) использовался двухконтурный усилитель-преобразователь к $f_H + f_c$, в другом (II) — двухконтурный усилитель с отрицательным сопротивлением. Измерялась фазовая стабильность таких двухканальных фазометров от изменения амплитуды и частоты сигнала и накачки в обоих каналах, от времени, температуры, что соответствует реальным

условиям работы фазометров. В случае фазометра с параметрическими усилителями-преобразователями к $f_H + f_c$ умножение частоты в каждом из каналов равнялось 3. В фазометре с параметрическими усилителями с отрицательным сопротивлением умножение частоты в одном канале равнялось 2, в другом 3. Фазовая стабильность фазометра с усилителями-преобразователями к $f_H + f_c$ в единицах относительного изменения частоты составила $\delta_{\pm} \approx 6 \cdot 10^{-13}$, фазометра с параметрическими усили-

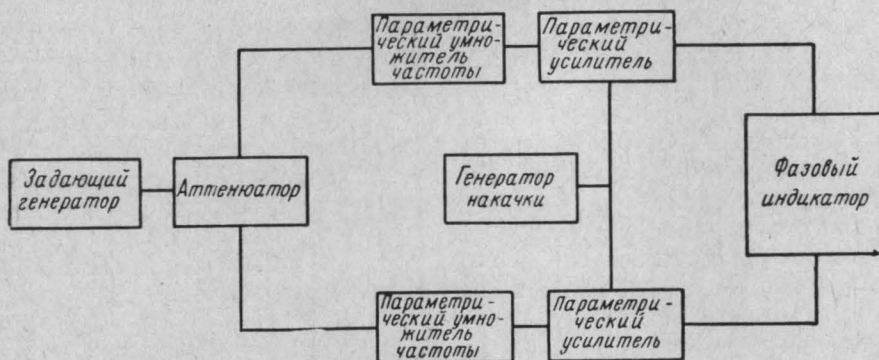


Рис. 5. Блок-схема двухканального фазометра параметрического типа

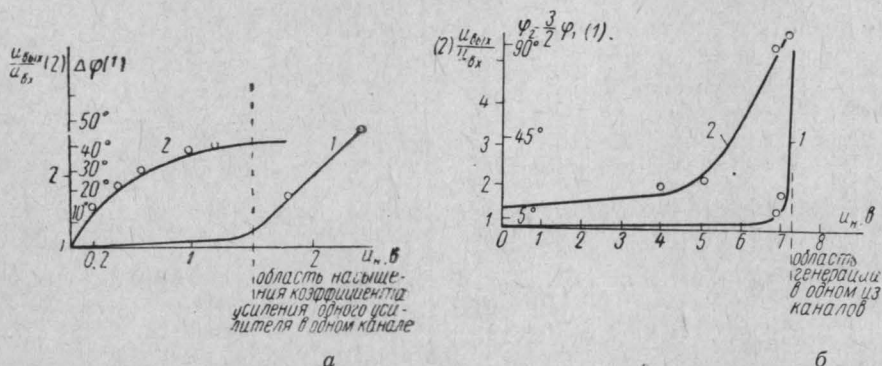


Рис. 6. Зависимость фазовой нестабильности двухканального фазометра параметрического типа и коэффициентов усиления параметрических усилителей данного фазометра от изменения амплитуды накачки. а — усилитель-преобразователь к $f_H + f_c$, б — усилитель с отрицательным сопротивлением

телями с отрицательным сопротивлением $\delta_0 \approx 2,5 \cdot 10^{-12}$, что соответствует расчетам, проведенным выше. Зависимость паразитного сдвига фазы и коэффициента усиления в двух вариантах фазометров параметрического типа от изменения амплитуды накачки показана на рис. 6.

Стабильность частоты генератора накачки в случае фазометра с усилителем-преобразователем к $f_H + f_c$ составляет 3—5%, в случае фазометра с усилителем с отрицательным сопротивлением 0,05% (при разрешающей способности индикатора $\Delta\varphi_{0 \text{ мин}} = 4^\circ$). При изменении амплитуды сигнала в I варианте фазометра от 0,01 до 0,07 в и во II от 0,1 до 0,4 в паразитный сдвиг фазы $\Delta\varphi_{\text{пар}} \leq \Delta\varphi_{0 \text{ мин}}$. Меньшее относительное влияние на паразитный сдвиг фазы между выходными сигналами сигнала накачки по сравнению с усиливаемым сигналом объясняется балансными способами подачи на усилители сигнала накачки.

При изменении температуры полупроводникового диода в одном из

каналов (условие максимального температурного разбаланса двух диодов в двух каналах друг относительно друга) в интервале от 20 до 100°С паразитный сдвиг фазы $\Delta\varphi_{\text{пар}} \ll \Delta\varphi_{0 \text{ мин}}$. При одновременном изменении температуры всех диодов в схеме на 200°С также соблюдается условие $\Delta\varphi_{\text{пар}} \ll \Delta\varphi_{0 \text{ мин}}$.

Расчеты и результаты измерений позволяют заключить, что можно использовать параметрические структурные элементы в виде двухконтурных параметрических умножителей частоты, двухконтурных параметрических усилителей и двухконтурных параметрических генераторов с учетом их особенностей и достоинств для построения двухканальных фазометрических систем, свободных от недостатков, присущих ламповым вариантам фазометров (высокого уровня собственных шумов, высоких напряжений и значительных мощностей питания, ограниченного срока службы ламп, большого времени установления нуля фазометра, сравнительно больших габаритов и др.) и сохраняющих все их основные функциональные свойства.

Авторы благодарны В. В. Мигулину, С. А. Ахманову и А. А. Белову за ряд ценных замечаний и обсуждение результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сб. Новейшие исследования распространения радиоволн вдоль земной поверхности. Под ред. акад. Л. И. Мандельштама и акад. Н. Д. Папалекси. М.—Л., ГИТТЛ, 1945.
2. Мигулин В. В. «Успехи физич. наук», 33, № 3, 353, 1947.
3. Бонч-Бруевич А. М., Широков В. М. ЖТФ, 25, № 10, 1825, 1955.
4. Цветнов В. В. Диссертация. МАИ, 1956.
5. Карасев М. Д. «Успехи физич. наук», 69, № 2, 217, 1957.
6. Медведев В. И. Диссертация. МГУ, 1962.
7. Брагинский В. Б., Дианова В. А., Мустель Е. Р. «Радиотехника и электроника», 6, № 7, 1172, 1961.
8. Мигулин В. В. ЖТФ, 7, № 6, 627, 1937.
9. Page C. H. PIRE, 46, No. 10, 1738, 1958.
10. Leeson D. V., Weinreb S. PIRE, 47, No. 12, 2076, 1959.
11. Ильинский Ю. И., Карасев М. Д. «Вестн. Моск. ун-та», сер. физ., астроном., № 6, 3, 1961.
12. Ахманов С. А., Романюк А. К., Струков М. М. «Изв. вузов», сер. радиофиз., 4, № 1, 179, 1961.
13. Блекуэлл Л. А., Коцебу К. Л. Параметрические усилители на полупроводниковых диодах. М., «Мир», 1964.
14. Вишнечук И. М., Котюк А. Ф., Мизюк Л. Я. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.

Поступила в редакцию
31. 12 1964 г.

Кафедра
физики колебаний