

УДК 621.316.726.078

В.В. ПЕЧЕНИН, А.Р. САРАМОЛКИ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

СИСТЕМА ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ НА ОСНОВЕ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО АВТОГЕНЕРАТОРА С ДВУХВХОДОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Рассмотрен вариант практической реализации системы частотно-фазовой автоподстройки (ЧФАП) частоты, основанный на использовании автогенератора, управляемого по двум входам. Проанализированы частотные свойства разработанной схемы по сравнению с обычными широко применяемыми схемами, использующими замкнутые петли авторегулирования по частоте и фазе и одноходовым синхронизированным генератором. Приведены основные аналитические соотношения. Показано, что такой вариант системы ЧФАП при существенно более простой технической реализации обладает рядом преимуществ, связанных с отсутствием замкнутых трактов авторегулирования по частоте и фазе, а именно, устойчивостью, монохроматичностью спектральной линии, прямой синхронизацией генератора по фазе и т.д.

Ключевые слова: анализ, автогенератор, частота, доплеровский фильтр, синхронизация, сигнал.

Введение

Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) находят самое широкое применение в различных областях радиоэлектроники [1, 2]. По своему прямому применению они предназначены для стабилизации частоты мощного генератора сигналом маломощного высокостабильного генератора.

Одним из частных, но важных применений системы ФАПЧ является их использование в качестве следящих фильтров (СФ) в доплеровских системах [3]. Следящие фильтры доплеровских систем предназначаются для выделения из помех гармонического сигнала с непрерывно изменяющейся частотой. Система ФАПЧ представляет собой разновидность систем с обратной связью, поэтому в ней возможна потеря устойчивости. Как и любая следящая система, ФАПЧ характеризуется такими параметрами, как полоса «захвата» и полоса «удержания». В общем случае эти полосы не равны друг другу. Для расширения частотного диапазона используют систему частотной автоподстройки (ЧАП) или принудительный поиск частоты доплеровского сигнала. При этом полоса захвата всей цепи частотно-фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора может быть в несколько раз больше полосы захвата входящей в нее петли ФАПЧ. Полоса удержания доплеровского фильтра, включающего фазовую и частотную автоподстройку, такая же, как и входящей в его состав петли ФАПЧ.

Представляет интерес использование в качестве систем частотно-фазовой автоподстройки ЧФАП,

выполняющих функции следящего доплеровского фильтра СДФ автогенераторов, синхронизированных входным гармоническим сигналом с непрерывно изменяющейся частотой.

Содержание статьи

Рассмотрим работу следящего фильтра, в котором используется как частотная, так и фазовая автоподстройка частоты, показанного на рис. 1.

Как видно из рис. 1, на смеситель (СМ) системы ЧФАП поступают колебания доплеровского сигнала ω_c и управляемого генератора (УГ). Разность частот $\omega_p = \omega_c - \omega_T$ с выхода усилителя промежуточной частоты (УПЧ) поступает на два канала: фазовый (ФД) и частотный (ЧД). На фазовый детектор (ФД) поступает, кроме того, колебание опорного генератора (ОГ), частота которого выбирается равной номинальному значению промежуточной частоты ω_0 . Напряжение U'_y с выхода фильтра нижних частот поступает на вход сумматора и далее на управляющий элемент (УЭ). По другому каналу колебания ω_p воздействуют на частотный детектор (ЧД). Напряжение U''_y , пропорциональное разности $\Delta\omega' = \omega_p - \omega_0$, после ФНЧ-2 суммируется с U'_y и воздействует на УЭ.

В данной схеме ЧФАП полоса захвата определяется выбором коэффициента усиления разомкнутой цепи ЧАП и может быть примерно в K_2 раз больше полосы захвата входящей в нее петли ФАП.

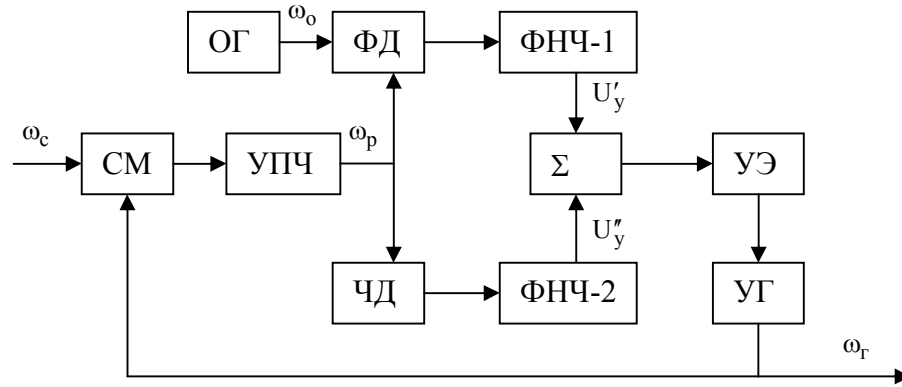


Рис. 1. Следящий фильтр с частотно-фазовой автоподстройкой управляемого генератора

Полоса удержания цепи ЧФАП равна полосе удержания петли ФАП. При работе контура ФАП промежуточная частота не будет отличаться от номинальной, и выходное напряжение ЧД будет равным нулю. Следовательно, сигнал рассогласования обеспечивает ФД, как и в случае отсутствия ЧАП, а срыв слежения может произойти только на границах полосы удержания ФАП.

Дифференциальное уравнение замкнутой системы ЧФАП, записанное в операторной форме, имеет следующий вид

$$p\varphi \cdot [1 + K_2 \cdot F_2(p)] + K_1 \cdot F_1(p) \cdot \sin \varphi = p\varphi_c - \omega_{10}, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа; ω_{10} – частота свободных колебаний УГ; φ_c – начальная фаза входного сигнала; $F_1(p)$ – передаточная функция ФНЧ-1; $F_2(p)$ – передаточная функция ФНЧ-2; K_1 – коэффициент усиления петли ФАП; K_2 – коэффициент усиления петли ЧАП.

Коэффициенты K_1 и K_2 учитывают амплитуду входного сигнала A_{mc} , крутизну статической характеристики S_y – управляющего элемента, S_d – крутизну дискриминационной характеристики ЧД, k_d – коэффициент передачи фазового детектора

$$K_1 = k_d \cdot A_{mc} \cdot S_y; \quad K_2 = A_{mc} \cdot S_y \cdot S_d.$$

Качественный анализ показывает, что в общем случае наличие петли ЧАП, с одной стороны, оказывает положительный эффект, увеличивая полосу захвата системы ЧФАП, и практически не влияет на динамические свойства следящего фильтра. Отрицательный эффект введения ЧАП состоит в ухудшении помехоустойчивости системы ЧФАП. Поэтому канал частотной автоподстройки целесообразно использовать только при захвате сигнала, а после за-

хвата его отключать.

Таким образом, при введении системы ЧФАП в режим удержания и отключении петли ЧАП фильтрующие свойства системы ЧФАП определяются петлей фазовой автоподстройки.

Дифференциальное уравнение замкнутой системы ФАП при отключенном кольце ЧАП в соответствии с (1) запишется в следующем виде

$$p\varphi + K_1 \cdot F_1(p) \cdot \sin \varphi = p\varphi_c, \quad (2)$$

где $p\varphi_c = \omega_c - \omega_{10} = \Delta\omega$ – мгновенная разность между частотой УГ и частотой сигнала.

Уравнение (2) является общим дифференциальным нелинейным уравнением ФАП.

При фиксированной частоте входного сигнала $p\varphi = 0$, а коэффициент передачи ФНЧ-1 для постоянного напряжения управления $F_1(p) = 1$. Тогда решение уравнения (2) находится как

$$\varphi = \arcsin \frac{\Delta\omega}{K_1}. \quad (3)$$

Это решение показывает, что система ФАП имеет постоянную фазовую ошибку, которая прямо пропорциональна первоначальной расстройке $\Delta\omega$ и обратно пропорциональна коэффициенту K_1 .

Выражение (3) определяет максимальную ширину диапазона перестройки частоты

$$|\Delta\omega| \leq K_1, \quad \left(\frac{\text{рад}}{c} \right).$$

Полоса частот, равная K_1 , в пределах которой возможна перестройка управляемого генератора, в литературе называется полосой удержания контура ФАП. Полный диапазон работы контура ФАП относительно частоты ω_{10} составит $2K_1$ и должен быть не меньше полосы пропускания тракта УПЧ – $\Delta\omega_{УПЧ}$.

Но иногда размеры полосы удержания могут ограничиться и нелинейностью модуляционной характеристики УЭ и УГ.

Для анализа частотных свойств контура ФАП, как фильтрующей системы используется понятие шумовой полосы

$$\Delta F_{ш} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y_1(j\omega)|^2 d\omega, \quad (4)$$

где $Y_1(j\omega)$ – передаточная функция замкнутого контура ФАП без ФНЧ-1.

$$Y_1(p) = \frac{K_1}{K_1 + p}. \quad (5)$$

Подставив (5) в (4) и произведя интегрирование, получим

$$\Delta F_{ш} = \frac{K_1}{2}. \quad (6)$$

Как видно из выражения (6), для получения хорошей помехоустойчивости необходимо выбирать величину K_1 как можно меньше, в то же время для получения минимальной фазовой ошибки

$$\varphi(t) \Big|_{t \rightarrow \infty} = \frac{\Delta\omega}{K_1}. \quad (7)$$

Коэффициент K_1 должен быть возможно большим. Данное противоречие не может быть разрешено при использовании простейшей цепи ФАП без ФНЧ-1, поэтому подобный вариант мало пригоден для работы в качестве следящего фильтра. Тем не менее, ее анализ полезен для сопоставления с другими цепями, а также для выявления особенностей фазовой автоподстройки.

В ряде случаев цепь ФАП характеризуется полосой пропускания ω_{00} , определяемой по уровню 0,707 частотной характеристики замкнутой цепи, аналогично полосе пропускания электрических фильтров. При отсутствии ФНЧ-1 квадрат модуля частотной характеристики $|Y_1(j\omega)|^2 = 0,5$. Используя формулу (5), получим

$$|Y_1(j\omega)|^2 = \frac{K^2}{\omega^2 + K^2} = 0,5, \quad (8)$$

откуда

$$\omega_{00} = K.$$

При использовании в качестве ФНЧ-1 фильтров нижних частот интегрирующего и пропорционально-интегрирующего типов для удобства анализа

передаточной функции схемы ФАП вводятся два частотных параметра:

ω_{Π} – резонансная частота системы, характеризующая ее полосу пропускания, и ξ – относительное затухание, представляющее собой отношение действительного затухания к критическому.

Так, например, для интегрирующего фильтра

$$\omega_{\Pi}^2 = \frac{K_1}{T_1}; \quad \xi = \frac{1}{2\sqrt{K_1 \cdot T_1}}, \quad (9)$$

где $T_1 = R_1 \cdot C_1$ (R_1 – сопротивление резистора, C_1 – емкость конденсатора). При $\xi = 0,5$ частотные характеристики ФАП с интегрирующим и пропорционально-интегрирующим фильтрами низкой частоты ФНЧ-1 совпадают.

Однако наиболее существенным является следующее обстоятельство. Если для интегрирующего фильтра эти характеристики обеспечивались при полосе пропускания, равной полосе удержания, то для пропорционально-интегрирующего фильтра те же характеристики могут быть получены при полосе пропускания много меньшей полосы удержания. Следовательно, от контура ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром можно добиться сколь угодно малого значения шумовой полосы $F_{ш}$ (или ω_{Π}) при любых значениях коэффициента усиления K . Эта особенность и позволяет использовать цепь ФАП с пропорционально-интегрирующим ФНЧ-1 в качестве следящего доплеровского фильтра.

Общая динамическая ошибка замкнутого кольца ФАП при линейном законе изменения частоты входного сигнала может быть определена по формуле

$$\Delta\varphi_{дин} = \frac{1}{K_1} \dot{\varphi} + \frac{1}{K_1} \ddot{\varphi} = \Delta\dot{\varphi} + \Delta\ddot{\varphi}, \quad (10)$$

где $\dot{\varphi} = 2\pi f_{д max}$, $\ddot{\varphi} = 2\pi \dot{f}_{д max}$ –

$f_{д max}$ – максимальное значение доплеровской частоты. Точка и две точки сверху соответствуют первой и второй производной.

Для оценки поведения системы ФАП в режиме захвата вводится понятие полосы захвата. При оценке полосы захвата и времени переходного процесса при скачкообразных изменениях начальной расстройки, заканчивающихся установлением процесса слежения, необходим анализ нелинейного дифференциального уравнения замкнутого контура ФАП. В нашем случае это не входит в задачу исследований, поскольку предполагается включение кольца ФАП. Однако, следует отметить математиче-

скую сложность аналитического решения большинства нелинейных дифференциальных уравнений замкнутого кольца ФАП.

Наличие узкополосных трактов и, в частности, тракта УПЧ на колебательных контурах приводит к уменьшению полосы схватывания. Это объясняется тем, что колебательные контура оказывают такое же действие на устойчивость системы, как и инерционные звенья типа ФНЧ.

Рассмотрим далее возможность реализации системы ЧФАП на основе использования автогенератора синхронизированного входным гармоническим или квазигармоническим сигналом.

Теоретические исследования частотных свойств синхронизированного автогенератора (СГ), учета влияния собственных шумов на процессы его синхронизации и ряд других задач, связанных с количественными оценками параметров СГ, достаточно подробно излагаются в фундаментальной работе [4].

Эффект синхронизации – захватывание колебаний генератора слабой внешней силой – есть по существу нелинейный эффект.

Захваченный автогенератор представляет собой особую самостоятельную систему, и флуктуации амплитуды и фазы колебания такой системы существенно отличаются от флуктуаций в свободном генераторе.

В отличие от понятия синхронизации – четкого и ясного для «бесшумного» генератора и расплывчатого для генератора с собственными шумами вводят понятие эффективной синхронизации. Генератор считается эффективно синхронизированным внешним монохроматическим сигналом, если:

– интенсивность уходов фазы выходного колебания СГ $\langle \Delta\varphi^2 \rangle$ за определенное время τ_0 , определяемое спецификой конкретного применения генератора, не превосходит некоторого значения

$$\chi(\tau_0) = \frac{1}{2} \langle \Delta\varphi^2 \rangle = \frac{1}{2} \langle [\varphi(t + \tau_0) - \varphi(t)]^2 \rangle \leq \chi_0; \quad (11)$$

– интенсивность флуктуаций частоты $\langle v^2 \rangle$, взятой для определенной полосы, не превосходит некоторого значения v_0^2 ;

– отношение (мощность шума)/(мощность монохроматической линии выходного сигнала) не превосходит некоторой величины n .

Соответственно этим трем определениям эффективной синхронизации имеем три полосы эффективной синхронизации Δ_1 , Δ_2 , Δ_3 , определенных как области расстроек, внутри которых выполняются оговоренные выше условия.

Для оценки величин Δ_1 , Δ_2 и Δ_3 воспользуемся результатами, полученными в [4] при воздействии синусоидального сигнала синхронизации $E_0 \cdot \cos \omega_c t$ с амплитудой E_0 и частотой ω_c , мало отличающейся от частоты ω_0 свободных колебаний СГ:

$$\Delta = (\omega_c - \omega_0) \ll \omega_0.$$

Пусть также автогенератор подвержен случайным воздействиям, представленным случайной функцией времени $E(t)$ (естественные шумы).

Для установившихся значений фазы φ_0 и амплитуды α_0 синхронизированного колебания получим

$$X = R_0 \cdot (1 + \alpha_0) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_0), \quad (12)$$

где R_0 – амплитуда выходного колебания СГ.

Устойчивое состояние СГ оценивается величиной α_0 и критической расстройкой Δ_0 :

$$\alpha_0 = \frac{-q \cdot \Delta + p \sqrt{\Delta_0^2 - \Delta^2}}{p^2 + q^2}, \quad (13)$$

$$\Delta_0 = \frac{E_0 \cdot \omega_0}{2R_0} \sqrt{1 + \frac{q^2}{p^2}}. \quad (14)$$

Величина α_0 соответствует приращению амплитуды выходного колебания R_0 синхронизированного колебания от амплитуды E_0 внешнего синусоидального сигнала. При $\Delta^2 > \Delta_0^2$ вещественного значения α_0 не существует. Следовательно, синхронизация автогенератора возможна лишь при $-\Delta_0 < \Delta < +\Delta_0$, и полоса синхронизации равна $2\Delta_0$. Параметры p и q , входящие в уравнения (13) и (14), получены в [4]:

$$q = - \left[\frac{\omega_0 \cdot E_0}{2R_0} \cos \varphi_0 + \Delta \right] \cdot \alpha_0^{-1}, \quad (15)$$

$$p = - \left[\frac{\omega_0 \cdot E_0}{2R_0} \sin \varphi_0 \right] \cdot \alpha_0^{-1}. \quad (16)$$

При нулевой расстройке $\Delta = 0$

$$\alpha_0 = p \cdot \Delta_0 \cdot (p^2 + q^2)^{-1},$$

а при $\Delta = \pm \Delta_0$

$$\alpha_0 = \pm \alpha_{00} \cdot q/p.$$

Так зависит приращение амплитуды синхронизированного генератора от расстройки Δ .

Установившееся значение фазы синхронизированного колебания определяется выражением

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = \frac{p \cdot \alpha_0}{q \cdot \alpha_0 + \Delta}. \quad (17)$$

Рассмотрим теперь воздействие естественного шума СГ, полагая $E(t) \neq 0$. В общем случае основной задачей исследований СГ является изучение поведения амплитудных и фазовых флуктуаций синхронизированного колебания в зависимости от амплитуды входного сигнала $e(t)$, интенсивности естественных шумов, характеристик СГ и величины расстройки.

Применительно к задаче исследований, выполненных в работе, нас будет интересовать эффективность синхронизации в полосах Δ_1 и Δ_2 при условии сильной синхронизации

$$S_{E\Delta} \ll \frac{E_0^2}{2\pi}, \quad (18)$$

где через $S_{E\Delta}$ обозначена мощность фазоактивного шума автогенератора

$$S_{E\Delta} = N_E(\omega_0) \cdot \Delta_0, \quad (19)$$

где $N_E(\omega_0)$ – спектральная плотность мощности внутреннего шума на частоте свободных колебаний СГ.

Для оценки величины Δ_1 введем отношение $\eta_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta_0^0}$, представляющее отношение полосы эффективной синхронизации к полосе синхронизации «бесшумного» генератора Δ_0^0 . В общем случае $\Delta_0^0 \neq \Delta_0$, но всегда $\Delta_0^0 \leq \Delta_0$. Примем $\Delta_0^0 = \Delta_0$. Мере требований к величине χ_0 будем оценивать величиной

$$\xi_1 = \frac{D}{2\Delta_0 \cdot \chi_0} = \frac{[\chi(\infty)]_{\Delta=0}}{\chi_0}, \quad (20)$$

где D – коэффициент свободной диффузии (структурная функция случайного процесса).

Тогда для η_1 можно получить следующее выражение:

$$\eta_1 = 1 - \xi_1^2 \cdot \left\{ 1 - \exp\left[\Delta_0 \cdot \tau_0 \sqrt{1 - \eta_1}\right] \right\}^2. \quad (21)$$

При требованиях достаточно малой величины χ_0 ($\xi_1 \leq 1$) могут быть такие большие значения τ_0 , что $\eta_1 = 0$, т.е. при таких жестких требованиях СГ может оказаться всегда не синхронизированным эффективно.

Если, например, потребовать, чтобы за время $\tau_0 = \frac{1}{\Delta_0}$ средний квадрат приращений фазы был бы

меньше или равен $\frac{1}{2} D \cdot \Delta_0^{-1}$ ($\xi_1 = 2$), то это условие невыполнимо при сколь угодно малом Δ . Другими словами, СГ эффективно не синхронизируется и $\Delta_1 = 0$.

Если же потребовать, чтобы за то же время $\tau_0 = \frac{1}{\Delta_0}$ интенсивность приращения фазы была

меньше или равна $D \cdot (1,3\Delta_0)^{-1}$, т.е. $\xi_1 = 1,3$, то это условие выполняется для всех расстроек $\eta_1 \leq 0,6$. Следовательно, полоса эффективной синхронизации

$$\Delta_1 = 2\eta_1 \cdot \Delta_0 = 1,2\Delta_0. \quad (22)$$

Вспомним, что критическая расстройка равна $2\Delta_0$. Оценим далее величину Δ_2 . При этом полосой эффективной синхронизации назовем $\Delta_2 = \Delta_{\max}$, в пределах которой выполняется неравенство $\langle v^2 \rangle \leq v_0^2$.

Как получено в [4], отношение $\eta_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta_0}$, а

$$\xi_2 \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \eta_2^2} \cdot \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1 - \eta_2^2}} \right] = 1, \quad (23)$$

где

$$\xi_2 = D \cdot \Delta_0 \cdot (\pi v_0^2)^{-1}. \quad (24)$$

Если $\xi_2 \geq \frac{4}{(4 - \pi)}$, то ни при каких расстройках интенсивность флуктуаций частоты $\langle v^2 \rangle$ не

может быть меньше $\frac{D \cdot \Delta_0}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{4} \right)$. Для синхронизированного генератора важным частотным параметром является остаточная расстройка между частотой СГ и частотой синхронизирующего сигнала

$$v_{\text{ост}} = \frac{\langle \Delta\varphi(\tau) \rangle}{\tau}, \text{ при } \tau \gg \tau_0.$$

Мы дадим лишь качественный анализ поведения $v_{\text{ост}}$ при изменении частоты ω_c в пределах критической расстройки $2\Delta_0$.

Средняя частота СГ из-за технических флуктуаций электрических параметров, в основном индуктивности L и емкости C оказывается смещен-

ной относительно средней частоты настройки ω в сторону собственной частоты ω_0 . Особенно этот эффект заметен при приближении частоты ω_c к границам полосы критической расстройки и может достигать единиц процентов.

Подводя итоги анализа частотных свойств автогенератора, синхронизированного гармоническим колебанием, и возможности его применения в качестве следящего фильтра доплеровского сигнала с непрерывно изменяющейся частотой, можно констатировать, что СГ, синхронизированный по одному входу, практически не пригоден для узкополосной доплеровской фильтрации за исключением частных случаев, когда диапазон изменения доплеровской частоты находится в пределах эффективных полос синхронизации Δ_1 и Δ_2 , что наблюдается крайне редко.

Логически обоснованным решением практического использования СГ в качестве узкополосного следящего доплеровского фильтра является принудительная перестройка частоты автоколебаний генератора в области изменения доплеровской частоты $\omega_{d\max} - \omega_{d\min} = \Delta\omega_{\text{УПЧ}}$, $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$ – полоса пропускания тракта усилителя промежуточной частоты.

Такая процедура может быть осуществлена за счет предварительной установки частоты генерации СГ путем воздействия на управляющий частотный элемент, как это делается в схеме ЧФАП подачи управляющего напряжения на элемент частотной перестройки (управляемую емкость).

При этом необходимо обеспечить установку текущей резонансной частоты в области Δ_1 – эффективной полосы синхронизации, обеспечивающей требуемую величину χ_0 в полосе пропускания тракта УПЧ. Преобразуем схему ЧФАП, представленную на рис. 1, в соответствии с изложенными нами требованиями и проанализируем частотные свойства полученной при этом схемы, представленной на рис. 2.

Как видно из рис. 2, на смеситель (СМ-1) преобразованной схемы ЧФАП поступают колебания

доплеровского сигнала ω_c и опорного генератора (ОГ). Разность частот $\omega_p = \omega_c - \omega_0$ с выхода усилителя промежуточной частоты поступает на два канала; канал прямой синхронизации управляемого генератора (УГ) по высокой частоте ω_p и канал принудительной перестройки УГ, содержащий частотный дискриминатор (счастотный детектор) (ЧД), фильтр нижних частот ФНЧ-2 и управляющий элемент УЭ. Частота синхронизированного выходного сигнала (СМ-2) равна частоте входного сигнала $\langle \omega_c \rangle$.

Основное отличие следящего фильтра, представленного на рис. 2 (СФ-2), от следящего фильтра рис. 1 (СФ-1) состоит в отсутствии замкнутых трактов управления по фазе и частоте.

При этом ширина полосы пропускания тракта УПЧ в СФ-2 будет существенно большей полосы пропускания УПЧ фильтра СФ-1.

Следовательно, помехоустойчивость тракта УПЧ в СФ-2 будет хуже по сравнению с помехоустойчивостью тракта УПЧ в СФ-1.

Этот недостаток следящего фильтра СФ-2 может быть в значительной мере ослаблен за счет применения схем УПЧ и ЧД, предложенных в [5 – 7].

В то же время, в СФ-2 проблема обеспечения устойчивости не имеет места, ввиду отсутствия замкнутых трактов регулирования по петле ФАП и ЧАП.

Далее, в разработанном фильтре отсутствует эффект срыва слежения, т.е. нет потери отслеживаемого сигнала, если он находится в полосе пропускания тракта УПЧ.

Оценим частотные свойства следящего фильтра, представленного на рис. 2, по следующим основным параметрам:

- полосе синхронизации;
- остаточной средней расстройке между синхронизирующей и синхронизированной частотами;
- шириной спектральной линии синхронизированного сигнала;
- влиянием технических флуктуаций частотно-задающего элемента.

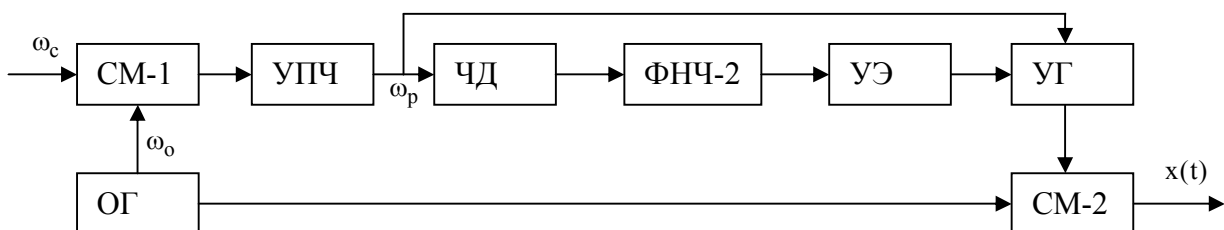


Рис. 2. Следящий фильтр с принудительной перестройкой управляемого генератора

Оценим полосу синхронизации при следующих ограничениях: ширина полосы пропускания УПЧ ограничивает диапазон фильтруемых доплеровских частот

$$\Delta\omega_{\text{УПЧ}} \geq (\omega_{\text{дmax}} - \omega_{\text{дmin}})$$

в пределах $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$ дискриминационная характеристика частотного детектора линейна, а ЧД, ФНЧ-2 и УЭ обеспечивают перестройку УГ с минимальными искажениями закона изменения доплеровской частоты такими, чтобы выполнялось неравенство для любого i -го значения установочной частоты УГ

$$(\omega_{yi} - \omega_{di}) < \Delta_1,$$

а величина изменений амплитуды выходного сигнала УГ $\alpha \rightarrow 0$ в пределах $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$.

Для конкретизации оценки Δ_1 воспользуемся соотношениями (22) и (14).

Тогда при $\alpha_0 = 0$ и $\Delta = 0$:

$$\Delta_{0i} = \frac{E_0}{R_0} \omega_{yi}, \quad (25)$$

а полоса эффективной синхронизации Δ_{1i} будет равна

$$\Delta_{1i} = 1,2 \frac{E_0}{R_0} \omega_{yi}. \quad (26)$$

В пределах перестройки УГ, определяемой полосой $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$ можно считать, что для любого установочного значения ω_{yi} :

$$\Delta_{1i} = \Delta_1 \approx \text{const}.$$

Из проведенного анализа следует, что при любом значении начальной расстройки Δ в полосе $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$ схема разработанного следящего фильтра СФ-2 всегда входит в режим эффективной синхронизации. В то же время схема СФ-1 должна осуществлять поиск и захват сигнала с произвольным значением доплеровской частоты. Остаточная средняя расстройка, оценочная формула которой приведена в [4], дает следующую величину $v_{\text{ост}}$:

$$v_{\text{ост}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot S} \left[\int_{1+\Delta_1}^{\infty} \sqrt{(\xi-1,2)^2 - 1} e^{-\frac{\xi^2}{2S^2}} d\xi - \int_{1-\Delta_1}^{\infty} \sqrt{(\xi+1,2)^2 - 1} e^{-\frac{\xi^2}{2S^2}} d\xi \right], \quad (27)$$

где $S^2 \equiv \langle \xi^2 \rangle$, ξ – безразмерная случайная величина; $\xi \equiv \frac{\omega_p}{2\Delta_0} g_c$, (g_c – статистическая функция, характеризующая медленность флуктуаций амплитуды УГ).

Пределы изменения S по данным, приведенным в [4], составляют величину 0,05...0,3.

Ширина спектральной линии и ее форма зависят от величины флуктуаций частотно-задающего элемента СГ, в основном, от технических флуктуаций емкости

$$\Delta\Omega = \frac{\pi\Delta_1}{2,4} \Delta_0 \cdot \tau_0 \cdot E(S, \Delta). \quad (28)$$

Расчетное соотношение для $E(S, \Delta)$ достаточно громоздкое. При необходимости пользования $E(S, \Delta)$ можно обратиться к [4].

При двухвходовом управлении Δ_1 и Δ_0 являются примерно постоянными величинами и, следовательно, ширина спектральной линии $\Delta\Omega = \text{const}$ для любого доплеровского сигнала в пределах $\Delta\omega_{\text{УПЧ}}$.

Заключение

В статье приведены результаты качественных исследований системы частотно-фазовой автоподстройки частоты доплеровского сигнала, основанной на использовании генератора высокой частоты с синхронизацией собственных колебаний по входному сигналу и принудительной автоподстройкой частоты путем изменения электрических параметров частотно-задающего элемента (конденсатора). Показано, что такой вариант системы ЧФАП при существенно более простой технической реализации обладает рядом преимуществ, связанных с отсутствием замкнутых трактов авторегулирования по частоте и фазе, а именно, устойчивостью, монохроматичностью спектральной линии, прямой синхронизацией генератора по фазе и т.д.

Литература

1. Шахильдян В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахильдян, А.А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 446 с.
2. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / В.В. Шахильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Карякин и др.; 2-е изд., доп. и перераб.; под ред. В.В. Шахильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 320 с.

3. Тузов Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах / Г.И. Тузов. – М.: Сов. радио, 1967. – 255 с.

4. Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах / А.Н. Малахов. – М.: Наука, Главн. ред. физ.-мат. лит., 1967. – 660 с.

5. Печенин В.В. Анализ помехоустойчивости доплеровского фильтра, реализованного на электромагнитной линии задержки / В.В. Печенин, В.И. Барышев, О.А. Горбуненко // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – 2007. – Вып. 11. – С. 7-14.

6. Печенин В.В. Методика и результаты исследований помехоустойчивости одноканального фильтра доплеровской частоты / В.В. Печенин, В.И. Барышев, А.В. Мазуренко // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – 2008. – Вып. 1 (13). – С. 10-16.

7. Печенин В.В. Анализ частотных дискриминаторов, выполненных на электромагнитной линии задержки / В.В. Печенин, В.И. Барышев // Материалы Международной научно-технической конференции «Интегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні (ІКТМ 2005)». – Х.: ХАИ, 2005. – С. 287.

Поступила в редакцию 25.11.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. заведующий каф. 504 А.А. Зеленский, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.

СИСТЕМА ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ НА ОСНОВІ СИНХРОНІЗОВАНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА З ДВУХВХОДОВИМ УПРАВЛІННЯМ

В.В. Печенін, А.Р. Сарамолки

Розглянутий варіант практичної реалізації системи частотно-фазового автопідстроювання частоти, оснований на використанні автогенератора, керованого по двох входах. Проаналізовані частотні властивості розробленої схеми в порівнянні із звичайними широко вживаними схемами, що використовують замкнуті петлі авторегулювання по частоті і фазі і одноходовим синхронізованим генератором. Приведені основні аналітичні співвідношення. Показано, що такий варіант системи ЧФАП при істотно простіший технічній реалізації володіє рядом переваг, пов'язаних з відсутністю замкнутих трактів авторегулювання по частоті і фазі, а саме, стійкістю, монохроматичністю спектральної лінії, прямою синхронізацією генератора по фазі і так далі.

Ключові слова: аналіз, автогенератор, частота, доплеровський фільтр, синхронізація, сигнал.

SYSTEM OF THE FREQUENCY-PHASE SELF-TUNING ON BASIS OF THE SYNCHRONIZED ASCILLATOR WITH TWO-INPUT MANAGEMENT

V.V. Pechenin, A.R. Saramolki

The variant of practical realization of the system of the frequency-phase self-tuning (FPST) of frequency is considered, based on the use of ascillator, guided on two entrances. Frequency properties of the developed chart are analysed as compared to the ordinary widely applied charts, using the reserved loops of automatic control on frequency and phase and one-entrance synchronized generator. Basic analytical correlations are resulted. It is rotined that such variant of the system of FPST at substantially more simple technical realization possesses the row of advantages, related to absence of the reserved highways of automatic control on frequency and phase, namely, by stability, monochromaticity of spectral line, by direct synchronization of generator on a phase et cetera

Key words: analysis, ascillator, frequencies, Doppler filter, synchronization, signal.

Печенин Валерий Васильевич – д-р техн. наук, проф., проф. кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.

Сарамолки Амир Рузбех – аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.