

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И СРЕДСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.376.43

*В.В. ПЕЧЕНИН, д-р техн. наук, К.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук,
Е.П. МСАЛЛАМ, канд. техн. наук, М.А. ВОНСОВИЧ*

СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ПОДСТРАИВАЕМОГО ГЕНЕРАТОРА

Введение

Фазовая автоподстройка частоты является одним из важнейших этапов следящего приема и обработки сигналов в радиолокационных и радионавигационных фазовых системах измерения дальности и угловых координат и при формировании опорного когерентного сигнала в цифровых КИМ-системах связи и телеметрии с фазовой, относительно фазовой и частотной манипуляцией [1 – 5].

Широко используются системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в доплеровских следящих измерителях скорости (ДИС) [6]. Подобные следящие измерители частоты на основе ФАПЧ, получившие название синхронно-фазового демодулятора (СФД) широко используются для демодуляции ФМ-сигналов [7 – 10]. Причиной широкого использования следящих демодуляторов сигналов с угловой модуляцией являются их лучшие пороговые свойства по сравнению с частотным дискриминатором (ЧД).

В автоматических следящих устройствах результаты обработки сигналов могут быть представлены в виде сигналов, подобных входным, но лучше отфильтрованных от помех; в виде напряжения, повторяющего закон изменения параметра входного сигнала (амплитуды, частоты, фазы, временного положения).

Следует отметить, что процесс демодуляции всегда связан с оценкой значения соответствующего информативного параметра сигнала. Поэтому в большинстве случаев следящие измерители систем радиолокации, радионавигации и управления практически ничем не отличаются от следящих устройств выделения модулирующего сигнала (следящий демодулятор) в системах передачи информации. Поэтому термин «следящий измеритель» используется как синоним термина «следящий демодулятор». Однако при рассмотрении конкретных следящих устройств указываются особенности его как измерителя или как демодулятора.

Одним из направлений дальнейшего развития теории и практического применения ФАПЧ являются системы с комбинированным управлением [11 – 14]. К системам с комбинированным управлением относятся системы ФАПЧ, ЧАП и т.д., у которых управляемый объект (управляемый генератор) подвергается воздействию не только со стороны петли следящей обратной связи, но и вводимого в нее воздействия от некоторого устройства, измеряющего величину внешнего возмущения входного сигнала (эталонного сигнала) системы ФАПЧ. В частности, таким устройством может быть обычный частотный дискриминатор, реагирующий на изменения частоты входного сигнала. При определенном параметре вводимого в петлю следящей обратной связи воздействия можно достичь существенного улучшения отдельных показателей качества работы такой ФАПЧ по быстродействию, устойчивости и динамической точности по сравнению с замкнутыми системами.

Возможен и другой вариант построения комбинированной ФАПЧ, в котором используется прямое воздействие входным сигналом и воздействие со стороны измерителя внешнего возмущения, т.е. частотного дискриминатора с инерционным фильтром нижних

частот (ФНЧ), выделяющим только медленные изменения частоты входного сигнала. В таких комбинированных ФАПЧ или ЧАП объектом управления является синхронизированный генератор (СГ) [15 – 17].

Подробный анализ качественных показателей таких комбинированных ФАПЧ показывает, что второй вариант построения ФАПЧ с комбинированным управлением СГ позволяет реализовать более совершенные системы фазовой автоподстройки частоты.

В дальнейшем изложении материала статьи излагаются полученные авторами результаты исследований по совершенствованию систем ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора.

Основное содержание исследований

1. Комбинированная ФАПЧ на синхронизированном генераторе.

Как известно, все свойства (статические и динамические) любой следящей системы определяются дифференциальными уравнениями или передаточной функцией.

В рассматриваемой системе ФАПЧ объектом управления является СГ. В «захваченном» режиме синхронизации такой генератор тоже представляет собой систему ФАПЧ, в которой отсутствуют физически ФНЧ и фазовый детектор (ФД). Такая следящая система обладает максимальным быстродействием и минимальными динамическими ошибками при заданных параметрах: полосе эффективной синхронизации по частоте и фазе, времени установления режима синхронизации и остаточной расстройке по частоте. К числу основных недостатков такой системы ФАПЧ относятся узкая полоса эффективной синхронизации по частоте, чувствительность к флуктуациям амплитуды входного сигнала и фазовая нестабильность выходных колебаний, обусловленная нестабильностью параметров электрических элементов входящих в схему СГ. Часть недостатков СГ, функционирующего в режиме ФАПЧ, например в качестве следящего доплеровского фильтра (СДФ), можно устранить, введя принудительную перестройку СГ (о чем было сказано ранее) и подавление амплитуды флуктуаций входного синхронизирующего сигнала [18]. Структурно-физическую модель такой следящей схемы ФАПЧ на формальном уровне можно представить в виде астатической системы первого порядка с передаточной функцией ФНЧ₀ равной единице, т.е. в операторной форме $W_0(p) = 1$ ($p \equiv \frac{d}{dt}$) и считать фазовый детектор безынерционным с линейной фазовой характеристикой. Функциональная схема ФАПЧ на «захваченном» генераторе представлена на рис. 1.

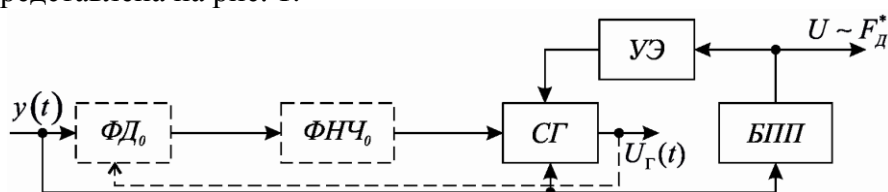


Рис. 1

Здесь БПЛ – блок принудительной перестройки, УЭ – управляемый элемент.

Блоки, входящие в функциональную схему рис. 1, очерченные пунктирным контуром, являются виртуальными.

При теоретическом рассмотрении эффекта синхронизации можно предположить, что сам фазовый детектор в виде своего эквивалента «скрыт» непосредственно в схеме СГ [19].

Рассмотрим работу ФАПЧ на «захваченном» генераторе в составе следящего измерителя, осуществляющего узкополосную фильтрацию доплеровской частоты в автономных измерителях скорости движущегося объекта. При оценке качества работы следящих измерителей обычно используются следующие показатели: точность и надежность работы

в

условиях

помех, устойчивость, быстродействие, характер переходного процесса, полос захвата и удержания, фазовая стабильность и др.

Пусть на вход измерителя поступает аддитивная смесь доплеровского сигнала, формирующего протяженной отражающей поверхностью [1] $S_C[t, \omega_0, F_D, \lambda_{AM}(t), \lambda_{CM}(t)]$ и шума $n(t)$

$$y(t) = S_C[\dots] + n(t). \quad (1)$$

Полезный сигнал $S_C[\dots]$ с медленно меняющейся регулярной основой $F_D = 2W_{\Pi}\lambda^{-1} \cos\beta \cos\theta$, где W_{Π} – путевая скорость; λ – длина волны излучаемого колебания, $\cos\beta \cos\theta$ – постоянная величина; β, θ – угловые параметры диаграммы направленности излучения; ω_0 – преобразованная на более низкое значение частота излучения сигнала; $\lambda_{AM}(t)$ и $\lambda_{CM}(t)$ – случайные функции, характеризующие амплитудный и частотный шум, создаваемый отражающей поверхностью [21].

Заметим, что частотный шум несет информацию о спектре доплеровского сигнала $\Delta F_D = 2W_{\Pi}\lambda^{-1} \sin\beta \Delta\eta$, где $\Delta\eta$ – ширина диаграммы излучения зондирующего сигнала.

При слежении за изменениями доплеровской частоты амплитудный и частотный шумы можно не учитывать. Тогда $S_C[\dots]$ можно записать так:

$$S_c[t, \omega_C] = A_0 \sin[\omega_C t + \varphi(t)], \quad (2)$$

где A_0 – амплитуда полезного сигнала; $\omega_C = \omega_0 + F_D$ – частота входного сигнала; $\varphi(t)$ – случайная фаза.

Как известно, все свойства (статистические и динамические), характеризующие наиболее важные показатели качества работы любой следящей системы определяются дифференциальным уравнением или передаточной функцией.

Выражение для дифференциального уравнения, описывающего работу рассматриваемой ФАПЧ при отсутствии шума, имеет вид

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_y \sin \varphi, \quad (3)$$

где $\Delta_H = \omega_C - \omega_{\Gamma}$ – начальная расстройка между частотой входного сигнала и частотой управляемого генератора (УГ) в отсутствие БПП; Δ_y – ширина полосы удержания при отсутствии БПП, $\Delta_y = \Delta_0$, где Δ_0 – критическая полоса синхронизации УГ.

При выполнении аналитических расчетов удобнее пользоваться другим выражением

$$\Delta_0 \approx \frac{1}{2} \frac{\omega_{\Gamma 0}}{Q} \frac{A_0}{A_{\Gamma}} = \frac{1}{2} \Delta f_{K\Gamma} \frac{A_0}{A_{\Gamma}}, \quad (4)$$

где $\Delta f_{K\Gamma}$ – ширина полосы пропускания резонансного контура управляемого генератора на уровне 0.7 по напряжению; A_{Γ} – амплитуда переменного напряжения на выходе УГ; $\omega_{\Gamma 0}$ – собственная резонансная частота контура генератора без принудительной перестройки; Q – добротность контура.

С учетом перестройки СГ блоком БПП величина Δ_H , будет равна υ_{OCT} – остаточной расстройке [22], зависящей от некоторого случайного параметра S :

$$S^2 = \frac{\omega_{\Gamma 0}^2}{4(\Delta_0^{\text{П}})} \langle \delta C'_0(t) \rangle, \quad (5)$$

где $\Delta_0^{\text{П}}$ – полоса удержания схемы на СГ при наличии принудительной перестройки; $\langle \delta C'_0(t) \rangle$ – ошибка установки текущего значения контурной емкости СГ, которая является случайной величиной с заданным вероятностным распределением.

В свою очередь флуктуации C_0 и L перестраиваемого контура СГ являются причиной фазовой нестабильности схемы ФАПЧ на синхронизированном генераторе.

Оценим основные показатели качества работы ФАПЧ в режиме слежения за текущей частотой $F_{Д}$, изменяющейся в пределах от $F_{Д_{\min}}$ до $F_{Д_{\max}}$, что составляет примерно 10 кГц. Реально это соответствует следующему измерителю путевой скорости самолета, или, например, доплеровскому смещению несущей в мобильной самолетной связи УКВ диапазона с использованием ЧМ-модуляции.

При отсутствии ЧМ-модуляции и шумов при $n(t) = 0$ и $W_{\Phi НЧ}(p) = 1$ дифференциальное уравнение, определяющее все свойства такой системы ФАПЧ, могут быть описаны уравнением (3). Тогда Δ_y одновременно с полосой захвата Δ_z , т.е. при любых $\Delta_H > \Delta_y$, будет осуществлять режим захвата.

Если критическая полоса синхронизации Δ_0 будет больше модуля разности

$$\Delta_0 > \left| (F_{Д_{\max}} - F_{Д_{\min}}) \right|, \quad (6)$$

то блок принудительной перестройки не нужен, остаточная расстройка по частоте будет равна [22]

$$\nu_{OCT} = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{A_0}{2A_{\Gamma}} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_y} \right)^2} - \frac{\omega_{\Gamma 0}}{2A_{\Gamma}} E_s(t), \quad (7)$$

где $E_s(t)$ – амплитуда косинусной составляющей собственного шума генератора, который представлен следующим соотношением

$$\xi(t, \varphi) = E_c(t) \sin \varphi - E_s(t) \cos \varphi + \frac{2A_{\Gamma} A_0}{\omega_{\Gamma 0} \Delta_y} \frac{d\psi}{dt}, \quad (8)$$

где $\psi = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ – разность фаз между фазой $\varphi_2(t)$ – синхронизированного генератора и фазой входного сигнала $\varphi_1(t)$.

Время установления после скачка параметра (емкости C на $\delta C'(t)$)

$$\tau_{УСТ} \approx \frac{3.5}{\Delta_0} \approx \frac{3.5}{\Delta f_K}. \quad (9)$$

Динамическая погрешность при линейном изменении фазы $\varphi_1 = \alpha_1 t$ будет равна нулю, $\theta_{УСТ}(t) = 0$, а при квадратном изменении $\varphi_2 = \alpha_2 t^2$, $\theta_{УСТ}(t) \approx \frac{2\tau_{\Gamma 0} \alpha_2}{\Delta_0}$, где $\tau_{\Gamma 0}$ – постоянная времени LC контура генератора, $\tau_{\Gamma 0} = \frac{1}{\Delta_0}$.

Дисперсия флуктуаций фазы, обусловленная внутренним шумом СГ, будет определяться выражением

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{\pi\omega_{\Gamma 0}N_0}{A_0A_{\Gamma}} \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2}}, \quad (10)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности естественных шумов генератора, Вт/Гц.

Дисперсия флуктуаций частоты, обусловленная внутренним шумом СГ, будет определяться выражением

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{D\Delta_y}{\pi} \left[1 - \sqrt{1-\left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2} \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2}} \right], \quad (11)$$

где $D = \frac{2\pi\omega_{\Gamma 0}N_0\Delta_0}{A_{\Gamma}A_0}$ – коэффициент, характеризующий ширину спектральной линии колебаний автогенератора.

В формулах (10), (11) полагается, что $N_0^2 \square \frac{A_0A_{\Gamma}}{\pi\omega_{\Gamma 0}} \sqrt{1-\left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2}$.

При наличии шума $n(t)$ на входе ФАПЧ, представленной на рис. 1, и линейного режима ее работы получим следующие результаты [23]:

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \square \left\{ \frac{2\pi\omega_{\Gamma 0}A_0\Delta_0}{A_{\Gamma}} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2} \right\} \geq \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}, \quad (12)$$

$$\sigma_{\varphi_{\Pi}}^2 \square \left\{ \frac{\pi\omega_{\Gamma 0}A_0}{A_{\Gamma}\Delta_0} \frac{1}{q^2} \right\} \geq \frac{1}{q^2}, \quad (13)$$

где $q^2 = \frac{A_0^2}{P_{\Pi}}$ – отношение сигнал/шум в эффективной шумовой полосе $\Delta f = \frac{\Delta_0}{4}$, $P_{\Pi} = N_0^2\Delta f_{\varphi}$,

N_0^2 – спектральная плотность мощности входного шума $n(t)$, $q^2 \square 1$.

Выражения (12) и (13) можно записать в несколько ином виде

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 = \left\{ \left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \frac{2\pi\Delta_0^2}{Q} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2} \right\}; \quad \sigma_{\varphi_{\Pi}}^2 = \left\{ \left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \frac{\pi}{Q} \frac{1}{q^2} \right\} \quad (14)$$

При практически реализуемых добротности резонансного контура СГ в диапазоне значений $Q = 50 \dots 100$; отношения амплитуд $\left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \square 10^{-1} \div 10^{-2}$, $\sigma_{\varphi}^2 \rightarrow \frac{1}{q^2}$,

$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \rightarrow 0.063\Delta_0^2 \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}$ при отсутствии канала БПП.

Следовательно, полезность БПП проявляется еще и в том, что можно уменьшить величину Δ_0 до стабильности частоты колебаний автогенератора СГ $\frac{\delta\omega_{\Gamma 0}}{\omega_{\Gamma 0}} \square 10^{-3} \div 10^{-4}$.

Тогда

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \rightarrow 0.063\delta^2 \omega_{\Gamma 0} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}. \quad (15)$$

2. Астатическая система ФАПЧ первого порядка.

Рассмотрим систему фазовой автоподстройки частоты известную как ФАПЧ-1 (рис. 2) с реальными элементами ФД и ФНЧ при $W_{\Phi НЧ}(p) \neq 0$. Тогда схема изображенная на рис. 1 преобразуется в астатическую ФАПЧ с астатизмом 1-го порядка (ФАПЧ-1) без БПП (рис. 2).

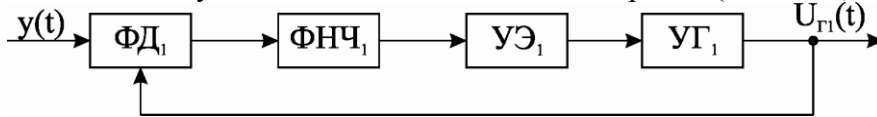


Рис. 2

Основное дифференциальное уравнение астатической системы ФАПЧ 1-го порядка с интегрирующим ФНЧ1 $W_{\Phi НЧ} \neq 1$ может быть записано в виде $\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 F_1(p) \sin \varphi$, где Δ_1 – полоса удержания ФАПЧ-1; $\Delta_1 = \Delta_{y1}$; $F_1(p)$ – коэффициент передачи ФНЧ1, который полностью совпадает с уравнением (3).

Динамическая погрешность при $n(t) = 0$ и линейном изменении фазы $\varphi_1(t) = \alpha_1(t)$ будет равна

$$\theta_{УСТ1}(t) = \frac{\alpha_1}{\Delta_1}, \quad (16)$$

а при квадратичном законе изменения фазы $\varphi_2(t) = \frac{\alpha_2 t^2}{2}$ наступает срыв слежения.

Время установления переходного процесса

$$\tau_y = \frac{2}{\Delta f_{\varphi 1} \sqrt{1 - \gamma_{H1}}} \ln 114 \sqrt{1 - \gamma_{H1}}, \quad (17)$$

где $\Delta f_{\varphi 1} = \frac{\Delta_1}{2\pi\varphi}$ – эффективная шумовая полоса; $\gamma_H = \frac{\Delta_H}{\Delta_0}$ – относительная начальная расстройка.

Относительная полоса захвата определяется выражением

$$\gamma_{31} = \frac{1,2}{\sqrt{T_1 \Delta f_{\varphi 1}}}, \quad (18)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ1; $T_1 = (RC)^{-1}$, R, C – параметры интегрирующего фильтра нижних частот.

Флуктуационная погрешность $\sigma_{\varphi 1}^2$ при наличии шума $n(t)$:

$$\sigma_{\varphi 1}^2 = \left(\frac{2N_0 \Delta f_{\varphi 1}}{A_0} \right)^2 \rightarrow \frac{1}{q^2}. \quad (19)$$

Флуктуационная погрешность $\sigma_{\omega 1}^2$ при наличии шума $n(t)$:

$$\sigma_{\omega 1}^2 = \frac{\Delta_1^2}{4\pi \Delta f_{\varphi 1} T_1} \left(\frac{1}{q} \right)^2. \quad (20)$$

Из сравнительного анализа показателей качества работы комбинированной ФАПЧ на синхронизированном генераторе с принудительной перестройкой частоты и ФАПЧ-1 с

интегрирующим фильтром можно сделать заключение о том, что по быстродействию и динамическим погрешностям комбинированная ФАПЧ на СГ существенно превосходит ФАПЧ-1. То же самое заключение можно сделать и относительно таких параметров, как полоса захвата и полоса удержания.

Погрешности фазовых флуктуаций σ_φ^2 в рассмотренных системах ФАПЧ примерно одинаковы.

Что касается флуктуационных погрешностей по круговой частоте σ_ω^2 ФАПЧ на СГ то при $\omega_{Г0} = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5$ рад и $\delta\omega_{Г0} = 0.063 \cdot 6.28 \cdot (5 \cdot 10)^2 = 989$ рад

$$\sigma_\omega^2 = 989 \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{q^2} = 212.6 \text{ рад}^2$$

или по частоте σ_f^2 :

$$\sigma_f^2 = 5.3 \frac{1}{q^2} \text{ Гц}^2, q \ll 1.$$

Для ФАПЧ-1 $\sigma_{f1}^2 \approx \sigma_f^2$ при $\Delta f_{э1} T_1 = 1$ и $\Delta_1 = \Delta_0$, т.е. примерно одинаковы. По уходу фазы за счет технических нестабильностей элементов, входящих в конкретную схему СГ проигрыш может составить величину N по сравнению со схемой ФАПЧ-1 [24] порядка $N \geq 2$ при строго постоянной частоте синхронизации ω_c .

3. Синтез структурно-физической модели ФАПЧ на основе ФАПЧ-1 и комбинированной ФАПЧ на СГ.

Основываясь на результатах теоретической оценки показателей качества работы двух рассмотренных ФАПЧ, синтезируем новую структуру системы фазовой автоподстройки частоты, обладающую лучшими показателями качества, которых можно достичь в новой структуре ФАПЧ.

В качестве исходной (опорной) структурно-физической модели выберем взаимосвязанную двухпетлевую систему ФАПЧ, описанную в [11].

Упрощенная структурно-физическая модель (функциональная схема) двухпетлевой ФАПЧ, составленная из двух рассмотренных выше ФАПЧ на синхронизированном генераторе и ФАПЧ-1, показана на рис.3.

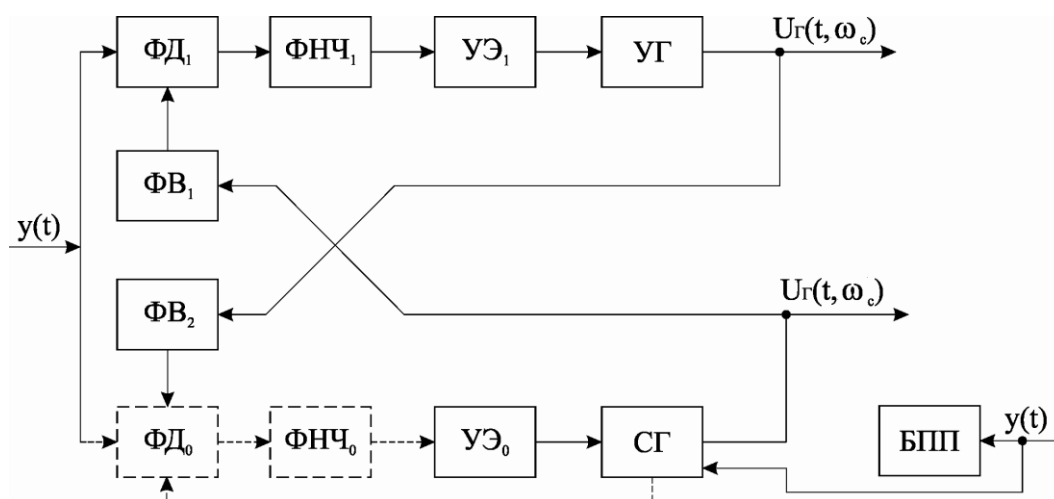


Рис. 3

Здесь ФВ – фазовращатель.

Осуществим логическое совмещение верхней и нижней части структурно-физической модели (рис. 3), оставляя только те блоки и связи, с помощью которых реализуются требуемые качества работы вновь создаваемой структуры ФАПЧ.

Совмещаем ФД1 с ФД0. Остается ФД1, поскольку ФД0 виртуален.

Совмещаем ФНЧ1 с ФНЧ0. Остается ФНЧ1 поскольку ФНЧ0 виртуален.

Совмещаем УЭ0 с УЭ1. Оставляем УЭ1 поскольку он связан с блоком ФНЧ1.

Совмещаем генераторы СГ и У. Оставляем СГ поскольку он обеспечивает максимальное быстродействие и минимизирует динамические погрешности.

При выборе $\Delta_0 = \Delta f_K$ можно удалить блок БПП.

Синтезированная таким логическим приемом новая структурно-физическая модель ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора (СГ) показана на рис.4.

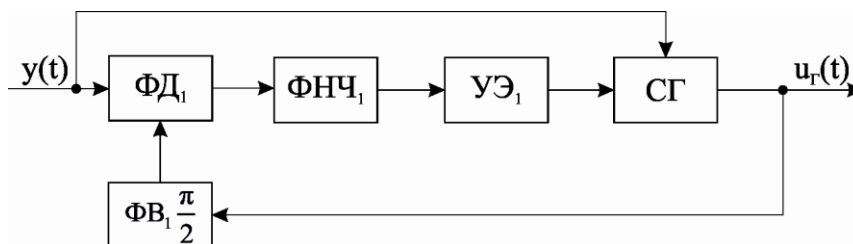


Рис. 4

Если допустить, что в отсутствие шума $n(t)$ изменения воздействующих на СГ по прямому каналу и каналу следящей обратной связи являются медленными случайными жестко коррелированными функциями с временем корреляции τ_K с много большим времени запаздывания τ_3 управляющего сигнала в цепи обратной связи $\tau_K \ll \tau_3$, то можно записать основные дифференциальные уравнения исследуемой системы в виде:

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 \sin \varphi, \quad (21)$$

$$\frac{d\varphi_0}{dt} = \Delta_H - \Delta_0 \sin \varphi. \quad (22)$$

Тогда результирующее дифференциальное уравнение синхронизма колебаний СГ от внешнего воздействия и воздействия петли обратной связи можно записать в виде:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - (\Delta_0 + \Delta_1) \sin \varphi. \quad (23)$$

Из формулы (23) следует, что совместная полоса синхронизма (полоса удержания) будет равна сумме отдельных полос

$$\Delta = \Delta_0 + \Delta_1. \quad (24)$$

Если выполнено условие (24), то дифференциальное уравнение (23) можно записать в виде

$$\frac{p\varphi}{\Delta} + [\sigma + \eta F(p)] \sin \varphi = \gamma. \quad (25)$$

Здесь $\gamma = \frac{(\omega_{Г0} - \omega_C)}{\Delta}$ – начальная расстройка, нормированная к суммарной полосе синхронизма; $\sigma = \frac{\Delta_0}{\Delta}$; $\eta = \frac{\Delta_1}{\Delta}$ – относительные полосы синхронизма внешнего воздействия и ФАПЧ-1 соответственно; $F(p)$ – операторный коэффициент передачи петли обратной связи.

Отметим, что уравнение (25) эквивалентно уравнению эквивалентной ФАПЧ, в которой сигнал с ФД1 поступает по двум каналам к управителю УЭ1. Один канал является безынерционным с ослаблением σ , а второй канал образуется фильтром низкой частоты ФНЧ с передаточной функцией $W_1(p)$ и ослаблением $\eta = 1 - \sigma$. За счет увеличения коэффициента передачи безынерционного канала имеет место суммарное расширение полосы захвата γ_3 эквивалентной ФАПЧ по сравнению с обычной.

Покажем справедливость этого утверждения на примере ФАПЧ с простейшим интегрирующим фильтром коэффициент передачи которого $W_1(p) = \frac{1}{T_\phi p + 1}$ [24].

Введя затухание $2\lambda = \frac{1}{\sqrt{\Delta T_\phi}}$ и дифференцируя по безразмерному времени $t_1 = \frac{t}{\sqrt{\Delta T_\phi}}$, получим вместо (25):

$$\ddot{\varphi} + 2\lambda(1 + \Delta T_1 \cos \varphi)\dot{\varphi} - \sin \varphi = \gamma. \quad (26)$$

Это уравнение в точности совпадает с уравнением ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром [25], коэффициент передачи которого

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_\phi p + 1}, \quad (27)$$

где $T_1 = \sigma T_\phi$ – величина, пропорциональная глубине внешнего воздействия σ .

Такое совпадение связано с тем, что пропорционально-интегрирующий фильтр можно представить в виде параллельно соединенных безынерционной ветви с ослаблением $\sigma = \frac{T_1}{T_\phi}$ и ветви с интегрирующим звеном и ослаблением $(1 - \sigma)$.

Зависимость полосы захвата γ_3 от параметров пропорционально интегрирующего фильтра, заимствованные из [26, 27] приведены на рис.5.

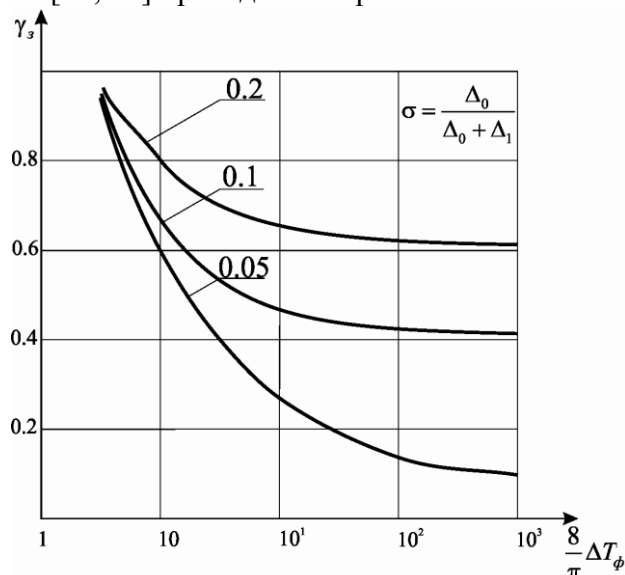


Рис. 5

Они показывают, что относительная полоса захвата $\gamma_3 = \frac{\gamma}{\Delta}$ расширяется при увеличении отношения постоянных времени $\sigma = \frac{T_1}{T_\phi}$. В пределе при $\Delta T_1 \ll 1$ и $\Delta T_\phi \ll 1$ для полосы захвата справедливо выражение

$$\gamma_3 = \sqrt{\sigma(2-\sigma)}. \quad (28)$$

Составляя выражение (24) и (28) можно заключить, что суммарная полоса синхронизма нарастает линейно при увеличении Δ_1 , обусловленной прямой связью, а полоса захвата γ_3 при этом растет почти пропорционально корню квадратному из указанной величины. Наиболее заметное расширение полосы захвата эквивалентной ФАПЧ от добавления прямой связи получается при небольших значениях Δ_1 обычной ФАПЧ-1.

Это означает, что дополнительное внешнее воздействие в системе ФАПЧ приносит пользу в самом неблагоприятном режиме ее работы.

Определим некоторые характеристики цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром.

Для любого следящего фильтра необходимо обеспечить возможно малую шумовую полосу пропускания ΔF_{III} при заданном коэффициенте демпфирования $\xi = \frac{\omega_{\Pi}}{2\Delta_1}$, где ω_{Π} –

резонансная частота системы ФАПЧ, характеризующая ее полосу пропускания $\omega_{\Pi}^2 = \frac{\Delta_1}{T_1}$.

Оптимальное значение ξ выбирается 0.5. В пределе желательно обеспечить равенство $\Delta F_{III} = \omega_{\Pi}$. Переходная характеристика цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром при $\xi = 0$ и $\left(\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} \rightarrow 0\right)$ представлена на рис. 6 (переходные характеристики цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим (а) и интегрирующим (б) фильтрами при $\xi = 0.5$).

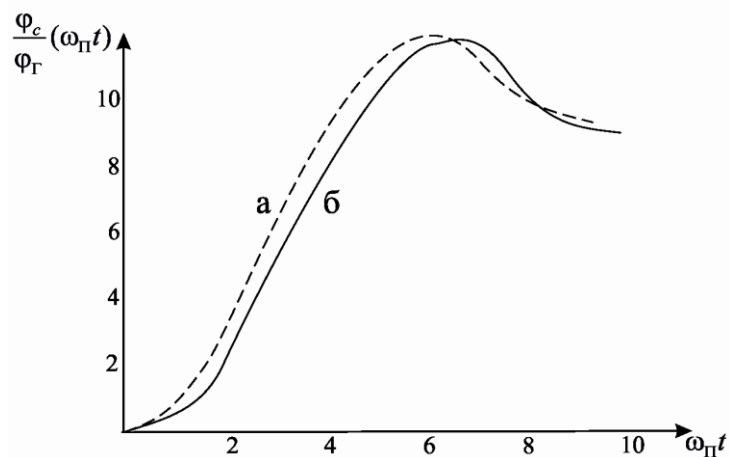


Рис. 6

На рис. 7 представлены частотные характеристики этих двух цепей при аналогичных условиях (частотные характеристики цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим (а) и интегрирующим (б) фильтрами при $\xi = 0.5$). Из сравнения кривых на рис. 6 и 7 следует, что основные характеристики цепей ФАПЧ с интегрирующим и пропорционально-интегрирующим фильтрами при $\xi = 0.5$ совпадут. Однако наиболее существенным является

следующее: если для интегрирующего фильтра эти характеристики обеспечивались при полосе пропускания, равной полосе удержания, так как при $\xi = 0.5$ и $\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} = 1$, то для пропорционально-интегрирующего фильтра такие характеристики могут быть получены при полосе пропускания, много меньшей полосы удержания – $\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} \rightarrow 0$. Следовательно, от контура ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром можно добиться сколь угодно малого значения шумовой полосы $F_{Ш}$ (или ω_{Π}) при любых значениях Δ_1 . Это позволяет использовать ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром в качестве следящего фильтра.

Такая фильтрующая система ФАПЧ служит своеобразным узкополосным фильтром для сигнала и позволяет «очистить» сигнал от «загрязняющего» его шума. Она удобна из-за простоты сужения шумовой полосы пропускания ΔF до единиц герца, и даже долей герца, при наличии на входе сигнала с высокой несущей частотой.

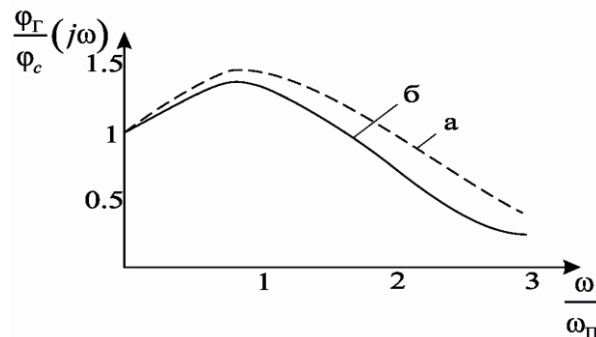


Рис. 7

Если же иметь в виду возможность перестройки частоты СГ на величину $\Delta_1 \ll \omega_{\Pi}$ в соответствии с изменениями частоты сигнала, обусловленной, например, изменениями доплеровской частоты, то становится понятна целесообразность использования синтезированной ФАПЧ в качестве следящего доплеровского фильтра.

Динамическая погрешность $\theta_{УСТ1}(t)$ при линейном изменении фазы $\varphi_1 = \alpha_1 t$, как и в случае ФАПЧ на синхронизированном генераторе будет равна нулю, а динамическая ошибка при квадратичном изменении фазы будет определяться выражением

$$\theta_{УСТ2}(t) \approx \frac{T_1 \alpha_2}{\Delta_1}. \quad (29)$$

Выводы

В работе представлены результаты исследований в основном теоретического направления, связанные с дальнейшим совершенствованием комбинированных систем фазовой автоподстройки частоты объекта управления – синхронизированного генератора.

Основная цель выполненных исследований состояла в создании такой следящей системы, которая бы обеспечивала повышение основных показателей качества ее работы в составе следящих измерителей, применяемых в радиолокационных, радионавигационных, связных и других радиотехнических устройствах и системах для осуществления приема и обработки сигналов с регулярной медленно меняющейся частотной составляющей, а именно – доплеровских сигналов, наблюдаемых на фоне аддитивной нормальной помехи.

Анализ существующих систем ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора и астатической системы ФАПЧ первого порядка с

интегрирующей цепочкой в кольце следящей обратной связи показал, что возможно синтезировать такую систему фазовой автоподстройки частоты синхронизированного генератора, реализующего наилучшие показатели качества работы каждой из рассмотренных систем фазовой автоподстройки.

Исходя из этого был выбран аналог возможной структурно-физической модели ФАПЧ в виде системы двух взаимно связанных колец ФАПЧ, одно из которых было представлено комбинированной системой, а второе – следящей системой ФАПЧ первого порядка. На основе логического совмещения однотипных блоков обеих систем была синтезирована новая система ФАПЧ с комбинированным управлением перестраиваемого генератора, обладающая быстродействием и динамической точностью определяемых системой с синхронизированным генератором, а помехоустойчивостью и фазовой стабильностью, определяемой астатической ФАПЧ с одновременным расширением полосы захвата и полосы удержания.

Синтезированная ФАПЧ достаточно точно описывается дифференциальным уравнением эквивалентной ФАПЧ-1 с пропорционально-интегрирующим фильтром в цепи следящей обратной связи, что обеспечивает известные преимущества такой следящей системы перед астатической системой 1-го порядка.

Замена обычного управляемого генератора в схеме ФАПЧ-1 синхронизированным генератором обладает еще одним заметным преимуществом по сравнению с существующими в тех ситуациях, когда полоса захвата обычной ФАПЧ мала, а также в случаях, когда возможна неисправность, например обрыв в кольце ФАПЧ-1, входящей в состав синтезированной системы.

Список литературы: 1. *Ширман, Я.Д.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с. 2. *Ярлыков, М.С.* Статистическая теория радионавигации / М.С. Ярлыков. – М. : Радио и связь, 1985. – 344 с. 3. *Фомин, А.Ф.* Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, О.И. Шелухин ; под ред. А.Ф. Фомина. – М. : Радио и связь, 1987. – 248 с. 4. *Тепляков, И.М.* Радиосистемы передачи информации / И.М. Тепляков, Б.В. Рощин, А.И. Фомин. – М. : Радио и связь, 1982. – 264 с. 5. *Ван Трис, Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции : пер. с англ. / Г. Ван Трис ; под ред. проф. В.Т. Горяинова. – М. : Сов. радио, 1975. – 342 с. 6. *Колчинский, В.Е.* Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. – М. : Сов. радио, 1975. – 432 с. 7. *Кантор, Л.Я.* Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов / Л.Я. Кантор, В.М. Дорофеев. – М. : Связь, 1977. – 336 с. 8. *Клеппэр, Дж.* Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты : пер. с англ. / Дж. Клеппэр, Дж. Фрэнкл ; под ред. А.Ф. Фомина. – М.: Энергия, 1977. – 440 с. 9. *Новоселов, О.Н.* Основы теории и расчет информационно-измерительных систем / О.Н. Новоселов, А.Ф. Фомин. – М. : Машиностроение, 1980. – 280 с. 10. *Линдсей, В.У.* Системы синхронизации в связи и управлении : пер. с англ. / В.У. Линдсей. – М. : Сов. радио, 1978. – 600 с. 11. *Шахгильдян, В.В.* Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972. – 446 с. 12. *Зайцев, Г.Ф.* Комбинированные следящие системы / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. – К. : Техника, 1978. – 268 с. 13. *Стеклов, В.К.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями / В.К. Стеклов, С.Н. Скляренко, Б.Я. Костик. – К. : Техніка, 2003. – 324 с. 14. *Стеклов, В.К.* Комбинированные системы фазовой автоподстройки : моногр. / В.К. Стеклов, А.А. Руденко, А.К. Юдин. – К. : Техніка, 2004. – 327 с. 15. *Щербина, К.А.* Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2012. – №3(23). – С. 94-98. 16. *Щербина, К.А.* Анализ динамической точности и быстродействия следящего фильтра с принудительной перестройкой синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системи обробки інформації. – 2012. – Вип.9 (107). – С. 69-72. 17. *Щербина, К.А.* Комбинированная радиотехническая система автоматического управления на основе синхронизированного автогенератора с принудительной перестройкой / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Сучасні тенденції розвитку приладобудування : матеріали 1-ї наук.-техн. конф. для студентів, аспірантів та молодих вчених. – 19-20 листопада 2012 р., – Луганськ, 2012. – С. 342-343. 18. *Печенин, В.В.* Регулирование уровня сигнала синхронизации управляемого генератора следящего доплеровского фильтра / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Физические основы приборостроения. – 2014. – Т.3, №1. – С. 84-91. 19. *Справочник по радиоэлектронике ; под общ. ред.*

А.А. Куликовского. – М. : Энергия, 1968. – 566 с. 20. *Печенин, В.В.* Статическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летального аппарата / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Радиотехника. – 2014. – Вып. 177. – С. 64-70. 21. *Островитянов, Р.В.* Статическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с. 22. *Малахов, А.Н.* Флуктуации автоколебательных системах / А.Н. Малахов. – М. : Наука, 1967. – 660 с. 23. *Печенин, В.В.* Оценка флуктуационных погрешностей следящей системы, реализованной на синхронизированном автогенераторе / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина // Наука і техніка Повітряних Збройних Сил України. – 2014. – №3(16). – С. 33-35. 24. *Автоматическая* подстройка фазового набега в усилителях / под общ. ред. М.В. Капранова. – М. : Сов. радио, 1972. – 108 с. 25. *Тузов, Г.И.* Выделение и обработка информации в доплеровских системах / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1967. – 255 с. 26. *Капранов, М.В.* Асимптотические значения полосы захвата при фазовой автоподстройке частоты / М.В. Капранов // Известия вузов. Радиофизика. – 1968. – Т.11, №7. 27. *Шахгильдян, В.В.* Фазовая автоподстройка частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1966. – 440 с.

*Национальный аэрокосмический университет
имени Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 09.10.2016