

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛА ПРИНУДИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ СЛЕДЯЩЕГО ДОПЛЕРОВСКОГО ФИЛЬТРА ЧМ-СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Введение

Следящий доплеровский фильтр (СДФ) является составной частью измерительной радиотехнической системы (РТС), определяющей скоростные параметры радиолокационной цели по результатам измерений доплеровской частоты принимаемых сигналов в процессе их спектрального анализа. Информационное содержание доплеровского спектра отраженных от цели сигналов достаточно подробно изложены в [1]. Необходимость использовать принудительную перестройку (подстройку) СДФ обусловлена возросшими скоростями и маневренными характеристиками современных воздушных объектов – летательных аппаратов [2].

Большинство существующих и применяемых на практике СДФ реализованы на основе систем фазовой автоподстройки частоты, частотной автоподстройки частоты и частотно-фазовой автоподстройки частоты (ФАП, ЧАП и ЧФАП) [3]. В качестве перспективных СДФ можно использовать комбинированные радиотехнические системы автоматического управления (РСАУ) [4]. Менее изученными в плане практического использования являются СДФ, реализуемые на основе синхронизации управляемого генератора (УГ) входным доплеровским сигналом и принудительной перестройкой по частоте сигналом управления, формируемым из изменяющегося по частоте входного сигнала [5].

В последующем изложении рассматриваются особенности реализационного синтеза канала принудительной перестройки (КПП) частоты следящего доплеровского фильтра, построенного на основе УГ, синхронизированного входным информационным сигналом. При этом основной упор сделан на практическую реализацию отдельных элементов, входящих в синтезируемую структуру КПП.

Цель исследований

Цель исследований – разработка (синтез) реализуемого практически КПП и его отдельных элементов с учетом специфических требований к параметрам управляющего сигнала принудительной перестройки частоты УГ.

Основное содержание исследований

1. Анализ обобщенной функциональной схемы СДФ.

Используя результаты исследований, изложенных в [5], представим функциональную схему СДФ в виде, изображенном на рис. 1.

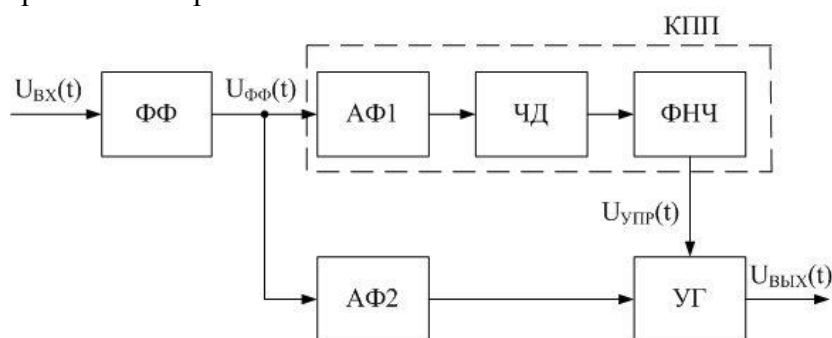


Рис. 1

Здесь ФФ – формирующий фильтр; АФ₁, АФ₂ – амплитудные формирователи; ЧД – частотный дискриминатор; ФНЧ – фильтр низких частот; УГ – управляемый генератор.

Принимаемый от движущейся цели сигнал $U_{BX}(t)$ поступает на формирующий фильтр ФФ (в конкретном случае усилитель промежуточной частоты). На выходе УПЧ имеем

$$U_{УПЧ}(t) = U_{ФФ}(t) = E(t) \cdot \sin \left[\left(\omega_{np0} \pm \omega_D \right) t - \frac{2\omega_0 R_0}{c} \mp \omega_D t_0 + \varphi_0 \right], \quad (1)$$

где $E(t)$ – флуктуирующая амплитуда; $\omega_D = \frac{2\omega_0 V_r}{c}$; ω_{np0} – центральная частота настройки УПЧ; ω_0 – несущая частота зондирующего сигнала; V_r – радиальная скорость цели; c – скорость распространения электромагнитных волн; R_0 – дальность до цели; $\omega_D \cdot t_0$ – сдвиг по фазе в момент времени $t = t_0$; φ_0 – начальная фаза зондирующего сигнала.

Обычно сигнал $U_{BX}(t)$ наблюдается на фоне аддитивной нормальной помехи $n(t)$ с известными статистическими характеристиками.

Амплитудные формирователи АФ₁ и АФ₂ обеспечивают стабильные по амплитуде сигналы с подавленными флуктуациями $E(t)$.

Частотный дискриминатор вместе с фильтром нижних частот формируют управляющее напряжение $U_{упр}$, пропорциональное изменениям доплеровской частоты $\Delta\omega_D(t)$, обусловленным изменениями скорости $V_r(t)$ объекта и изменениями направления его движения, т.е.

$$\Delta\omega_D = (\omega_{D \max} - \omega_{D \min}) \ll \omega_0.$$

В представленном на рис.1 канале принудительной перестройки основную роль играет частотный дискриминатор, который может быть реализован различными методами и схемами [6]. Это,

в свою очередь, определяет качество и эффективность принудительной перестройки УГ по величине рассогласования частоты генератора относительно текущей частоты входного синхронизирующего сигнала.

Анализ существующих схем ЧД показывает, что большинство из них в той или иной степени обеспечивают помехоустойчивость и пороговые свойства различного проигрыша относительно оптимального дискриминатора [7].

В то же время такие параметры как точность, быстродействие, стабильность нулевой настройки, временная и температурная стабильность дискриминационной характеристики и т.д., которые существенно влияют на качество и эффективность управления, согласование ЧД с управляющим элементом генератора, учтены недостаточно при практической реализации схем ЧД.

2. Синтезированный канал принудительной перестройки УГ.

Выполненный авторами анализ существующих схем частотных дискриминаторов, пригодных для достижения поставленной в работе цели, показал, что наиболее приемлемым является схема, рассмотренная в [8], которая при соответствующей модернизации может быть использована в канале принудительной перестройки УГ с внешней синхронизацией.

Функциональная схема синтезированного канала принудительной перестройки УГ представлена на рис. 2.

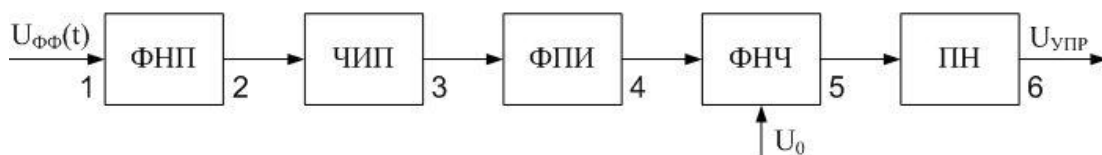


Рис. 2

Здесь ФНП – формирователь нулевых переходов; ЧИП – частотно-импульсный преобразователь; ФПИ – формирователь прямоугольных импульсов; ФНЧ – фильтр нижних частот (интегратор-сумматор); ПН – преобразователь напряжения управления ($U_{упр\min} \div U_{упр\max}$) частотной перестройкой УГ ($5 \div 30$ В).

Рассмотрим принцип действия и приведем основные соотношения синтезированного КПП в соответствии с рис. 2 для синусоидального входного сигнала (1) без помех. На вход 1 поступает синусоидальный сигнал с выхода УПЧ (рис. 1). На выходе ФНП в точке 2 формируется поток коротких импульсов положительной полярности, соответствующих переходам $U_{УПЧ}(t)$ через нулевой уровень с положительной производной.

Каждым импульсом потока осуществляется запуск ЧИП, реализованного в виде схемы одновибратора ОВ. На выходе ОВ формируются импульсы постоянной длительности τ_0 , при этом длительность паузы между импульсами изменяется в зависимости от частоты входного сигнала.

Постоянная времени ОВ выбирается такой, чтобы при центральной частоте входного сигнала $f_{нр0}$ длительность импульса τ_0 была меньше периода колебаний, т.е.

$$\tau_0 < \frac{1}{2}(f_{нр0} + F_{Д\max}), \quad (2)$$

где $f_{нр0}$ – резонансная частота настройки формирующего фильтра.

Сформированная ОВ импульсная последовательность $\tau_0(t)$ подается на формирователь ФПИ, на выходе которого образуется последовательность стандартных по амплитуде $E_0^+ \approx E_{нас}^+$ и длительности τ_0 , $E_{нас}^+$ – напряжение насыщения ФПИ, достаточно близкое к напряжению питания схемы.

Среднее значение напряжения стандартной импульсной последовательности на выходе ФПИ в точке 4

$$\bar{U}_4 = 2f_{ex}E_0\tau_0, \quad (3)$$

где f_{ex} – текущая частота входного сигнала, содержащего информационную составляющую $F_{Дex}$.

На выходе ФНЧ в точке 5 реализованного по схеме интегратора-сумматора с разделенными входами будем иметь

$$U_5(f) = \bar{U}_4 - U_0 = 2f_{ex}E_0\tau_0 - U_0. \quad (4)$$

Формула (4) определяет частотную характеристику КПП, именуемую дискриминационной характеристикой, крутизна которой есть величина постоянная:

$$S = 2E_0\tau_0. \quad (5)$$

Для задания нулевой точки настройки дискриминатора $U_5(f_0) = 0$ необходимо задать конкретную величину опорного напряжения U_0 при котором выполняется равенство

$$2f_0E_0\tau_0 = U_0, \quad f_0 = f_{нр0}. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует выбор величины τ_0 таким, чтобы в точке настройки дискриминатора выходное напряжение $U_5(f_0) = 0$

$$\tau_0 = \frac{U_0}{2f_0E_0}. \quad (7)$$

Например, зададим для определенности $U_0 = \frac{1}{2} E_0$. Тогда $\tau_0 = \frac{1}{4} f_0$ и $U_5(f_0) = U_{\text{ЧД}}(f_0) = 0$, а дискриминационная характеристика ЧД и крутизна будут определяться выражениями

$$U_{\text{ЧД}}(f) = E_0 \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right), \quad (8)$$

$$S = \frac{E_0}{f_0} \quad (9)$$

ПН в точке б формирует уровень напряжения в пределах $U_{Y \min} \div U_{Y \max}$ (обычно, 5 ÷ 30 В для варикапов) достаточный для перекрытия диапазона перестройки УГ $\Delta f = \Delta F_{\text{Д}}$.

Детальный анализ синтезированной схемы КПП, представленной на рис. 2, показывает, что разработана новая функциональная структура практической реализации частотного дискриминатора, соответствующая его прямому назначению – выработке напряжения перестройки УГ, в то время как стандартные схемы ЧД предназначены прежде всего для демодуляции частотно-модулированных сигналов, используемых в информационных каналах.

Функциональная схема ЧД, предназначенного для формирования напряжения перестройки УГ, представлена на рис. 3.

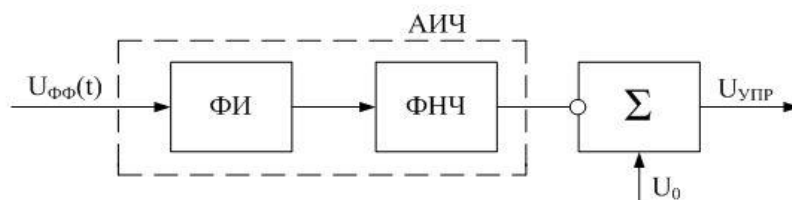


Рис. 3

Здесь: ФИ – формирователь импульсов, ФНЧ, ЧИП, ФПИ схемы рис. 2, фильтр нижних частот (инвертирующий тракт интегратора-сумматора), сумматор – схема вычитания, реализованная на интеграторе-сумматоре.

Часть схемы рис. 3, включающая ФИ и ФНЧ, – это классическая схема аналогового измерителя частоты (АИЧ), широко применяемого в радиовысотомерах малых высот, доплеровских измерителях скорости и угла сноса и ряде других радионавигационных [9] и радиоприемных устройств [10].

3. Оценка ошибок преобразования частоты в управляющее напряжение перестройки синхронизированного генератора.

Ошибки преобразования частоты входного сигнала ЧД в управляющее напряжение принудительной перестройки УГ можно подразделить на параметрические, динамические и шумовые.

Параметрические ошибки преобразования в основном определяются температурной нестабильностью времязадающих элементов R и C одновибратора, нестабильностью источника питания E_0 и источника опорного напряжения U_0 , нестабильностью крутизны дискриминационной характеристики и ее линейностью в диапазоне принудительной перестройки УГ. К параметрическим можно отнести ошибку преобразования, обусловленную инерционностью дискриминатора, т.е.

запаздыванием $U_{\text{УПР}}$ относительно значений входной частоты. Таким образом суммарную параметрическую ошибку преобразования частота-напряжение для ЧД, представленного на рис. 3, можно записать следующим образом:

$$\delta f_{\Sigma} = \delta f_{U_0} + f \delta S_{\text{Д}} + \delta f_z + \delta f_n, \quad (10)$$

где δf_{U_0} – ошибка установки опорного напряжения U_0 ; $f \delta S_D$ – ошибка за счет температурных изменений крутизны дискриминатора; δf_z – ошибка запаздывания; δf_n – ошибка за счет температурных флуктуаций коэффициента передачи ЧД.

Основной вклад в суммарную ошибку преобразования частота-напряжение (10) вносят два последних слагаемых:

$$\delta f_z = \dot{f} T_\phi, \quad (11)$$

где \dot{f} – скорость изменения входной частоты доплеровского сигнала; T_ϕ – постоянная времени РС фильтра интегратора-сумматора:

$$\delta f_n = f \left(\frac{\delta E_0}{E_0} - \frac{\delta \tau_0}{\tau_0} \right). \quad (12)$$

По экспериментальным данным при относительной температурной точности параметров времязадающей цепи одновибратора $\Delta R / R = 0,5\%$ и $\Delta C / C = 1\%$ в интервале температур до $+60^\circ\text{C}$, относительные изменения крутизны ЧД $\Delta S_D / S_D$ не превышают $1,5\%$.

Относительный диапазон линейности дискриминационной характеристики (8) по данным экспериментальных измерений находятся в пределах $f / f_0 = 0,8$. При этом расхождения экспериментальной и теоретической зависимости (8) визуально не наблюдается при $f_0 = 100$ кГц, $E_0 = 12$ В, $U_{\text{ex}}(t) = 0,03 \div 5$ В.

Динамическая ошибка преобразования частоты в напряжение возникает при $\dot{f} \neq 0$ и возрастает с ростом скорости изменения доплеровской частоты, т.е. ее «динамичности».

Динамическая ошибка (погрешность) может иметь случайную и регулярную (сравнительно медленно изменяющуюся) составляющие.

Регулярная составляющая на достаточно больших промежутках времени изменяется сравнительно медленно. Обычно для небольших временных участков ее считают постоянной систематической составляющей суммарной ошибки (10). В то же время за длительный промежуток времени она может претерпевать случайные изменения, вызванные, например, маневрированием цели.

Достаточно подробный теоретический анализ динамической составляющей ошибок преобразования частота-напряжение $U_{\text{нпр}}$ выполнен в [6].

Шумовые ошибки в основном обусловлены наличием внутренних шумов приемных трактов, предшествующих непосредственно следящему доплеровскому фильтру. В нашем случае эта часть приемного тракта представлена на рис.1 в виде блока ФФ с известной амплитудно-частотной характеристикой. Если частота сигнала совпадает со средней частотой симметричного спектра «белого» шума [11], то при большом отношении сигнал/шум $q_{\text{ex}} \gg 1$ распределение отклонения частоты

аддитивной смеси сигнала и шума на выходе четырехполосника (аналогового измерителя частоты) подчиняется нормальному закону. Средняя ошибка измерения частоты в данном случае может быть рассчитана по формуле

$$|\hat{f}| = F_{\text{ФФ}}(f) \exp\left(-\frac{q_{\text{ex}}^2}{2}\right) I_0\left(\frac{q_{\text{ex}}^2}{2}\right), \quad (13)$$

где $I(\cdot)$ – функция Бесселя; $F_{\text{ФФ}}(f)$ – частотная характеристика ФФ.

Отношение сигнал/шум на выходе ЧД зависит от коэффициента фильтрации $k_\phi = \sqrt{\Delta f / \Delta F}$ (Δf – полоса ФФ, ΔF – полоса интегратора-сумматора). Тогда формула может быть переписана в виде

$$|\hat{f}| = k_{\phi} \Delta F \exp(-k_{\phi}^2 q^2 / 2) I_0(k_{\phi}^2 q^2 / 2), \quad (14)$$

где q – отношение сигнал/шум на входе ФИ (рис. 3).

Для сильных сигналов, учитывая распределение (13) находим среднеквадратическую ошибку измерения частоты

$$\sigma_f = k_{\phi} \Delta F / \sqrt{2} q k_{\phi}. \quad (15)$$

Для окончного ФНЧ с частотной характеристикой в форме идеального прямоугольника и в форме гауссовой кривой соответственно имеем:

$$\sigma_{f1} = \Delta F / 2\sqrt{6} q k_{\phi}, \quad \sigma_{f2} = \Delta F / 2\sqrt{\pi} q k_{\phi} \quad (16)$$

4. Сравнительный анализ шумовых ошибок разработанного ЧД и ЧД на расстроенных контурах. В частотном дискриминаторе на расстроенных контурах [12] сигнал подается на два взаимно расстроенных резонансных контура. Вблизи точки настройки f_0 где крутизна ЧД максимальна среднеквадратичная ошибка определяется выражением

$$\sigma_{f0} = 1 / \sqrt{2} q k_{\phi} S_{\text{ЧД}}, \quad (17)$$

где $S_{\text{ЧД}}$ – крутизна частотного детектора.

Величина $S_{\text{ЧД}}$ зависит от относительного отклонения частот резонанса контуров, выбираемого в пределах $U_{\text{рез}} = 2 \div 4$ и обратно пропорциональна полосе пропускания контура на уровне 0,7 по напряжению $\Delta f_k = f_{\text{рез}} / 2Q$, где Q – добротность контура. При $U_{\text{рез}} = 4$, $Q = 100$, $\Delta f = \Delta F_{\text{Д}} \approx 10$ кГц, $f_{\text{рез}} = 100$ кГц

$$S = \frac{4U_{\text{рез}}^2(1+U_{\text{рез}}^2)}{(2U_{\text{рез}}-1)f_{\text{рез}}} Q = \frac{4 \cdot 4^2(1+4^2)}{(8-1) \cdot 10^5} 100 = 155 \cdot 10^{-3}. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (17), получим

$$\sigma_{f0} \approx \frac{1}{q k_{\phi}} 6,5 \text{Гц}. \quad (19)$$

В соответствии с формулами (16) при равных с (19) q и k_{ϕ}

$$\Delta F = \Delta F_{\text{Д}} / k_{\phi}^2.$$

Тогда

$$\sigma_{f1} = \frac{1}{q k_{\phi}} \cdot \left\{ \frac{\Delta F_{\text{Д}}}{k_{\phi}^2 2\sqrt{6}} \right\}, \quad \sigma_{f2} = \frac{1}{q k_{\phi}} \cdot \left\{ \frac{\Delta F_{\text{Д}}}{k_{\phi}^2 2\sqrt{\pi}} \right\}. \quad (20)$$

Запишем (20) в виде $\sigma_{f1} = \frac{1}{q k_{\phi}} S_1, \sigma_{f2} = \frac{1}{q k_{\phi}} S_2$ и составим таблицу коэффициентов

(табл.1,2) S_1 и S_2 для $k_{\phi} = V_{\text{ач}}(1 \div 20)$ при $\Delta F_{\text{Д}} = 10 \text{кГц}$

Таблица 1

k_{ϕ}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
S_1	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^2$	$2,3 \cdot 10^2$	$1,3 \cdot 10^2$	80	56	42	32	25	20,4
S_2	$2,8 \cdot 10^3$	$7 \cdot 10^2$	$3 \cdot 10^2$	$1,7 \cdot 10^2$	110	77	56	43	34	27,7

Таблица 2

k_{ϕ}	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
S_1	17	14	12	10	9.07	8	7	6	5.6	5.1
S_2	23	19	16	14	12.34	11	10	9	8	6.94

Из анализа формулы (19) и данных табл. 1, 2 следует, что при $k_{\phi} \approx 15 \div 20$ флуктуационные ошибки частотных дискриминаторов оказываются сопоставимыми по величине, что соответствует величине $\Delta F \approx 12,3 \div 6,94 \text{ Гц}$.

Результаты компьютерного моделирования синтезированного канала принудительной перестройки следящего доплеровского фильтра

Исходные данные:

- параметры ФНЧ: Частота среза $f_c = 10 \text{ Гц}, 20 \text{ Гц}$;
- спектральная плотность мощности «белого» шума $N_0 = 10^{-9}, 10^{-12}$;
- несущая частота $F = 100 \text{ кГц}$;
- огибающая амплитудно-частотной характеристики $\sqrt{F^2(f)}$.

Функциональная схема синтезированного канала принудительной перестройки УГ в среде моделирования MATLAB представлена на рис. 4.

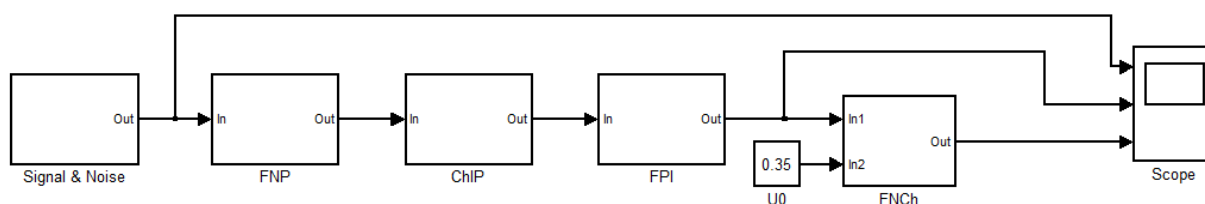
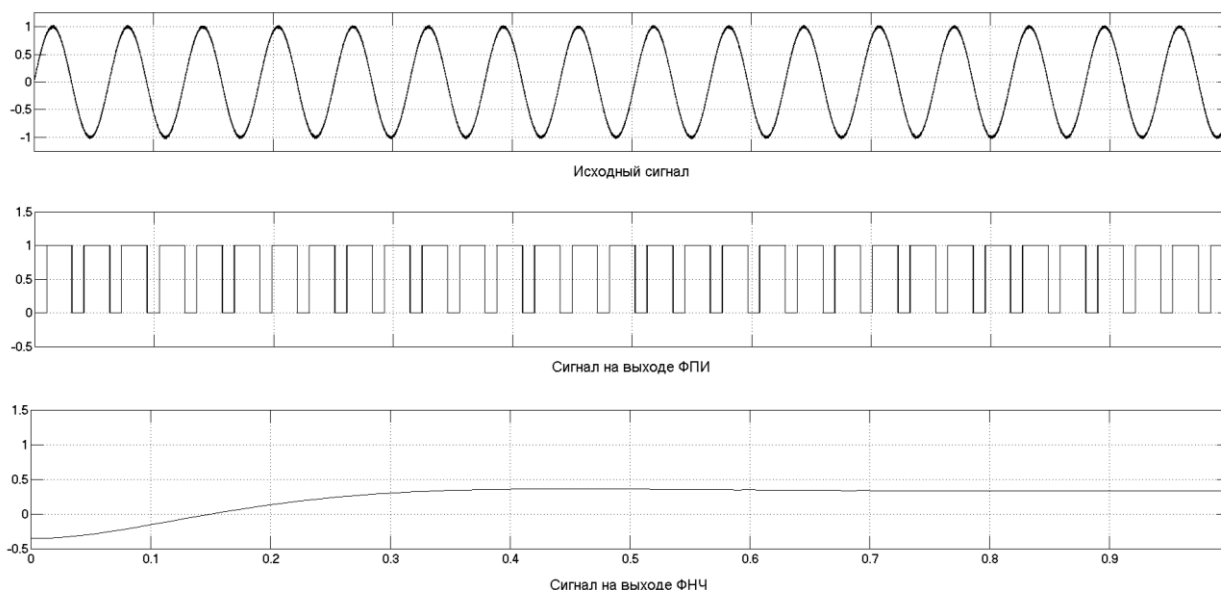


Рис. 4

Графические зависимости результатов моделирования (рис. 4) изображены на рис. 5.



Заключение

Синтезирован пригодный для практической реализации канал принудительной перестройки частоты следящего доплеровского фильтра, выполняющий функции схемы поиска и захвата в СДФ, реализованным на УГ с внешней синхронизацией входным высокочастотным сигналом.

Входящий в структуру канала принудительной перестройки УГ частотный дискриминатор обеспечивает уровень параметрических ошибок, которые значительно меньше, чем у известных практических схем ЧД с расстроенными контурами, частотно-фазовыми ЧД и другими.

По уровню шумовых ошибок разработанный ЧД сопоставим с ошибками применяемых ЧД при коэффициенте фильтрации схемы $k_{\phi} > 15 \div 20$.

Минимизация параметрических, динамических и шумовых ошибок принудительной перестройки УГ следящего доплеровского фильтра при использовании разработанной схемы достигается за счет обработки управляющего сигнала в частотном дискриминаторе, а именно измерении частоты входного сигнала (в том числе и цифровой обработке), преобразовании результата измерения в аналоговую величину и последующем сравнении с аналоговым опорным напряжением.

При существующей интегральной цифровой элементной базе возможно реализовать канал принудительной перестройки УГ с внешней синхронизацией в диапазоне частот входных сигналов $100 \text{ Гц} \div 2 \text{ МГц}$ с высокой линейностью в интервале частотных отклонений $|f / f_0| = 0,8 \div 0,9$ и точностью относительной крутизны дискриминационной характеристики порядка $1 \div 1,5\%$.

Методом компьютерного моделирования выполнены экспериментальные исследования синтезированного канала принудительной перестройки УГ.

Список литературы: 1. Меркулов, В.И. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах / В.И. Меркулов, А.И. Канащенков, А.И. Перов и др. – М. : Радиотехника, 2004. – 312 с. 2. Винницкий, А.С. Автономные радиосистемы : учеб. пособие для вузов / А.С. Винницкий. – М. : Радио и связь, 1986. – 336 с. 3. Тузов, Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1967. – 255 с. 4. Зайцев, Г.Ф. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. – К. : Техника, 1998. – 208 с. 5. Печенин, В.В. Синтез структурно-физической модели фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2012. – №3(23). – С. 94-98. 6. 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. 7. Фомин, А.Ф. Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений / А.Ф. Фомин. – М. : Сов. радио, 1974. – 352 с. 8. Верник, Д.М. Импульсный частотный дискриминатор / Д.М. Верник, Б.С. Седых, Ф.М. Киселев // Приборы и техника эксперимента, 1977. – №1. – С. 130-131. 9. Бакулев, П.А. Радиолокационные и радионавигационные системы / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский. – М. : Радио и связь, 1994. – 276 с. 10. Справочник по бытовой приемно-усилительной радиоаппаратуре: Переносные и автомобильные радиоприемники, кассетные магнитолы ; науч. ред. И.Ф. Белов, В.И. Белов. – М. : Радио и связь, 1984. – 356 с. 11. Фалькович, С.Е. Основы статистической теории радиотехнических систем : учеб. пособие / С.Е. Фалькович, П.Ю. Костенко. – Харьков : Нац. аэрокосм. ун-тет «ХАИ», 2005. – 390 с. 12. Белавин, О.В. Основы радионавигации : учеб. пособие для вузов / О.В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.

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

Поступила в редколлегию 23.11.2015