КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ МЕЖМОДОВЫХ БИЕНИЙ ОПТИЧЕСКОГО КВАНТОВОГО ГЕНЕРАТОРА С СИНХРОНИЗИРОВАННЫМИ КОЛЕБАНИЯМИ

В. М. Бабич, А. Я. Лейкин, В. С. Соловьев

Харьков

Ранее нами был предложен метод стабилизации длины резонатора многочастотного ОКГ, работающего в режиме синхронизации продольных колебаний; состоял он в следующем: частота межмодовых биений $\Delta\nu_{\text{стс}}(t)$ стабилизируется по частоте внешнего кварцевого генератора таким образом, чтобы $\Delta\nu_{\text{стс}}(t) = f_{\text{мэт}} = \frac{c}{2nL}$. При синхронизации всех частот длина резонатора $nL = c/2f_{\text{мэт}}(t)$ стабилизируется с высокой точностью, определяемой стабильностью $f_{\text{мэт}}(t)$, параметром синхронизации и качеством системы автоподстройки. Ранее было предложено использование для автоподстройки частоты двухконтурную систему ЧФАП, блок-схема которой представлена на рис. 1. В настоящей работе проделан анализ такой системы с учетом статистических свойств стабилизируемых биений и дана оценка возможных погрешностей и ограничений, накладываемых свойствами межмодовых биений.

Уравнение системы АПЧ

Межмодовые биения ОКГ со средней частотой $\bar{\nu}_{\text{стс}}(t)$ (рис. 1) детектируются фотоприемником 1 (ФЭУ) и поступают на усилитель промежуточной частоты *2* с полосой пропускания $\Delta f_{\text{пр}_1}$, имею-

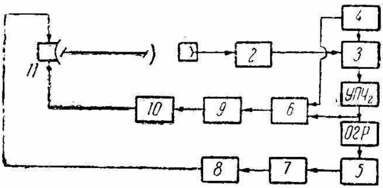

Рис. 1. Блок-схема системы стабилизации.

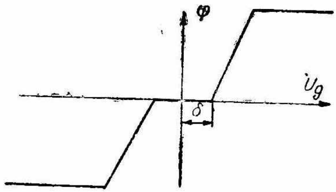

Рис. 2. Передаточная характеристика реверсивного двигателя: φ — скорость вращения; $u_{\text{д}}$ — подаваемое напряжение; δ — люфт.

щий коэффициент передачи $K_{\text{упч}_1} = 1$ (полный коэффициент учитывается в крутизне дискриминатора) и время запаздывания $\tau_{31} = \frac{n}{\pi \Delta f_{\text{пр}_1}}$, где n — число одинаковых каскадов усиления. Тогда $K_{\text{упч}} = e^{-\tau_{31} p}$. За усилителем промежуточной частоты следует смеситель *3*, на который одновременно поступает сигнал от опорного генератора *4* с частотой $f_{\text{мэт}}(t)$ и нестабильностью $\Delta f_{\text{мэт}}(t)$. После смесителя выделяется сигнал $f_{\text{пр}_2}$, усиливаемый усилителем УПЧ$_2$ с коэффициентом передачи $K_{\text{упч}_2} = e^{-\tau_{32} p}$. Затем сигнал поступает на две цепи обратной связи — на частотный дискриминатор *5* с центральной частотой $\nu_{\text{чд}} = f_{\text{пр}_2}$ и фазовый дискриминатор *6*, на который одновременно подается частота от опорного генератора (соответствующим образом синтезированная). После фильтров ФНЧ$_1$ *7* и ФНЧ$_2$ *9* сигнал обратной связи воздействует на исполнительные механизмы, причем после ФНЧ$_1$ применяется УПТ *8* с коэффициентом передачи $K_{\text{у}}$, а после ФНЧ$_2$ — реверсивный двигатель *10* с характеристикой вида, как на рис. 2, и коэффициентом передачи $K_{\text{у}}(p) = \frac{K_{\text{у}}}{p(1 + T_{\text{у}} p)}$. Оба исполнительных устройства включены последовательно на один и тот же пьезокерамический элемент *11*, на котором установлено зеркало резонатора. Пьезокерамический элемент имеет линейный передаточный коэффициент $S_у$. В некоторых случаях необходимо учитывать его инерционность (если масса зеркала значительна) и представлять в виде идеального интегрирующего звена с коэффициентом передачи $K_у = S_у/p$.

Система стабилизации частоты включает два кольца, каждое из которых обладает нелинейностью — фазовым или частотным дискриминатором.

Воспользовавшись методикой работы [2], можно составить уравнения для обоих каналов:

$$\Delta\nu'(p) = \frac{\Delta\nu_с(p)}{1+K_1(p)} + \frac{K_1(p)\,\Delta f_{мэт}(p)}{1+K_1(p)} - \frac{K_1(p)\,\Delta f_{д_1}(p)}{1+K_1(p)} \tag{1}$$

для цепи с широкой полосой пропускания и (1);

$$\Delta\nu''(p) = \frac{\Delta\nu_с(p)}{1+K_2(p)} + \frac{K_2(p)\,\Delta f_{мэт}(p)}{1+K_2(p)} \tag{1'}$$

для цепи с фазовым детектором.

В этих уравнениях

$$K_1(p) = K_{у_2}K_{чд}K_{ф_1}K_уS_у;$$

$$K_2(p) = K_{у_2}K_{фд}K_{ф_2}K_дS_у.$$

Для анализа установившегося режима достаточно рассмотреть только второе уравнение (1′), поскольку в установившемся режиме работает в основном ФАП (при отсутствии существенных быстрых возмущений). При этом остаточная ошибка широкополосной системы ЧАП выбирается несколько меньше полосы схватывания ФАП.

Влияние кольца ЧАП скажется в переходном процессе. В этом случае можно пренебречь вкладом в нестабильность ОКГ нестабильностью собственной частоты разонансного контура дискриминатора.

Уравнение текущей расстройки для двупараллельных контуров управления можно записать в таком же виде, как и ранее:

$$\Delta\nu(p) = \frac{\Delta\nu_с(p)}{1+K(p)} + \frac{K(p)}{1+K(p)}\,\Delta f_{мэт}(p), \tag{2}$$

где $K(p) = K_{у_2}[K_{чд}K_{ф_1}K_уS_у + K_{фд}K_{ф_2}K_дK_у]$ — коэффициент передачи разомкнутой двухкольцевой системы обратной связи.

При анализе переходного процесса можно считать, что $\Delta f_{мэт}(p) = 0$. Рассматривая для простоты систему работающей на линейном участке дискриминационной кривой, можно получить после соответствующих подстановок

$$\Delta\nu(p) = \frac{\Delta\nu_с(p)}{1 + K_{у_2}S_у\left[\dfrac{S_{чд}K_у}{T_{ф_1}p+1} + \dfrac{4U_тK_д}{p^2(1+T_{ф_2}+p)}\right]}, \tag{3}$$

где $U_т$ — сигнал на входе частичного дискриминатора;

$$S_{чд} = U_{тс} S R_э K_д \frac{2Q}{\nu_{чд}} \frac{2\beta'}{(1+\beta'^2)\sqrt{4+\beta'^2}};$$

$U_{тс}$ — напряжение на входе дискриминатора;
S — крутизна статической характеристики лампы;
$R_э$ — сопротивление контура;
$K_д$ — коэффициент детектирования;
β' — параметр связи;
Q — добротность контура.

После преобразований уравнение, описывающее текущую расстройку, принимает вид сложного полинома, характеристическое уравнение для которого имеет вид

$$a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + \gamma = 0, \tag{4}$$

где $a_0 = T_{ф_1} T_{ф_2}$; $a_1 = T_{ф_1} + T_{ф_2} + \beta T_{ф_2}$; $a_2 = 1 + \beta$; $a_3 = \gamma T_{ф_1}$; $a_4 = \gamma$; $\beta = K_{у_2} S_у S_{чд} K_у$; $\gamma = 4 K_{у_2} S_у U_т K_д$.

Рассмотрение динамики двухкольцевой системы, исходя из общего уравнения (3), весьма сложно. Здесь, по-видимому, уместны некоторые упрощения: например, можно принять, что при больших расстройках работает только система ЧАП, что обеспечивается ее полосой схватывания. При начальных расстройках $\Delta\nu_н$, благодаря тому, что $\Delta f_{сх\ чап} \gg \Delta f_{сх\ фап}$ (рис. 3), она срабатывает до получения остаточной расстройки $\Delta\nu_н'$. Если при этом окажется, что $\Delta\nu_н' < f_{сх\ фап}$, последняя сработает до получения окончательной расстройки.

Устойчивость системы может быть проанализирована при помощи критериев Рауса — Гурвица и уравнения (4). Необходимое условие выполняется сразу, а достаточное имеет вид

$$(T_{ф_2} + T_{ф_1} + \beta T_{ф_2})(1+\beta)\gamma T_{ф_1} - T_{ф_1}^3 T_{ф_2} \gamma^2 - \\ - \gamma (T_{ф_1} + T_{ф_2} + \beta T_{ф_2})^2 > 0. \tag{5}$$

Если учесть, что $\beta \gg 1$, упрощенное достаточное условие

$$(\beta T_{ф_2} + T_{ф_1})(\beta T_{ф_1} - 1) > \gamma T_{ф_1}^3 T_{ф_2} \tag{6}$$

или, если $T_{ф_2} \gg T_{ф_1}$, то $\beta T_{ф_2} (\beta T_{ф_1} - 1) > \gamma T_{ф_1}^3 T_{ф_2}$. Обычно последнее условие выполняется. Отсюда же можно найти примерное соотношение между коэффициентами усиления каждого кольца β и γ, если принять, что $\beta T_{ф_1} \gg 1$ (что обычно имеет место):

$$\beta > T_{ф_1} \sqrt{\gamma}. \tag{7}$$

Переходный процесс

Задача об определении вида переходного процесса, соответствующего (3), может быть существенно облегчена, если принять упрощения, высказанные ранее: что постоянная времени цепи с фазовым дискриминатором $T_{ф_2}$ много больше постоянной времени цепи с частотным детектором $T_{ф_1}$ и, что $\beta > \gamma$. Тогда можно построить переходный процесс отдельно для каждой ветви, причем для широкополосной ветви его изображение будет иметь вид

$$\Delta\nu'(p) = \frac{\Delta\nu_c(p)}{1 + \frac{\beta}{T_{ф_1}p + 1}} + \frac{\frac{\beta}{T_{ф_1}p + 1}\Delta f_{мэт}(p)}{1 + \frac{\beta}{T_{ф_1}p + 1}} - \frac{\frac{\beta}{T_{ф_1}p + 1}\Delta f_{д_1}(p)}{1 + \frac{\beta}{T_{ф_1}p + 1}} \tag{8}$$

и для фазовой подстройки

$$\Delta\nu''(p) = \frac{\Delta\nu_c(p)}{1 + \frac{\gamma}{p^2(T_{ф_2}p + 1)}} + \frac{\frac{\gamma}{p^2(T_{ф_2}p + 1)}\Delta f_{мэт}(p)}{1 + \frac{\gamma}{p^2(T_{ф_2}p + 1)}}. \tag{8'}$$

После соответствующих преобразований уравнения представляются в виде

$$\Delta\nu'(p) = \frac{\Delta\nu_c(p)(T_{ф_1}p + 1)}{T_{ф_1}p + 1 + \beta} + \frac{\beta\Delta f_{мэт}(p)}{T_{ф_1}p + 1 + \beta} - \frac{\beta\Delta f_{д_1}(p)}{T_{ф_1}p + 1 + \beta} \tag{9}$$

и

$$\Delta\nu''(p) = \frac{\Delta\nu_c(p)\,p^2(T_{ф_2}p + 1)}{T_{ф_2}p^3 + p^2 + \gamma} + \frac{\Delta f_{мэт}(p)}{T_{ф_2}p^3 + p^2 + \gamma}. \tag{9'}$$

Из уравнений (9) и (9′) следует, что в установившемся режиме $(t \to \infty,\ p \to 0)$

$$\Delta\nu'_{ост} = \frac{\Delta\nu_н}{\beta} + \Delta f_{мэтн} - \Delta f_{д_1н} \tag{10}$$

и

$$\Delta\nu''_{ост} = \Delta f_{мэтн}.$$

Оригинал изображения (9) находим довольно просто:

$$\Delta\nu''(t) = \frac{\Delta\nu'_н}{\beta} + \Delta\nu'_н e^{-\frac{\beta t}{T_{ф_1}}} + \Delta f_{д_1н}. \tag{11}$$

Оригинал изображения (9′) определяем после ряда преобразований. Для первого члена (9′) оригинал ищем по известной формуле

$$F(p) = \frac{Q(p)}{P(p)} \to \frac{Q(0)}{P(0)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{Q(p_k)}{p_k P'(p_k)} e^{p_k t}, \tag{12}$$

где p_k — корни уравнения третьего порядка $P(p)$. Уравнение третьего порядка преобразуется к виду

$$y^3 + by + q = 0, \tag{13}$$

где

$$y = p - \frac{1}{3T_{\text{ф}_2}}$$

$\left(\text{обозначим} - \frac{1}{3T_{\text{ф}_2}^2} = 3A \text{ и } \frac{2}{27T_{\text{ф}_2}^3} + \frac{\gamma}{T_{\text{ф}_2}} = -2B\right)$. Тогда, поскольку $T_{\text{ф}_2} \simeq 1$, можно считать, что $A^2 + B^2 > 0$; $\left[\left(\frac{\gamma}{T_{\text{ф}_2}}\right)^2\right] \gg \left(\frac{1}{9T_{\text{ф}_2}^2}\right)^3$ и корни уравнения (13) будут действительными, а именно:

$$\begin{aligned} y_1 &= 2r\cos\varphi; \\ y_2 &= 2r\cos\left(\varphi + \frac{2}{3}\pi\right); \\ y_3 &= 2r\cos\left(\varphi + \frac{4}{3}\pi\right), \end{aligned} \tag{14}$$

где $r = \frac{T_{\text{ф}_2}}{3}$ и $\varphi = \frac{1}{3}\arccos\left(-\frac{1}{T_{\text{ф}_2}^6} - \frac{27}{2T_{\text{ф}_2}^4}\right)$; φ и $\varphi + \frac{2}{3}\pi$ могут быть отрицательными, если $90° < \varphi < 120°$. Однако y_3 — третий корень при этом может быть отрицательным только с случае, если $\left|\frac{1}{3T_{\text{ф}_2}}\right| > y_k$. При выполнении этого неравенства все корни уравнения (13) действительные и отрицательные и система ФАП устойчива. Если хотя бы один из корней $\left(\text{например, } y_3 > 0 \text{ и } |y_3| > \left|\frac{1}{3T_{\text{ф}_2}}\right|\right)$, переходный процесс может закончиться раскачкой системы.

Обозначив

$$y_1 - \frac{1}{3T_{\text{ф}_2}} = \lambda_1; \quad y_2 - \frac{1}{3T_{\text{ф}_2}} = \lambda_2; \quad y_3 - \frac{1}{3T_{\text{ф}_2}} = \lambda_3, \tag{15}$$

получим переходный процесс в фазовом кольце

$$\begin{aligned} \Delta\nu''(t) = {} & \frac{\Delta\nu_{\text{н}}\lambda_1^2 (T_{\text{ф}_2}\lambda_1 + 1)}{\lambda_1\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_1^2 + 2\lambda_1\right)} e^{\lambda_1 t} + \frac{\Delta\nu_{\text{н}}\lambda_2^2 (T_{\text{ф}_2}\lambda_2 + 1)}{\lambda_2\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_2^2 + 2\lambda_2\right)} e^{\lambda_2 t} + \\ & + \frac{\Delta\nu_{\text{н}}\lambda_3^2 (T_{\text{ф}_2}\lambda_3 + 1)}{\lambda_3\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_3^2 + 2\lambda_3\right)} e^{\lambda_3 t} + \frac{\Delta f_{\text{мэтн}}\gamma}{\lambda_1\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_1^2 + 2\lambda_1\right)} e^{\lambda_1 t} + \\ & + \frac{\Delta f_{\text{мэтн}}\gamma}{\lambda_2\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_2^2 + 2\lambda_2\right)} e^{\lambda_2 t} + \frac{\Delta f_{\text{мэтн}}\gamma}{\lambda_3\left(3T_{\text{ф}_2}\lambda_3^2 + 2\lambda_3\right)} e^{\lambda_3 t}. \end{aligned} \tag{16}$$

Если вместо $\Delta\nu_{\text{н}}$ подставить $\Delta\nu_{\text{н}}'$, то можно считать, что работа ФАП начинается после окончания работы ЧАП. Поэтому полное время установления колебаний в системе необходимо определять по (16), задавшись отношением $\Delta\nu_{\text{н}}'/\Delta\nu_{\text{н}}'' \simeq 10$. Вид процесса, как это следует из (11) и (16), во всех случаях апериодический.

Таким образом, анализ подтверждает устойчивость системы в «малом» (линейном) режиме и апериодический режим работы в переходном режиме. Однако часто используются нелинейные участки характеристики (рис. 3) частотного дискриминатора. При этом ее либо аппроксимируют гиперболой, либо линеаризуют с помощью методов гармонической линеаризации. В этом случае выражение для переходного процесса системы получается очень сложным и его анализ выходит за рамки настоящей работы. Отметим только, что в этом случае полоса схватывания и полоса удержания будут определяться системой ЧАП, т. е. фактически типом дискриминатора. Например, для дискриминатора с балансным фазовым детектором полоса схватывания

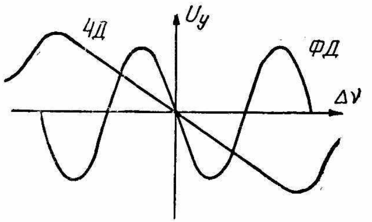

Рис. 3. Дискриминационные характеристики фазового и частотного дискриминаторов.

$$\Delta\nu_{\text{сх чап}} = 0{,}8\sqrt{\frac{U_{\text{тс}} S K_{\text{д}} \nu_{\text{чд}} S_{\text{у}}}{2QC}}. \tag{17}$$

Здесь, кроме ранее известных величин, C — емкость связи.

В заключение отметим, что на вид переходного процесса могли повлиять сделанные упрощения: не учтены инерционные свойства частотного дискриминатора, а мотор в цепи фазового дискриминатора рассматривается как идеальное интегрирующее звено. Однако влияние этих факторов, как показывает подробный анализ, незначительно.

Условие работы системы с двумя кольцами следующее:

$$\Delta\nu_{\text{сх фап}} \simeq 6{,}4\gamma \geqslant \Delta\nu'_{\text{ост}} = \frac{\Delta\nu_{\text{н}}}{\beta} + \Delta f_{\text{мэтн}} - \Delta f_{\text{д}_1\text{н}}. \tag{18}$$

О влиянии флуктуаций частоты межмодовых биений и других шумов на работу ЧФАП

На рассматриваемую систему ЧФАП действуют два вида помех: флуктуационная помеха, связанная с шумами приемника, смесителя, УПЧ_1 и УПЧ_2, и внутренние флуктуации квантового генератора, обусловленные различного рода механикой, акустикой, а также качеством синхронизации колебаний, связанным с предыдущими факторами. Эти два вида шумов существенно различны.

Шум первого рода имеет значительно более широкую полосу, чем полоса пропускания УПЧ_1 и УПЧ_2 (рис. 1). Его средняя частота совпадает с $f_{\text{пр}_1} = \nu_{\text{чд}} = f_{\text{ш}_0}$. Можно, считать, что его спектральная плотность во всей полосе одинакова и равна величине последней на центральной частоте. Складываясь в смесителе с $f_{мэт}$, шум первого рода дает сигнал с частотой [1]

$$\nu_{срш} = (f_{мэт} - f_{ш_0}) e^{-q^2} + f_{мэт}, \tag{19}$$

где $q = \frac{U_c}{\sqrt{2}\sigma}$ — отношение сигнал/шум по напряжению;

σ — дисперсия шума на входе;

U_c — амплитуда сигнала.

В результате биений эталонной частоты и межмодовых биений получается сигнал

$$\nu_{сро} = \nu_{чд} - \delta\,[\overline{\Delta\nu}_{стс}(t)], \tag{20}$$

где $\overline{\Delta\nu}_{стс}(t)$ — среднее значение флуктуаций частоты межмодовых биений.

На входе дискриминатора получаем суммарный сигнал с частотой

$$\nu_{срш_0} = \nu_{чд} - \eta\overline{\Delta\nu}_{стс}(t) \quad (\eta = 1 - e^{-q^2}). \tag{21}$$

Поскольку $\eta < 1$, его появление приведет к уменьшению чувствительности частотного дискриминатора практически в η раз. Окончательная расстройка для частотного кольца ЧФАП будет иметь вид

$$\Delta\nu'_{ост} = \frac{\Delta\nu_н}{1 + \eta K}. \tag{22}$$

Для определения среднеквадратичной ошибки за счет шумов необходимо взять интеграл вида

$$\Delta\nu^2_{ср.\,кв.\,чап} = \int_0^\infty |K_1(j\omega)|^2\, G_{вх}(\omega)\, d\omega, \tag{23}$$

где K_1 берется из (1), а $G_{вх}(\omega) = G_{вх}(0)$ для данного вида шумов.

Тогда, если учитывать только однозвенный фильтр,

$$\Delta\nu_{ср.\,кв.\,чап} = \frac{\beta r_ш(0)}{4T_{ф_1}\eta} \tag{24}$$

$\left(r_ш(0) = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\frac{\Delta f_{пр_2}}{q} e^{-q^2}\right.$ — энергетический спектр шумов на входе смесителя$\Big)$.

Для фазового кольца интеграл вида (23) решается с учетом $G_{вх}(\omega) = 1$, и при наличии однозвенного фильтра и без учета двигателя эта ошибка имеет величину [2]

$$\Delta\nu^2_{ср.\,кв.\,фап} = \frac{S^2_у}{4T_{ф_2}}. \tag{25}$$

Здесь $S_у$ — коэффициент передачи управляющего элемента.

Кроме рассмотренных, имеется еще два вида шумов, присущих только лазерным системам. Это низкочастотные шумы, накладывающиеся на частоту межмодовых биений за счет нестабильности длины резонатора, акустических возмущений, изменения показателя преломления среды и флуктуации частоты и изменения ширины спектра за счет неполной синхронизации колебаний (мод).

Нахождение спектральной плотности флуктуаций частоты межмодовых биений — довольно сложная задача. Для приближенных оценок ее можно представить гауссовской кривой вида

$$S(\omega) = S_0 e^{-\frac{\pi(\omega-\omega_{чд})^2}{\Delta\omega_c^2}}, \tag{26}$$

где $\Delta\omega_c = 2\pi\Delta\nu_{стс}$ — эффективная ширина спектра межмодовых биений.

Флуктуационный сигнал со спектральной плотностью (26) может видоизменяться в каскадах резонансных усилителей. Однако в нашем случае эти изменения весьма несущественны, поскольку $\Delta\nu_{стс}$ примерно равно $\Delta f_{пр_1}$ и $\Delta f_{пр_2}$. Поэтому более существенно влияние фильтров НЧ в цепях обратной связи.

Если частотный дискриминатор работает в линейном режиме, $\overline{S}_{чд} = S_{чд}$. Тогда спектральная плотность сигнала вида (26) на его выходе при $\omega = \omega_{чд}$ равна

$$S(0) = \frac{S_{чд}^2 \Delta\nu_c}{16\sqrt{2\pi}}. \tag{27}$$

Если учесть следующий за дискриминатором фильтр, можно вычислить дисперсию шума на выходе системы ЧАП

$$\Delta\nu_{ср.\ кв.\ чап} = S_0 \Delta F_э, \tag{28}$$

где $\Delta F_э$ — эквивалентная полоса пропускания фильтра, определяющая общую полосу пропускания системы; $\Delta F_э = \frac{\beta^2}{2T_{ф_1}}$. Аналогичным способом можно получить дисперсию сигнала на выходе фазового кольца О. С. Для простоты мы рассмотрим сигнал вида (26), прошедший через УПЧ$_2$, после чего его спектральная плотность принимает вид

$$S(\omega) = \frac{S(0)}{1 + \tau_k(\omega - \omega_0)^2}. \tag{29}$$

Дисперсия на выходе фазового детектора с учетом фильтра

$$\Delta\nu_{ср.\ кв.\ фап} = \int_0^\infty S(\omega)\,|K_2(j\omega)|^2 d\omega = \frac{4U_0 S_0}{\pi^2 (T_{ф_2} + \tau_к)}; \tag{30}$$

здесь U_0 — амплитуда опорного напряжения; $\tau_k = \frac{2Q}{\nu_{чд}}$.

Таким образом, увеличение постоянной времени как в первой, так и во второй цепи приводит к уменьшению дисперсии за счет флуктуаций самого сигнала. То же можно сказать и о полосе пропускания усилителей. Однако уменьшение последней может привести к возбуждению системы ЧФАП из-за появления времени запаздывания τ_{31} и τ_{32}, которое при его значительной величине необходимо учитывать во всех расчетах.

ВЫВОДЫ

Анализ системы стабилизации длины резонатора многочастотного ОКГ показал, что в линейном приближении при раздельном учете влияния ЧАП и ФАП реализуется устойчивый режим с переходным процессом апериодического типа. При более подробном учете инерционных свойств компонентов системы возможны колебательные режимы, однако и в этом случае система устойчива.

Неполная синхронизация продольных колебаний приводит к размыванию спектра частотой биений и соответственно к снижению качества регулирования на величину, пропорциональную спектральной плотности флуктуации сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Каганов. Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках. Изд-во «Связь», IV, 1964.

2. Б. Х. Кривицкий. Автоматические системы радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, М. — Л., 1962.