

значительно меньше амплитуды фазирующего /измеряемого/ сигнала. В противном случае свободные колебания контура ПГ будут фазировать ПГ.

Предлагаемый фазометр позволяет с высокой точностью, определяемой в основном точностью градуировки фазовращателя Z , измерить фазы колебаний $f = 2,5$ МГц/, амплитуды которых уменьшались до величин порядка 1-5 мкВ. Улучшение качества экранировок и монтажа, а также некоторое усложнение схемы позволяет существенно повысить чувствительность прибора. Частота повторения импульсов подкачки равнялась 1,2 кГц, скважность - 2, амплитуда импульсов подкачки - 1 В.

Л и т е р а т у р а

1. Колтик Э.Д., Кравченко С.А., Поздняков И.Н. Метрологические работы ВНИИМ по фазометрии. Ж. "Измерительная техника", 1967, № 11.
2. Кушнир И.В., Савенко В.П., Верник С.М. Измерения в технике связи. М., "Связь", 1970.
3. Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М., "Советское радио", 1966.

Г.П. Вечканов, Р.А. Вечканова

ВЛИЯНИЕ ТЕПЛОВЫХ И ДРОБОВЫХ ШУМОВ НА ОШИБКУ РАЗЛИЧЕНИЯ ФАЗЫ В ПАРАМЕТРИЧЕСКОМ ГЕНЕРАТОРЕ

Как известно [1], параметрический генератор /ПГ/ может быть использован в качестве эффективного фазового квантователя при обнаружении и измерении параметров слабых сигналов. На рис. 1,а приведена эквивалентная схема одноконтурного ПГ с конкретной схемой связи его с источником фазирующего сигнала $U_{\beta x}(\varepsilon)$, внутреннее сопротивление которого R_c ; $U_n(t)$ - напряжение подкачки; R_{cm} и C_{cm} - элементы цепочки автосмещения. Шумы,

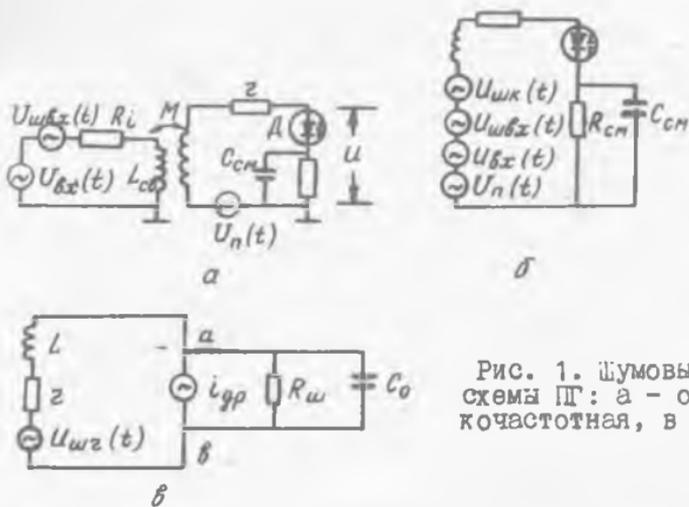


Рис. 1. Шумовые эквивалентные схемы ПТ: а - общая; б - высокочастотная, в - низкочастотная

поступающие по цепи фазирующего сигнала, учитываются путем включения генератора шумового напряжения $U_{ш\delta x}(t)$. Для удобства совместного рассмотрения шумов фазирующего сигнала и внутренних шумов ПТ приведем напряжение всех этих шумов к напряжению эквивалентного генератора, включенного последовательно в контур ПТ /рис. 1, б/, где $U_{\delta x}(t)$, $U_{ш\delta x}(t)$, $U_{шк}(t)$ - напряжения эквивалентных генераторов фазирующего сигнала, шума, поступающего по цепи фазирующего сигнала, и приведенного к входу шума контура; L и z - параметры контура с учетом влияния входной цепи.

Напряжение $U_{шк}(t)$ включает в себя тепловые шумы активного сопротивления контура $z-U_{шz}(t)$ и дробовые шумы варикапа - $U_{ш\delta p}(t)$

$$U_{шк}(t) = U_{шz}(t) + U_{ш\delta p}(t). \quad /1/$$

Генератор напряжения тепловых шумов включен в контур последовательно, поэтому дисперсия тепловых шумов, действующих в полосе частот Δf определяется выражением

$$U_{шz}^2 = 4kTz\Delta f, \quad /2/$$

где k - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура;

$$z = \frac{\sqrt{1 + \gamma_0 \sigma}}{\omega C};$$

σ, γ_0, C - соответственно затухание, начальная расстройка контура ПГ, емкость варикапа.

Для приведения к входу дробовых шумов заменим генератор то - ка /рис. 1, в/ последовательно включенным генератором напряжения. Дисперсия приведенных дробовых шумов

$$u_{шдр}^2 = 2q J_0 |z|^2 \Delta f, \quad /3/$$

где q и J_0 - заряд электрона и ток проводимости варикапа в рабочей точке;

$$|z| = \frac{R_w}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_w^2}} - \text{модуль полного сопротивления варикапа.}$$

Так как ПГ является резонансной системой, следует ожидать, что шумы в его контуре будут узкополосными, следовательно, их можно представить в виде

$$u_{шк}(t) = H(t) \cos[\omega t + V(t)], \quad /4/$$

где $H(t), V(t)$ - случайные функции.

Причем фаза $V(t)$ - равновероятна в пределах от 0 до 2π , амплитуда $H(t)$ считается распределенной по релеевскому закону.

Пусть

$$u_{бк}(t) = A \cos(\omega t + B). \quad /5/$$

В результате сложения сигналов /4/ и /5/ и при $A \gg H$ получается сигнал, амплитуда и фаза которого распределены по нормальному закону / 2 /. В линейных фазовых системах влиянием амплитудных шумов можно пренебречь / $H(t) = H$ / и при определении ошибок различения фазы в ПГ учитывать только фазовые шумы. Выражение /4/ приведем к виду

$$u_{шк}(t) = H \cos[(\omega + \nu)t + V], \quad /6/$$

где H, ν, V - случайные величины.

Представим Π в виде последовательного соединения идеального фазового квантователя и условного звена, производящего искажение спектра аналоговой информации, заключенной в фазе высокочастотных колебаний, и исследуем процессы, происходящие в контуре Π при воздействии входного сигнала в виде $\Lambda \cos(\omega t + B) + H \cos[(\omega + \nu)t + V]$ для фиксированных значений H, ν, V .

Дифференциальное уравнение, описывающее процессы в одно-контурном Π , имеет вид

$$LC(U) \frac{d^2 U}{dt^2} + L \frac{dC(U)}{dU} \left(\frac{dU}{dt} \right)^2 + \left[2C(U) + L \frac{dC(U)}{dU} \right] U = U_n(t) \cos 2\omega t + \Lambda \cos(\omega t + B) + H \cos[(\omega + \nu)t + V], \quad /7/$$

где U - полное напряжение на нелинейном элементе;
 u - переменная составляющая на нелинейном элементе;
 $C(U), i(U)$ - нелинейная емкость и ток проводимости диода;
 $U_n(t)$ - огибающая переднего фронта импульса подкачки с амплитудой U_n .

Уравнение решается методом медленно меняющихся амплитуд [3]:

$$U = A_1 \cos(2\omega t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega t + \varphi_2), \quad /8/$$

где A_1 и φ_1 - амплитуда и фаза подкачки,
 A_2 и φ_2 - медленно меняющиеся амплитуда и фаза субгармоники,
 2ω - частота подкачки.

Экспериментальные измерения емкости и тока проводимости в зависимости от напряжения и последующая аппроксимация полученных зависимостей экспоненциальными рядами показали, что с достаточной степенью точности нелинейные функции $C(U)$ и $i(U)$ могут быть представлены в виде

$$C(U) = C_0 \left\{ 1 + \sum_{i=1}^2 c_i (e^{A_i U} - 1) \right\}; \quad i(U) = i_0 e^{A_3 U}. \quad /9/$$

Для варикапа Д901 получены следующие параметры: $c = 0,67$; $\beta_1 = 0,255$; $c_2 = 0,185$; $\beta_2 = 5,158$; $C_0 = 10^{-10}$ Ф; $i_0 = 0,138 \cdot 10^{-10}$ А; $\beta_3 = 30,9$. Решение уравнения /7/ производим в предположении, что к моменту возбуждения субгармоники напряжение подкачки и напряжение на цепочке автосмещения уже установилось. Основным интерес представляет начальный этап возникновения субгармоники, на котором амплитуда A_2 еще достаточно мала. Прделав ряд стандартных операций по укорачиванию [3] и переходя от переменных A_2, φ_2 к переменным $A_s = A_2 \sin \varphi_2$ и

$$A_c = A_2 \cos \varphi_2, \text{ получим}$$

$$\frac{dA_c}{d\tau} = (m - \sigma') A_c + \xi A_s + \Lambda \sin B + H \sin(\xi \tau + V); \quad /10/$$

$$\frac{dA_s}{d\tau} = -(m + \sigma') A_s - \xi A_c - \Lambda \cos B + H \cos(\xi \tau + V),$$

где $m = \sum_{i=1}^2 c_i I_n(\beta_i A_i)$ - коэффициент модуляции нелинейной емкости;

$\xi = \xi_0 + \xi(E_{cm}) + \xi_n$ - полная расстройка контура;

$\xi_0 = \frac{\omega^2}{\Omega^2} - 1$ - начальная расстройка;

$\xi_n = \sum_{i=1}^k c_i [I_n(\beta_i A_i) - 1]$ - нелинейная расстройка;

$\xi(E_{cm})$ - расстройка контура из-за напряжения автосмещения E_{cm} ;

σ' - затухание контура, $\sigma' = \frac{r}{\Omega L} + \frac{g_0}{\Omega C_0}$;

Ω - собственная частота контура;

$g_0 = i_0 \beta_3$ - проводимость диода в рабочей точке;

$I_n(\beta_i A_i)$ - модифицированная функция Бесселя n -го порядка;

$$\tau = \frac{\Omega t}{2\pi}, \quad \xi = \frac{2\nu}{\Omega}$$

При балансной схеме ПГ, для которой справедлива эквивалентная схема /рис. 1/, $A_i = U_n$.

С помощью линейного преобразования $A_c = X + \gamma Y$, $A_s = \gamma X + Y$,

где

$$\gamma = -\frac{\xi}{m + \sqrt{m^2 - \xi^2}};$$

производим переход к нормальным координатам X , Y . Решение получающейся в этом случае системы уравнений имеет вид:

$$X = X_1 e^{\lambda_1 \tau} + X_2;$$

$$Y = Y_1 e^{\lambda_2 \tau} + Y_2,$$

/11/

где $\lambda_{1,2} = -\sigma \pm \sqrt{m^2 - \xi^2}$.

Перейдем к координатам $\bar{X} = X - X_2$; $\bar{Y} = Y - Y_2$, в плоскости которых особая точка решений /11/ совпадает с началом координат. Ось \bar{X} - сепаратриса, а ось \bar{Y} - асимптота. Скорость возрастания субгармоники определяется коэффициентом при экспоненциальной функции в решении для составляющей X :

$$X_1 = A_s \sin B + A_c \cos B + H_s \sin V + H_c \cos V, \quad /12/$$

где

$$H_{s,c} = \frac{H}{1-\gamma^2} [\lambda_{s,c}(\xi) + \sigma'_{s,c}(\xi)]; \quad A_{s,c} = \frac{A}{1-\delta^2} [\lambda'_{s,c} + \sigma'_{s,c}];$$

$$\lambda_s(\xi) = \frac{\lambda_1 - \delta \xi}{\xi^2 - \lambda_1^2}; \quad \lambda_c(\xi) = \frac{\lambda_2 - \xi}{\xi^2 + \lambda_2^2}; \quad \sigma_s(\xi) = \frac{\sigma + \delta(\xi + \xi)}{\sigma^2 + (\xi + \xi)^2};$$

$$\sigma'_c(\xi) = \frac{\sigma \delta - (\xi + \xi)}{\sigma^2 + (\xi + \xi)^2}, \quad \lambda'_{s,c} = \lambda_{s,c}(0), \quad \sigma'_{s,c} = \sigma_{s,c}(0).$$

Характеристики условного звена могут быть определены из условия

$$X_1 = 0,$$

/13/

что равносильно нахождению изображающей точки на сепаратрисе при любых параметрах входного сигнала. Это позволит осуществ

вить приведение фазовой модуляции входного сигнала с частотой ν к эквивалентным колебаниям положения сепаратрисы на фазовой плоскости. Зависимость амплитуды эквивалентных колебаний сепаратрисы от частоты ν будем называть частотной характеристикой условного звена эквивалентной схемы квантователя на ПГ.

Амплитуда эквивалентных колебаний сепаратрисы определяется относительно положения ее в отсутствии шумов. Для этого полагаем $H = 0$.

$$\text{Тогда } X_1 = \Lambda_s \sin V_c + \Lambda_c \cos V_c = 0,$$

где V_c - фаза входного сигнала в отсутствии шумов, при которой изображающая точка в плоскости \bar{X}, \bar{Y} находится на сепаратрисе.

Отсюда $V_c = -\text{arctg}(\Lambda_c / \Lambda_s)$. При появлении дополнительного малого сигнала с амплитудой H и с фиксированными значениями ν и V происходит изменение углового положения сепаратрисы на величину β . нас будут интересовать только отклонения фазы входного сигнала от фазы V_c в зависимости от H, V, ν . Представим фазу входного сигнала в виде

$$V = V_c + \beta. \quad /14/$$

Полагая $\Lambda \gg H$, на основании выражений /12/, /13/, /14/ определяем сдвиг фаз

$$\beta = \frac{H_s \sin V + H_c \cos V}{\Lambda_c \sin V_c - \Lambda_s \cos V_c}. \quad /15/$$

Как следует из равенства /15/, величина β зависит от амплитуды фазирующего сигнала Λ , поэтому за основную характеристику ошибок различения фаз в ПГ удобнее принимать характеристику амплитудных шумов $\Lambda \beta$. Если считать, что амплитуда H распределена по нормальному закону, а фаза V - равновероятна в пределах от 0 до 2π , и случайный процесс является узкополосным, то ортогональные случайные величины $H \sin V$ и $H \cos V$ являются независимыми. Отсюда следует, что дисперсия ошибок квантования

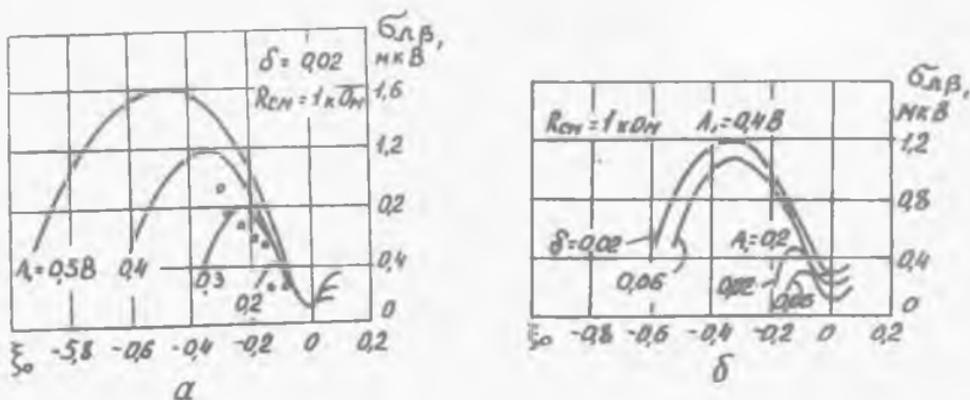


Рис. 2. Зависимости среднеквадратического значения шумов $\sigma_{ЛВ}$ от расстройки ξ_0 при различных напряжениях подкачки A_1 /а/ и затуханиях контура δ /б/

$$\sigma_{ЛВ}^2 = \frac{\Lambda^2}{\Lambda_s^2 + \Lambda_c^2} \int_0^\infty [H_s^2(f) + H_c^2(f)] df.$$

Производя приближенное интегрирование, получим

$$\sigma_{ЛВ}^2 = \frac{2kTm^2\lambda_1^2(1+\varphi_0)(\sigma^2 + \varphi_0^2)}{\pi C_0(\lambda_1^2 + \varphi^2)[(\lambda_1 + \sigma)^2 + \varphi_0^2]}.$$

Известно, что для варикапов типа Д901 ток проводимости $J_0 = 0,1$ мкА. При этом составляющая дробовых шумов имеет величину второго порядка малости.

На рис. 2 приведены графики зависимостей $\sigma_{ЛВ}$ от различных параметров контура ПК / ξ_0, σ / и напряжений подкачки A_1 . Из графиков видно, что при использовании ПГ в качестве квантователя для уменьшения внутренних шумов необходимо устанавливать $\varphi = 0$.

На рис. 2,а нанесены точки экспериментальных измерений при $A_1 = 0,5$ В. Теоретические исследования производились для прямоугольной формы импульса подкачки, что невозможно осуществить экспериментально из-за возникновения в контуре ПГ ударных коле-

баний /шумов включения/ [4]. Поэтому экспериментальные измерения произведены при трапецеидальной форме импульса подкачки, причем крутизна переднего фронта была равна $K = \frac{dA_1}{dt} = 0,012$. Этим и объясняется некоторое превышение результатов теоретических исследований над экспериментальными. Описание экспериментальной установки приведено в работе [4].

Л и т е р а т у р а

1. Комолов В.П., Рошаль А.С., Трофименко И.Т., Фельдман Б.Я. Параметроны в цифровых устройствах. М., "Энергия", 1968.
2. Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники. М., "Советское радио", 1966.
3. Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М., "Советское радио", 1966.
4. Вечканов Г.П., Вечканова Р.А. Шумы включения и собственные шумы в одноконтурном параметрическом генераторе. Труды МАИ, вып. 200, 1970.

Н.И.Филимонов

ПРИБОР ДЛЯ КОНТРОЛЯ И АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДИФфуЗИОННОЙ СВАРКОЙ

Измерение температуры и ее контроль является главной задачей при определении характеристик во многих технологических процессах.

Схема "термопара - усилитель" наиболее применима в настоящее время для измерения температур. В качестве усилителя применяются обычно усилители постоянного тока /УПТ/.

При температурах порядка 500-600°C и выше термопары выдают сигнал на выходе 100 мкВ и дальнейшее усиление такого сигнала не вызывает серьезных затруднений.