Последний член этого выражения представляет собой абсолютную ошибку измерения

$$\Delta T = (T_{э_1} - T_x)\,\Gamma^2. \tag{8}$$

Выбирая температуру первого эталона $T_{э_1}$, близкую к температуре человека, эту ошибку можно сделать, как и в работе [1], очень малой. Обычная контактная антенна имеет КСВН с телом человека около 2,0—2,2. Этому соответствует коэффициент отражения $\Gamma^2=0{,}1\div0{,}15$. Если выбрать температуру первого эталона 35° С (308 К), что близко к температуре радиоизлучения человека, то ошибка измерения не превысит ±0,1—0,15 К.

В заключение автор приносит благодарность В. С. Троицкому за просмотр рукописи и ценные указания.

ЛИТЕРАТУРА

1 Троицкий В С — Изв. вузов — Радиофизика, 1981, 24, № 9, с. 1054.

Научно-исследовательский радиофизический институт

Поступила в редакцию 4 января 1984 г.

УДК 681 511:621 317.76 089 68

АНАЛИЗ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В КВАНТОВОМ СТАНДАРТЕ ЧАСТОТЫ

С А. Козлов, В. А Логачев, В. В. Мартынов

Работа [1] посвящена анализу дискриминационных характеристик двухконтурной системы АПЧ в пассивном квантовом стандарте частоты (КСЧ). В настоящей работе, являющейся продолжением [1], проводится теоретический анализ устойчивости двухконтурной системы АПЧ в КСЧ, переходных процессов, определяются статические и динамические погрешности.

При анализе будем предполагать, что инерционность всех элементов схемы мала по сравнению с инерционностью интегрирующих усилителей

Для расстроек кварцевого генератора относительно частоты атомного перехода и резонатора (относительно частоты кварцевого генератора) можно написать

$$\Delta\omega_{кв}(t) = \Delta\omega_{н.кв} - S_{кв}\, U_{у1}(t); \tag{1}$$

$$\Delta\omega_{р}(t) = \Delta\omega_{н.р} - S_{р} U_{у2}(t), \tag{2}$$

где $\Delta\omega_{н\ кв}$, $\Delta\omega_{н\ р}$ — начальные расстройки кварцевого генератора и резонатора, $U_{у1}$, $U_{у2}$ — напряжения на выходах интегрирующих усилителей, $S_{кв}$, $S_{р}$ — крутизна управления частотой кварцевого генератора и резонатора

Для напряжений на выходах интегрирующих усилителей имеем

$$(k_i + 1)\, T_i' \frac{dU_{yi}(t)}{dt} + U_{yi}(t) = k_i\, U_{дi}(t), \quad i = 1, 2, \tag{3}$$

где k_i — коэффициент усиления интегрирующего усилителя по постоянному току, T_i' — постоянная времени RC-цепочки в интегрирующем усилителе, $U_{дi}$ — напряжения на выходах синхронных детекторов.

Для напряжений на выходах синхронных детекторов $U_{дi}$ в случае малых расстроек $\Delta\omega_{кв}(t)$ и $\Delta\omega_{р}(t)$ можно написать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} U_{д1}(t) &= S_{11} N \Delta\omega_{кв}(t - T_{з1}) + S_{12}\Delta\omega_{р}(t - T_{з1}), \\ U_{д2}(t) &= S_{21} N \Delta\omega_{кв}(t - T_{з2}) + S_{22}\Delta\omega_{р}(t - T_{з2}), \end{aligned} \tag{4}$$

где $T_{зi}$ — времена запаздывания в трактах прохождения сигнала, N — коэффициент умножения частоты кварцевого генератора, S_{11}, S_{22} — крутизны дискриминатора по расстройке кварцевого генератора и резонатора соответственно, S_{12}, S_{21} — взаимные крутизны дискриминатора, отражающие связь между расстройками кварцевого генератора и резонатора

На основании уравнений (1)—(4) эквивалентную структурную схему анализируемой системы АПЧ можно представить в виде, показанном на рис. 1. На нем пунктиром приведена эквивалентная структурная схема дискриминатора, включающая в себя квантовый дискриминатор *2*, приемник СВЧ (элементы *7*, *10*, *14* на структурной схеме рис. 1 работы [1]), селективные усилители *11*, *15*, синхронные детекторы *12*, *16*. Решая совместно уравнения (1)—(4), получаем систему двух дифференциальных уравнений, описывающую процессы в КСЧ,

$$T_1 \frac{dx(t)}{dt} + \beta_1 x(t - T_{31}) + x(t) + \frac{\beta_1 S_{12}}{S_{11}N} y(t - T_{31}) = x_н(t) + T_1 \frac{dx_н(t)}{dt},$$

$$T_2 \frac{dy(t)}{dt} + \beta_2 y(t - T_{32}) + y(t) + \frac{\beta_2 S_{21}N}{S_{22}} x(t - T_{32}) = y_н(t) + T_2 \frac{dy_н(t)}{dt}, \tag{5}$$

где введены следующие обозначения $(k_i+1)T_i = T_i$, $i=1,2$, $\Delta\omega_{кв}(t)=x(t)$, $\Delta\omega_р(t)=y(t)$, $\Delta\omega_{н\ кв}=x_н$, $\Delta\omega_{н\ р}=y_н$, $\beta_1=S_{11}S_{кв}Nk_1$ — коэффициент регулирования системы по кольцу АПЧ кварцевого генератора, $\beta_2=S_{22}S_рk_2$ — коэффициент регулирования системы по кольцу АПЧ резонатора

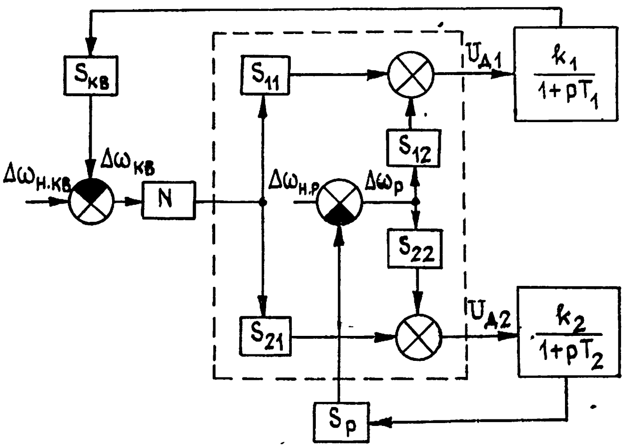

Рис 1.

Найдем условия устойчивости системы (5). Предполагая, что времена запаздывания T_{31}, T_{32} существенно меньше постоянной времени системы АПЧ, разложим функции $x(t-T_{3i})$, $y(t-T_{3i})$ в ряд и ограничимся первыми двумя членами ряда Тогда система уравнений (5) принимает следующий вид:

$$(T_1 - \beta_1 T_{31})\dot{x} + (1+\beta_1)x - \frac{S_{12}\beta_1}{S_{11}N}(T_{31}\dot{y} - y) = x_н + T_1\dot{x}_н,$$

$$(T_2 - \beta_2 T_{32})\dot{y} + (1+\beta_2)y - \frac{S_{21}N\beta_2}{S_{22}}(T_{32}\dot{x} - x) = y_н + T_2\dot{y}_н. \tag{6}$$

Применяя метод Раута—Гурвица к исследованию данной системы на устойчивость, получим следующие условия устойчивости.

$$(T_1 - \beta_1 T_{31})(T_2 - \beta_2 T_{32}) - S\beta_1\beta_2 T_{31}T_{32} > 0; \tag{7а}$$

$$(1+\beta_2)(T_1 - \beta_1 T_{31}) + (1+\beta_1)(T_2 - \beta_2 T_{32}) + S\beta_1\beta_2(T_{31} + T_{32}) > 0, \tag{7б}$$

$$(1+\beta_1)(1+\beta_2) - S\beta_1\beta_2 > 0, \tag{7в}$$

где $S=S_{12}S_{21}/S_{11}S_{22}$ имеет смысл коэффициента связи между двумя кольцами АПЧ. Эти неравенства можно свести к следующему условию для параметра S (здесь и далее для упрощения выражений будем полагать $\beta_1, \beta_2 \gg 1$):

$$-(\beta_1 T_2 + \beta_2 T_1)/\beta_1\beta_2(T_{31} + T_{32}) < S < 1. \tag{8}$$

Для того чтобы в устойчивой двухконтурной системе при отключении одного из колец АПЧ второе кольцо оставалось устойчивым, необходимо условие (8) дополнить условиями устойчивости каждого из колец при отсутствии связи между ними ($S=0$) [2].

$$\beta_1 < \pi T_1/2T_{31}, \quad \beta_2 < \pi T_2/2T_{32}.$$

Определим погрешности системы АПЧ Положив все производные в системе (6) равными нулю, можно получить выражения для статических погрешностей

$$x_{\text{ст}} = \frac{x_{\text{н}}}{\beta_1(1-S)} - \frac{S_{12}}{S_{11}N}\,\frac{y_{\text{н}}}{\beta_2(1-S)}, \qquad y_{\text{ст}} = \frac{y_{\text{н}}}{\beta_2(1-S)} - \frac{S_{21}N}{S_{22}}\,\frac{x_{\text{н}}}{\beta_1(1-S)}. \tag{9}$$

Если кроме постоянных начальных расстроек частоты кварцевого генератора и резонатора имеется систематический ход со скоростями a_1 и a_2 соответственно, то, кроме статической погрешности, выражаемой формулами (9), появляется динамическая погрешность, которая для кварцевого генератора будет равна

$$x_{\text{дин}} = \frac{a_1 t}{\beta_1(1-S)} - \frac{S_{12}}{NS_{11}}\,\frac{a_2 t}{\beta_2(1-S)} + \frac{a_1 T_1}{\beta_1(1-S)} - \frac{a_2 T_2}{\beta_2(1-S)}. \tag{10}$$

Выражения (9), (10) для погрешностей отличаются от аналогичных выражений для стандарта частоты с независимыми кольцами АПЧ множителем $1/(1-S)$. Числовые оценки достижимой точности стабилизации частоты дают. при $T_1=10^4$ с, $T_{31}=0{,}1$ с коэффициент β_1 можно взять, согласно (8), равным 10^5, тогда при $x_{\text{н}}/\omega_{\text{кв}}=10^{-9}$, $a_1/\omega_{\text{кв}}=10^{-9}$ 1/сут, $S=+0{,}5$, $y_{\text{н}}=0$ получим $x_{\text{ст}}/\omega_{\text{кв}}=2{,}0\cdot10^{-14}$, $x_{\text{дин}}/\omega_{\text{кв}}=2{,}0\cdot10^{-14}$ 1/сут (при $t\gg T_1$).

Рассмотрим переходные процессы в КСЧ. Анализ проведем при тех же, что и ранее, предположениях о малости времен задержек, при которых была получена система уравнений (6). Решение этой системы дает следующее выражение для x:

$$x = C_1 e^{\alpha_1 t} + C_2 e^{\alpha_2 t} + x_{\text{уст}}, \tag{11}$$

где $x_{\text{у ст}}$ — значение x при $t\to\infty$, C_1, C_2 определяются начальными условиями, а коэффициенты α_1, α_2, являющиеся корнями характеристического уравнения, равны

$$\alpha_{1,2} = -\left(\frac{\beta_1}{2T_1} + \frac{\beta_2}{2T_2} + S\beta_1\beta_2\frac{T_{31}+T_{32}}{2T_1T_2}\right) \pm \left\{\left[\frac{\beta_1}{2T_1} + \frac{\beta_2}{2T_2} + \frac{S\beta_1\beta_2(T_{31}+T_{32})}{2T_1T_2}\right]^2 - \frac{\beta_1\beta_2(1-S)}{T_1T_2}\right\}^{1/2}. \tag{12}$$

Можно убедиться, что при выполнении условия (8) корни характеристического уравнения действительны и отрицательны, т. е. в системе осуществляется затухающий апериодический процесс

ЛИТЕРАТУРА

1 Козлов С. А, Логачев В. А. — Изв. вузов — Радиофизика, 1984, 27, № 8, с 978.
2 Капланов М Р, Левин В. А Автоматическая подстройка частоты — М—Л: Госэнергоиздат, 1962, с 144.

Поступила в редакцию
20 июня 1983 г,
после доработки
29 февраля 1984 г

УДК 539.28

ИЗБЫТОЧНЫЙ НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ШУМ КОНДЕНСАТОРНЫХ СИСТЕМ

Ю. С Капшин, В А. Носкин, Б И Якубович

Фликкерный или избыточный шум (спектр которого имеет вид $\sim 1/F^\alpha$, где F — частота, α — константа) наблюдается в чрезвычайно широком классе явлений природы Однако до сих пор не удается выяснить его физическое происхождение. Созданы многочисленные модели, в рамках которых дается описание механизма возникновения фликкерного шума: он вызывается флуктуациями числа носителей заряда [1, 2], флуктуациями температуры [3, 4], нестационарностью в токопроводящей системе [5] и т. д. Не вдаваясь в критику того или иного механизма, лишь укажем, что дальнейшее изучение этого вопроса остается актуальным Интерес к таким исследованиям дополнительно стимулируется еще и гипотезой о возможности прогнозирования долговечности электронных приборов по свойствам избыточного шума. В данной работе рассмотрены возможности прогнозирования работоспособности конденсаторных си-