

УДК 629.7.058.53

В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Е.П. Мсаллам

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ, СОВМЕЩЕННОЙ С ФИЛЬТРУЮЩЕЙ СХЕМОЙ СПЕКТРА ВХОДНОГО СИГНАЛА

В работе представлены результаты исследований, связанные с дальнейшим совершенствованием комбинированных систем фазовой автоподстройки частоты объекта управления – синхронизированного генератора. Основная цель выполненных исследований состояла в разработке структуры комбинированной системы ЧФАПЧ с расширенным составом количественного набора показателей качества работы системы, наилучших по своим значениям и совместным выделениям и обработкой спектра входного ЧМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной гауссовской помехи.

Ключевые слова: *следающий доплеровский фильтр, фильтрация, показатели качества, следающий прием, частота.*

Введение

Системы частотно-фазовой автоподстройки частоты (ЧФАПЧ) являются сложными следающими системами автоматической подстройки частоты управляемого объекта – генератора, в дальнейшем подстраиваемого генератора (ПГ).

К ним относятся астатические и поисковые системы ЧФАПЧ, комбинированные системы с нелинейными цепями управления ПГ, следающие системы ЧФАПЧ с инерциально-нелинейными и переменными параметрами цепей управления перестраиваемым генератором [1,2,3] и т.д.

Функциональная структура системы ЧФАПЧ предусматривает наличие двух каналов управления ПГ в цепи обратной связи; частотного канала (ЧАП), обеспечивающего поиск и захват фильтруемой частоты в заранее известных пределах ее изменения и канала фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обеспечивающего точную подстройку частоты ПГ. При этом воздействие управляющих напряжений осуществляется технически на один управляющий элемент ПГ, например варикап [4].

В процессе совершенствования существующих систем ЧФАПЧ канал управления ПГ по частоте был вынесен за пределы цепи обратной связи, что позволило повысить быстродействие системы в целом, за счет увеличения порядка астатизма системы ФАПЧ [5,6]. Однако в данном случае фильтрующие свойства, т.е. помехоустойчивость, будут ухудшены по сравнению с оптимальными для канала ФАПЧ.

Существует и другое направление дальнейшего развития и совершенствования следающих систем ЧФАПЧ, основанное на использовании в качестве управляемого объекта ПГ генератора, синхронизированного входным сигналом [7]. Таким образом, ПГ заменяется на синхронизированный генератор (СГ). Известно, что СГ в «захваченном» режиме

является системой ФАПЧ, в которой отсутствует в явном виде фазовый детектор и фильтр низких частот (ФНЧ), которые являются основными элементами, ухудшающими быстродействие, динамические и флуктуационные характеристики обычной системы ФАПЧ с фазовым детектором и ФНЧ входящих в замкнутый контур управления ПГ.

Ряд схем, реализуемых на основе применения СГ, обеспечивающих следующую фильтрацию медленно меняющейся несущей ЧМ-сигнала рассмотрены в [8,9]. Они обеспечивают достаточно хорошие показатели работы ЧФАПЧ по сравнению с существующими, однако их фазовая стабильность оказывается низкой.

Как правило, существующие схемы ЧФАПЧ перестраиваемым или синхронизированным генераторами отслеживают несущую частотно-модулированного входного сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной нормальной помехи.

Однако в системах связи, системах автономной навигации и других радиотехнических системах по условиям их функционирования необходимо выделять полезную информацию, содержащуюся в спектре входного сигнала [10]. В связи с этим необходимо в процессе слежения схемой ЧФАПЧ помимо фильтрации изменяющейся несущей входного сигнала, выделять его спектр. При этом необходимо обеспечивать слежение за его изменяющимися параметрами и, в частности, за изменениями его ширины.

Таким образом всё выше изложенное предопределило цель выполненных в работе исследований, которую можно сформулировать следующим образом. Она состоит в разработке структуры комбинированной системы ЧФАПЧ с расширенным составом количественного набора показателей качества работы системы, наилучших по своим значениям и совместным выделениям и обработкой спектра входного ЧМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной гауссовской помехи.

Содержание исследований

На вход следящей системы ЧФАП поступает ЧМ-сигнал, формулируемый протяженной отражающей поверхностью при ее зондировании источником непрерывных колебаний, находящимся на борту воздушного судна (самолета, вертолета и т.д.), движущегося с воздушной путевой скоростью W_{Π} . Модель принимаемого сигнала можно представить в виде [11]

$$S_i \left[t, \lambda_a(t), \lambda_{\text{ч}}(t), \omega_0, F_{\text{Д}i} \right] = \sqrt{2}U_0 [1 + M_a \lambda_a(t)] \times \sin \left[(\omega_0 + F_{\text{Д}})t + M_{\text{ч}} \int_0^t \lambda_{\text{ч}}(\tau) d\tau + \varphi(t) \right]. \quad (1)$$

Здесь U_0, ω_0 - амплитуда и частота принимаемого сигнала; $F_{\text{Д}i} = \frac{2W_{\Pi}}{\lambda} \cos \beta_i$ - доплеровское смещение; β_i - наклон диаграммы направленности излучения ($i = 1 \dots 4$); i - число облучающих направлений; $\lambda_a(t), \lambda_{\text{ч}}(t)$ - случайные функции описывающие флуктуации амплитуды и частоты соответственно, порождаемые радиофизической структурой (светящиеся точки) подстилающей поверхности; $M_a, M_{\text{ч}}$ - индексы амплитудной и частотной модуляции; $M_{\text{ч}} \int_0^t \lambda_{\text{ч}}(t) dt$ - случайный спектр доплеровского сигнала $\Delta F_{\text{Д}i} = (2W_{\Pi}/\lambda) \cdot \sin \beta_i \Delta \beta_i$, $\Delta \beta_i$ - ширина i -ой диаграммы облучения.

В дальнейшем будем считать, что параметры диаграмм излучения одинаковы, то есть индекс i можно опустить.

Необходимо синтезировать функциональную схему такой следящей системы ЧФАПЧ, которая бы обеспечивала требуемые или максимальные количества показателей и качество работы при заданном или максимальном их числе, совмещенной с выделением и обработкой спектра входного сигнала.

Структурный синтез комбинированной системы ЧФАПЧ

Синтезируем структурно-физическую модель ЧФАПЧ на основе использования ФАПЧ 1-го порядка с интегрирующим фильтром в цепи обратной связи и комбинированной системы ЧФАПЧ на синхронизированном генераторе с внешним каналом перестройки его частоты.

Выберем в качестве опорной структуры синтезируемой модели ЧФАПЧ взаимосвязанную двухпетлевую ЧФАПЧ, рассмотренную в [1].

Структурно-физическая модель (функциональная схема) двухпетлевой ЧФАПЧ с взаимными связями используемых следящих схем приведена на рис. 1.

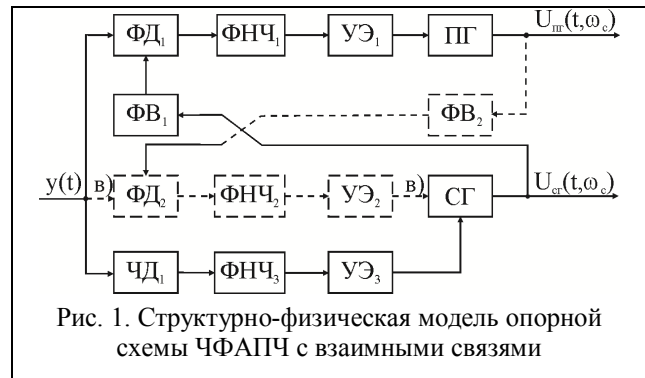


Рис. 1. Структурно-физическая модель опорной схемы ЧФАПЧ с взаимными связями

Здесь совокупность блоков: ФД₁ – фазовый детектор, ФНЧ₁ – фильтр нижних частот, УЭ₁ – управляющий элемент, ПГ – перестраиваемый генератор образуют схему астатической ФАПЧ первого порядка с интегрирующим RC фильтром ФНЧ₁; ФД₂ – фазовый детектор, ФНЧ₂ – фильтр нижних частот, УЭ₂ – управляющий элемент, СГ – синхронизированный генератор образуют схему ФАПЧ на «захваченном» СГ, при этом блоке обведенные пунктирной линией являются виртуальными т.е. в реальном «захваченном» СГ их нет, а точки (в) соединены, так что на синхронизирующий вход СГ поступает высокочастотное входное колебание $y(t) = S(t) + n(t)$, где $n(t)$ - нормальный гауссовский шум.

Совокупность блоков: ЧД₁ – частотный детектор, ФНЧ₃ – фильтр нижних частот, УЭ – управляющий элемент, образуют канал автоматической подстройки СГ по несущей входного сигнала. Постоянная времени ФНЧ₃ определяет временными изменениями несущей сигнала $S(t)$, т.е. фактически изменениями регулярного значения доплеровской частоты $F_{\text{Д}}$, которая в свою очередь зависит от изменения скорости воздушно-космического объекта.

Осуществим логическое замещение блоков с введением необходимых связей между блоками входящими в структурно-физическую модель опорной схемы ЧФАПЧ (рис. 1), удалив из синтезируемой структуры ЧФАПЧ виртуальные блоки. Синтезированная таким логическим приемом структурно-физическая модель синтезированной ЧФАПЧ представлена на рис. 2.

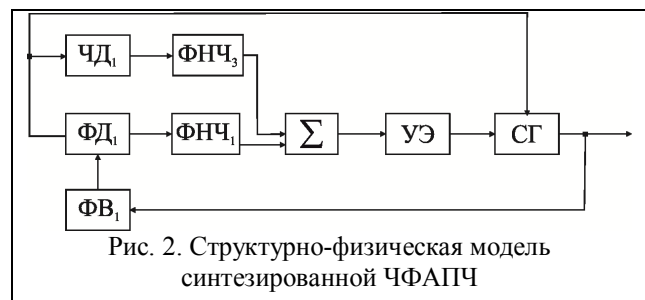


Рис. 2. Структурно-физическая модель синтезированной ЧФАПЧ

Из рассмотрения синтезированной схемы ЧФАПЧ, приведенной на рис. 2 видно, что она со-

стоит из 2 «взаимонезависимых» следящих систем. Первая из них представляет астатическую систему ФАПЧ – 1-го порядка (блоки ФД₁, ФНЧ₁, Σ, УЭ, СГ), а вторая (ЧД₁, ФНЧ₃, СГ) систему ЧФАПЧ с внешней автоматической перестройкой частоты синхронизируемого генератора. Обе схемы достаточно хорошо изучены [1,12].

Если выбрать параметры СГ так, чтобы полоса синхронизации ..равнялась полосе пропускания резонансного контура генератора .., которая бы перекрывала полосу изменения доплеровской частоты входного синхронизирующего сигнала, то блоки ЧД₁ и ФНЧ₃ можно исключить из схемы рис. 2. При данных условиях выбора параметров СГ получим дифференциальное уравнение исследуемой системы.

Если допустить что в отсутствие шума $u(t)$ изменения воздействующих на СГ по прямому каналу синхронизации и каналу следящей обратной связи являются медленными случайными жестко коррелированными процессами с временем корреляции τ_k много большим времени запаздывания τ_3 управляющего сигнала в цепи обратной связи, то можно записать дифференциальное уравнение по фазе (считая амплитуду входного сигнала постоянной величиной) в следующем виде

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \Delta_n - \Delta_1 \sin \varphi; \quad \frac{d\varphi_0}{dt} = \Delta_n - \Delta_0 \sin \varphi, \quad (2)$$

где Δ_n – начальная расстройка сигнала на входе; Δ_1 – полоса удержания системы ФАПЧ.

Тогда результирующее дифференциальное уравнение синхронизма колебаний СГ от прямого воздействия и воздействия петли обратной связи будет иметь вид:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_n - (\Delta_0 + \Delta_1) \sin \varphi. \quad (3)$$

Если выполнено условие $\Delta = \Delta_0 + \Delta_1$, то дифференциальное уравнение (3) можно записать в виде

$$\frac{p\varphi}{\Delta} + [\sigma + \eta F(p)] \sin \varphi = \gamma, \quad (4)$$

где $\gamma = \left((\omega_{\Gamma_0} - \omega_c) / \Delta \right)$ – начальная расстройка, нормированная к суммарной полосе синхронизма;

$\sigma = \frac{\Delta_0}{\Delta}$, $\eta = \frac{\Delta_1}{\Delta}$ – относительные полосы синхронизма внешнего воздействия и петли обратной связи соответственно; $F(p)$ – операторный коэффициент передачи петли обратной связи; $p \equiv \frac{d}{dt}$.

Отметим, что уравнение (4) эквивалентно системе ФАПЧ в которой сигнала с ФД₁ поступает к УЭ по двум каналам. Один из которых является безинерционным с ослаблением σ , а второй канал образуется фильтром ФНЧ₁ с передаточной функци-

ей $W_1(p)$ и ослаблением $\eta = 1 - \sigma$. За счет увеличения коэффициента передачи безинерционного канала имеет место суммарное расширение полосы захвата γ_3 эквивалентной ФАПЧ по сравнению с обычной ФАПЧ-1.

Покажем справедливость этого утверждения на примере ФАПЧ с простейшим интегрирующим фильтром, коэффициент передачи которого

$$W_1(p) = \frac{1}{T_\Phi p + 1}.$$

Введя затухание $2\lambda = \frac{1}{\sqrt{\Delta T_\Phi}}$ и дифференцируя

по безразмерному времени $t_1 = \frac{t}{\sqrt{T_\Phi}}$ получим формулу (5)

$$\ddot{\varphi} + 2\lambda(1 + \Delta T_1 \cos \varphi)\dot{\varphi} - \sin \varphi = \gamma, \quad (5)$$

где $\ddot{\varphi}$ – двойное дифференцирование φ .

Это уравнение в точности совпадает с уравнением ФАПЧ с пропорционально интегрирующим фильтром [1] коэффициент передачи которого равен

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_\Phi p + 1}, \quad (6)$$

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 безинерционной ветви с ослаблением $\sigma = \frac{T_1}{T_\Phi}$ и интегрирующей ветви с ослаблением $(1 - \sigma)$.

Для относительной полосы захвата $\gamma_3 = \frac{\gamma}{\Delta_1}$ эквивалентной ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром справедливо выражение

$$\gamma_3 = \sqrt{\sigma(2 - \sigma)}. \quad (7)$$

Приведем некоторые расчетные соотношения для оценки рабочих показателей качества синтезированной структурно-физической модели ЧФАПЧ, заимствованные [1, 8] при ее применении в качестве следящего доплеровского фильтра в полосе синхронизации $\Delta \geq (F_{D_{\max}} - F_{D_{\min}})$ при $\Delta_{CH} \leq \Delta_0$ и величине расстройки $\Delta = (\omega_c - \omega_{CG}) \ll \Delta_n$ относительно СГ без принудительной перестройки.

1. Флуктуационные погрешности.

Дисперсия фазовых флуктуаций на выходе контура ФАПЧ (рис.2)

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{2N_0}{U_0^2} \Delta F_{\text{ш}} = \frac{1}{q^2}, \quad (8)$$

где $\Delta F_{III} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y(j\omega)|^2 d\omega$ - эффективная шумо-

вая полоса ФАПЧ, Гц; $q = \frac{U_0^2}{N_0 \Delta F_{III}}$ - отношение

сигнал/шум на выходе контура ФАПЧ; N_0 - спектральная плотность мощности шума Вт/Гц²; $|Y(j\omega)|$ - модуль частотной характеристики цепи ФАПЧ.

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{\Omega_y^2}{2\Delta F_{III} \cdot T_1} \cdot \frac{1}{q^2}, \quad (9)$$

где Ω_y - полоса удержания системы ФАПЧ, T_1 - постоянная времени пропорционально-интегрирующего фильтра.

2. Динамические погрешности.

$\theta_{1_{уст}}(t) = 0$ при линейном изменении фазы $\varphi = \alpha_1 t$.

$$\theta_{2_{уст}}(t) = \frac{2\tau_{СГ}\alpha_2}{K_y} \text{ при квадратичном законе}$$

изменения фазы $\varphi = \alpha_2 t^2$, где $K_y = \frac{U_{СГ}}{U_0}$, $\tau_{СГ}$ -

постоянная времени СГ $\tau_{СГ} \approx \frac{3,5}{\Delta f_k}$.

3. Время установления синхронизированных колебаний управляемого СГ.

$$\tau_{уст} = \frac{1}{\sqrt{\Delta_0^2 - (\Delta_n + \frac{\omega_c}{2} g_c(t))^2}}, \quad (9)$$

где $g_c(t) = \delta c(t)$ - изменения (скачок) емкости подстраиваемого контура синхронизированного генератора.

Структурный синтез фильтрующей схемы спектра входного сигнала

Флуктуационная погрешность измерения путевой скорости определяются при ширине спектра доплеровской частоты $\Delta F_D = \text{const}$ следующим отношением:

$$\frac{\sigma_f W_x}{W_x} = \frac{k_0}{\sqrt{2} F_D} \sqrt{\Delta F_D \Delta F_{\Phi}}, \quad (10)$$

где k_0 - параметр, зависящий от отношения сигнал/шум и схемы построения измерителя частоты (дискриминатора), ΔF_{Φ} - ширина полосы ФНЧ фильтра на выходе частотного дискриминатора, W_x - горизонтальная составляющая W_{II} по координате x .

Однако в процессе движения воздушно-космического объекта (летательного аппарата) скорость его движения может изменяться, а следовательно будут меняться $F_D \neq \text{const}$, $\Delta F_D \neq \text{const}$ что приведет к ухудшению помехоустойчивости фильтрующей схемы спектра с фиксированными параметрами [13].

Необходимо синтезировать схему фильтрации спектра входного доплеровского сигнала с перестраиваемыми параметрами. Если используется гетеродинный метод построения следящего доплеровского фильтра, то достаточно перестраивать его полосу пропускания ΔF_{Φ} , согласовывая ее с изменениями полосы ΔF_D [14].

При использовании синхронизированного генератора необходимо перестраивать в автоматическом режиме и центральную частоту и полосу контура, выделяющего спектр. В ряде случаев возможно применение модулированного фильтра МФ [15], с помощью которого возможно обрабатывать доплеровский спектр.

Функциональная схема узкополосного фильтра с перестраиваемой полосой, согласованной с изменяющейся шириной ΔF_D приведена на рис. 3.

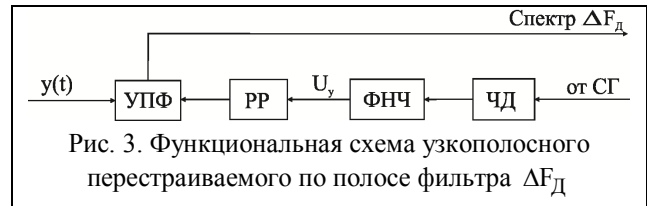


Рис. 3. Функциональная схема узкополосного перестраиваемого по полосе фильтра ΔF_D

Здесь УПФ – узкополосный перестраиваемый по полосе фильтр. РР – регулируемый резистор, ФНЧ – фильтр нижних частот, ЧД – частотный дискриминатор.

Сущность процесса регулирования полосы УПФ состоит в изменении добротности контура. При введении регулируемого резистора добротность контура будет равна

$$Q(U_y) = \frac{R_{\Sigma}}{r}, \quad (11)$$

где R_{Σ} - суммарное сопротивление

$R_{\Sigma} = \frac{\rho_k R_{RR}}{\rho_k + R_{RR}}$, ρ_k - резонансное сопротивление контура, r - активное сопротивление провода катушки L контура.

Регулируемая полоса пропускания УПФ определяется соотношением

$$\Delta f_0(U_y) = f_0 Q^{-1}(U_y). \quad (12)$$

Приведем результаты анализа помехоустойчивости следящего доплеровского измерителя скоро-

сти (ДИС), при використанні УПФ с перестраиваємою полосой в сравнении с применяемыми в настоящее время УПФ с фиксированной полосой пропускания, согласованной только в 1 точке с $F_D = \text{const}$ и $\Delta F_D = \text{const}$.

В качестве конкретного измерителя частоты F_D^* (среднее) использован счетчик нулей с интегратором (накопительной емкостью) [13].

Энергетический выигрыш схемы УПФ с регулируемой полосой по сравнению с неследящим измерителем-счетчиком нулей можно вычислить по формуле

$$\lg[A(U_y)] = 10 \lg \left[\frac{\Delta F_{\text{ш}}}{\Delta F_{\text{ф}}(U_y)} \right] + 10 \lg \left[\frac{F_{\text{ш}}^2}{F_{\text{Д.ск}}^2} - 1 / \left(\frac{(F_{\text{Д.ск}} + \Delta F_{\text{с}})^2}{F_{\text{Д.ск}}^2} - 1 \right) \right], \quad (13)$$

где $F_{\text{ш}}$ - полоса шумов, $\Delta F_{\text{с}}$ - допустимое максимальное расхождение между среднеквадратическими частотами сигнала и шума на выходе УПФ, индекс $_{\text{ск}}$ - среднеквадратическое значение.

Зависимость логарифма выигрыша (13) при вариациях $\Delta F_{\text{ф}}(U_y)$ от $0,5 \div 1,8$ кГц и $\Delta F_{\text{ш}} = 8$ кГц, $\Delta F_{\text{Д.ск}} = 5$ кГц, $\Delta F_{\text{с}} = 0,15$ кГц, $F_{\text{ш.ск}} = 8$ кГц, $s = 14,4$ дБ - расчетное значение второго слагаемого в формуле (13), равное постоянной величине при заданных значениях входящих в нее величин, приведена на рис. 4.

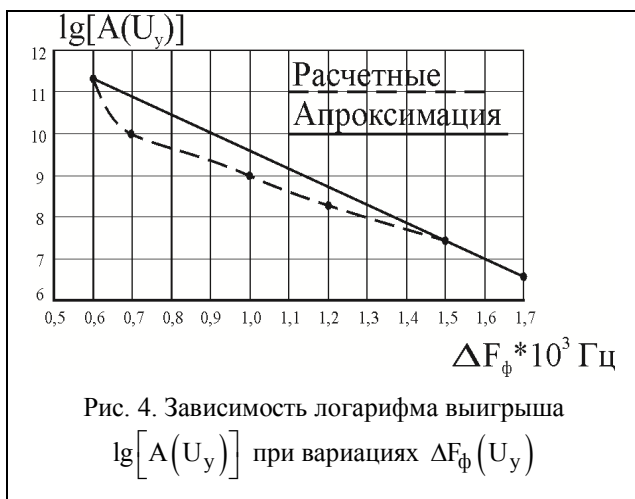


Рис. 4. Зависимость логарифма выигрыша $\lg[A(U_y)]$ при вариациях $\Delta F_{\text{ф}}(U_y)$

Из приведенной на рис. 4 графической зависимости следует, что при выбранных значениях параметров входящих в (13) логарифм выигрыша с учетом константы s меняется в пределах $20 \div 25$ дБ и при $\Delta F_{\text{ф}}$ составляет примерно $(11 \div 14,4)$ дБ, т.е. увеличение выигрыша составляет 5 дБ.

Функциональная схема синтезированной структуры ЧФАПЧ совмещенной с фильтрующей схемой спектра входного сигнала приведена на рис. 5.

Подключение УПФ к выходу СГ обеспечивает улучшению точности установки резонансной частоты УПФ (тракт ЧД₂, ФНЧ₂, УЭ₂).

Остальные блоки, входящие в функциональную схему рис. 5 полностью идентичны блокам, входящим в схемы, изображенные на рис. 2 и 4.

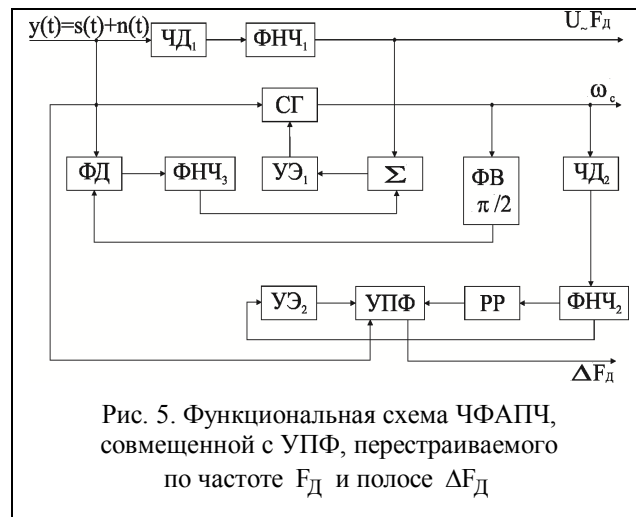


Рис. 5. Функциональная схема ЧФАПЧ, совмещенной с УПФ, перестраиваемого по частоте F_D и полосе ΔF_D

Заключение

В настоящей 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 разработке структуры комбинированной системы ЧФАПЧ с расширенным составом количественного набора показателей качества работы системы, наилучших по своим значениям и совместным выделениям и обработке спектра входного ЧМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивной гауссовской помехи.

Анализ существующих систем ЧФАПЧ с внешней автоматической перестройкой частоты синхронизируемого генератора и астатической системы ФАПЧ первого порядка с интегрирующей цепочкой в кольце следящей обратной связи показал, что возможно синтезировать такую систему ЧФАПЧ, реализующую наилучшие показатели качества работы каждой из рассмотренных систем фазовой автоподстройки.

В работе получены удобные для практического использования расчетные формулы оценки погрешности, быстродействия и устойчивости регулирования, основанные на ранее известных аналитических результатах в области статистической теории связи,

автоматического регулирования и управления высокой точности. При этом величина выигрыша для синтезированной схемы с учетом константы составит 5 дБ.

Список литературы

1. Шахгильдян, В.В. Фазовая автоподстройка частоты [Текст] / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. - М.: Связь, 1966. - 440 с.
2. Стеклов, В.К. Комбинированные системы фазовой автоподстройки [Текст]: моногр. / В.К. Стеклов, А.А. Руденко, А.К. Юдин. - К.: Техніка, 2004. - 327 с.
3. Стеклов, В.К. Системы фазовой автоподстройки частоты с дифференциальными связями [Текст] / В.К. Стеклов, С.Н. Скляренко, Б.Я. Костик. - К.: Техніка, 2003. - 327 с.
4. Тузов, Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах [Текст] / Г.И. Тузов. - М.: Советское радио, 1967. - 225 с.
5. Зайцев, Г.Ф. Комбинированные следящие системы [Текст] / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. - К.: Техника, 1978. - 268 с.
6. Зайцев, Г.Ф. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности [Текст] / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. - К.: Техника, 1988. - 208 с.
7. Печенин, В.В. Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Системы управління, навігації та зв'язку. - 2012.
8. Печенин, В.В. Анализ динамической точности и быстродействия следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Системи обробки інформації. - 2012. - Вип. 9 (107). - С. 69-72
9. Щербина, К.А. Оценка флуктуационных погрешностей следящей системы, реализованной на синхронизированном автогенераторе [Текст] / К.А. Щербина, В.В. Печенин, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина // Наука і техніка Повітряних Збройних Сил України. - 2014. - №3 (16) - С.33-35.

10. Фомин, А.Ф. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы [Текст] / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, О.И. Шелухин; под. ред. А.Ф. Фомина. - М.: Радио и связь, 1987. - 248 с.

11. Печенин, В.В. Статическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Всеукраїнський міжведомствений науково-технічний збірник «Радиотехніка». - 2014. - Вип. 177. - С. 64-70.

12. Печенин, В.В. Система частотно-фазовой автоподстройки частоты на основе синхронизированного автогенератора с двухходовым управлением. [Текст] / В.В. Печенин, А.Р. Сарамолки // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. - 2009. - №4 (38). - С. 25-33.

13. Колчинский, В.Е. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов [Текст] / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. - М.: Сов. радио, 1975. - 432 с.

14. Печенин, В.В. Анализ помехоустойчивости доплеровского измерителя с автоматической регулировкой полосы пропускания узкополосного фильтра [Текст] / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина, Е.П. Мсалам. // Наука і техніка Повітряних Сил України. - №1 (22). - С. 106-110.

15. Винницкий, А.С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ-сигналов [Текст] / А.С. Винницкий. - М.: Советское радио, 1969. - 548 с.

Надійшла до редколегії 28.09.2015

Рецензент: д-р техн. наук, с.н.с. В.В. Павліков, Національний аерокосмічний університет ім. М.С. Жуковського «ХАІ», Харків.

СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО АУТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ, СУМІЩЕНОГО З ФІЛЬТРУЮЧОЮ СХЕМОЮ СПЕКТРУ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

В.В. Печенін, К.О. Щербина, М.А. Вонсович, К.П. Мсалам

У роботі представлені результати досліджень, пов'язані з подальшим удосконаленням комбінованих систем фазового автопідстроювання частоти об'єкта управління – синхронізованого генератора. Основна мета виконаних досліджень полягала в розробці структури комбінованої системи ЧФАПЧ з розширеним складом кількісних показників якості роботи системи, найкращих за своїм значенням і спільним виділенням і обробкою спектру вхідного ЧМ-сигналу, що спостерігається на фоні адитивної гаусівської завади.

Ключові слова: слідкуючий доплерівський фільтр, фільтрація, показники якості, слідкуючий прийом, частота.

STRUCTURAL SYNTHESIS OF COMPOUND PHASE LOCKED LOOP SYSTEM COMBINED WITH FILTER CIRCUIT INPUT SPECTRUM

V.V. Pechenin, K.A. Shcherbina, M.A. Vonsovich, E.P. Msallam

The present study provides the research results related to the further improvement of the combined phase locked loop control systems with the controlled element – voltage controlled oscillator. The main objective of the carried out research was to develop the structure of combined PLL system with the advanced quantitative composition of best performance indices of the system and common extracting and processing of the input FM signal spectrum observed against additive Gaussian noise.

Keywords: Doppler tracking filter, filtration, quality indicators, tracking, frequency.