

О ФАЗОВОЙ ОШИБКЕ В СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЕ

Е. П. Иванова, Н. И. Иванов, В. Ф. Кравченко

Харьков

Для точного определения ширины спектральной линии, структуры спектра доплеровских частот и выходных сигналов систем формирования образцовых частот используют узкополосные приемники с фазовой автоподстройкой (ФАП) низкочастотного кварцевого генератора.

Изучение флуктуационных процессов в реальных фазово-когерентных системах представляет интерес для теоретического объяснения флуктуационных явлений и практического применения времязадающей и синхронизирующей аппаратуры. Настоящая работа посвящена расчету фазовой ошибки в прецизионных приемниках с ФАП.

Блок-схема рассматриваемого устройства представлена на рис. 1. Система работает следующим образом. Принимаемый сигнал усиливается малошумящим усилителем 1 поступает на смеситель 2. Гетеродином является умножитель частоты 3 управляемого по фазе кварцевого генератора 4. Сигнал биений на выходе 2 через усилитель промежуточной частоты 5 действует на фазовый детектор 6. С выхода 6 сигнал рассогласования через фильтр нижних частот 7 управляют по фазе 4.

Этот классический тип приемника подробно рассмотрен в [1], где показано, что при малых фазовых флуктуациях комплексный коэффициент передачи устройства имеет вид

$$K(i\omega) = \frac{1 \mp i\omega\tau_1}{1 \mp i\omega(\tau_1 \mp 1/K_0) \mp \frac{(i\omega)^2\tau_2}{2K_0}}, \quad (1)$$

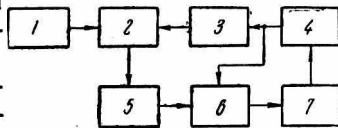


Рис. 1. Блок-схема когерентного приемника.

где τ_1, τ_2 — параметры пропорционально-интегрирующего фильтра в цепи ФАП; ω — частота; K_0 — коэффициент усиления приемника при разомкнутой цепи ФАП.

Для активных квантовых стандартов частоты и когерентных доплеровских устройств в большинстве случаев характеристика (1) рассчитывается как оптимальный фильтр Винера [1, 2] на минимальную среднеквадратичную фазовую ошибку при наличии аддитивного шума, ограниченного по полосе.

В этом случае параметры в (1) определяются следующим образом:

$$\tau_1 = \frac{3}{2\alpha}; \quad (2)$$

$$\tau_2 = \frac{9K_0}{8\alpha^2}, \quad (3)$$

где α — эквивалентная шумовая полоса приемника, которая может быть определена через $K(i\omega)$;

$$\alpha = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-i\infty}^{+i\infty} |K(i\omega)|^2 d\omega}{|K(0)|^2}. \quad (4)$$

В реальных следящих системах обычно имеет место $\tau_1 \gg \frac{1}{K_0}$. В этом случае выражение (1) на основании (2), (3) приобретает вид

$$K(i\omega) = \frac{1 \nabla i\omega\tau_1}{1 \nabla i\omega\tau_1 \nabla \frac{(i\omega\tau_1)^2}{2}}. \quad (5)$$

В соответствии с определением суммарная фазовая ошибка на выходе b может быть найдена из соотношения

$$\varepsilon_{\varphi}^2 = \int_0^{\infty} [S_{\varphi_{\text{сх}}}(\omega) |K(i\omega)|^2 + S_{\varphi_k}(\omega) |1 - K(i\omega)|^2 |H(i\omega)|^2] d\omega. \quad (6)$$

Здесь $H(i\omega)$ — комплексный коэффициент передачи измерительного устройства; $S_{\varphi_{\text{сх}}}(\omega)$ и $S_{\varphi_k}(\omega)$ — спектральные плотности фазовых флуктуаций схемы приемника и кварцевого генератора (рис. 1). Согласно (6), для определения величины ε_{φ}^2 необходимо знать вклад различных источников шума следящей системы в суммарную нестабильность фазы. Поскольку нас интересует предельный уровень фазовой ошибки в приемнике, мы не будем учитывать внутренние шумы, возникающие за счет помех электромагнитного происхождения, акустических шумов, пульсаций питающих напряжений и других факторов, подлежащих устранению соответствующими конструктивными мерами. О величинах $S_{\varphi_{\text{сх}}}(\omega)$ и $S_{\varphi_k}(\omega)$ мы располагаем некоторыми сведениями [2].

Спектральная плотность фазовых флуктуаций усилителя квазимонохроматических сигналов определяется его фактором шума F и мощностью сигнала на входе P :

$$S_{\varphi_1}(\omega) = \frac{FKT}{P}, \quad (7)$$

где K — постоянная Больцмана; T — температура активной части входного импеданса усилителя.

Экспериментально установлено, что флуктуации фазы сигнала, обусловленные флуктуациями сопротивления смесителя (избыточный шум) имеют следующую спектральную плотность:

$$S_{\varphi_2}(\omega) = \frac{A}{P_k \omega^\gamma}. \quad (8)$$

Здесь A — параметр, определяемый режимом работы кристаллического смесителя и типом применяемых диодов; P_k — мощность сигнала на выходе умножителя частоты; γ — коэффициент, принимающий значения от 0,5 до 2. Для СВЧ смесительных диодов коэффициент A колеблется в пределах от 10^{-13} до 10^{-16} . Мощность P_k выбирают из условия оптимальной работы смесителя, обычно в диапазоне 10^{-3} вт.

Остаточный или предельный технический уровень флуктуаций частоты кварцевого генератора, обусловленный фликкер-шумами усилительных элементов схемы автогенератора, определяется спектральной плотностью частотных флуктуаций:

$$S_{\dot{\varphi}_4}(\omega) = \frac{B\omega_{кв}^2}{Q^2\omega^\gamma}, \quad (9)$$

где B — параметр, характеризующий уровень фликкер-шума ламп (транзисторов); $\omega_{кв}$ — круговая частота автогенератора; Q — эквивалентная добротность кварцевого резонатора. Учитывая, что $S_{\dot{\varphi}}(\omega) = \omega^2 S_{\varphi}(\omega)$, запишем

$$S_{\varphi_4}(\omega) = \frac{B\omega_{кв}^2}{Q^2\omega^{2+\gamma}}. \quad (10)$$

Фазовые вариации, имеющие место в умножителях частоты, исследованы в [2]. В результате получено, что основной причиной кратковременных флуктуаций частоты в умножителях является аддитивный фазовый шум. Фазовые флуктуации полупроводниковых умножителей частоты представляют собой фликкер-шум

$$S_{\varphi_5}(\omega) = \frac{Cn^2}{\omega^\gamma}, \quad (11)$$

где C — параметр, определяемый режимом работы и типом применяемых полупроводников, n — коэффициент умножения кварцевого генератора.

Подставляя выражения (5), (7)—(11) в (6) и производя несложные преобразования, получаем для случая, когда $H(i\omega)$ имеет прямоугольную характеристику с полосой пропускания, равной Δ , $\gamma = 1$, и сравнительно большом коэффициенте усиления 1 (при этом условии шумами 5 можно пренебречь) следующее выражение:

$$\begin{aligned} \epsilon_{\varphi}^2 = & \int_0^{\infty} \left[\left(\frac{FKT}{P} + \frac{A}{P_{\kappa\omega}} + \frac{Cn^2}{\omega} \right) \frac{1 \mp \omega^2\tau_1^2}{(1 \mp \omega^4\tau_1^4/4)} + \right. \\ & \left. + \frac{B\omega_{\text{КВ}}^2}{Q^2} \cdot \frac{\omega\tau_1^4/4}{(1 \mp \omega^4\tau_1^4/4)} \right] |H(i\omega)|^2 d\omega = \frac{3FKT\alpha}{2\sqrt{2}P} + \\ & + \left(\frac{A}{P_{\kappa}} + Cn^2 \right) \alpha^4 \left[\frac{\tau_1^2}{2\alpha^2} \arctg \frac{\Delta^2}{\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^4} \ln \Delta T_1 - \right. \\ & \left. - \frac{1}{4\alpha^4} \ln \left(\frac{\alpha^4 \mp \Delta^4}{\alpha^4} \right) \right] + \frac{\pi B\omega_{\text{КВ}}^2}{8Q^2\alpha^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь T_1 — время измерительного процесса.

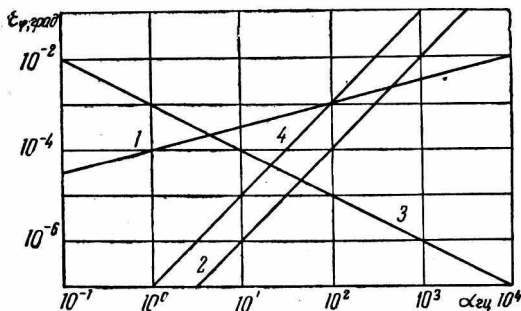


Рис. 2. Величина фазовой ошибки на выходе приемника:

1 — тепловые шумы устройства; 2, 4 — вклад шумов смесителя и умножителя частоты; 3 — фазовая нестабильность кварцевого генератора.

Для простоты рассмотрим лишь ситуацию, когда $\Delta = \alpha$ и $1/T_1 \ll \Delta$. Из (12) получаем

$$\epsilon_{\varphi}^2 = \frac{3FKT\alpha}{2\sqrt{2}P} + \left(\frac{A}{P_{\kappa}} + Cn^2 \right) \frac{\pi}{4} \alpha^4 + \frac{\pi B\omega_{\text{КВ}}^2}{8Q^2\alpha^2}. \quad (13)$$

На основании (13) нетрудно выразить связь между основными параметрами приемного устройства (рис. 1) и фазовой ошибкой на выходе б.

График функции ϵ_{φ} и вклад отдельных источников шума в фазовую ошибку следящей системы, рассчитанные по формуле (13), представлены на рис. 2. Параметры приемного устройства заимствованы из [2] и имеют значения: $F = 10$; $T = 300^\circ \text{K}$;

$P = 10^{-12}$ вт; $A = 10^{-13}$ вт; $P_k = 10^{-3}$ вт; $B = C = 10^{-10}$;
 $\omega_{кв} = \pi \cdot 10^7$ сек $^{-1}$; $Q = 5 \times 10^5$; $n = 10^3$.

Анализ (13) и представленных на рис. 2 зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

1. Величина ϵ_ϕ имеет минимальное значение при определенной полосе пропускания следящей системы, равной $\alpha_{\text{опт}}$.

2. При $\alpha < \alpha_{\text{опт}}$ основным источником фазовой ошибки в следящей системе являются флуктуации параметров кварцевого генератора; при $\alpha > \alpha_{\text{опт}}$ существенное влияние на величину ϵ_ϕ оказывают шумы смесителя квазимонохроматических сигналов, умножителя частоты и тепловые флуктуации системы.

3. Приведенный расчет фазовой ошибки в следящей системе позволяет произвести простую сравнительную оценку чувствительности когерентных приемников и обосновать выбор оптимальных параметров, входящих в следящую систему приборов.

В заключение отметим, что приведенные численные результаты отражают современный уровень техники, а потому их не следует интерпретировать как предельные величины, которые могут быть достигнуты в фазово-когерентных устройствах. Рассмотренный метод расчета фазовых флуктуаций в когерентном приемнике успешно применяется для оптимального переноса высокой кратковременной стабильности частоты рубидиевого квантового генератора на парах Rb⁸⁷ в низкочастотный диапазон [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Э. Д. Витерби. Принципы когерентной связи. Изд-во «Советское радио», 1970.

2. Н. И. Иванов. Автореф. канд. дисс., Харьков, 1971.