

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

АНАЛИЗ ПО ПОКАЗАТЕЛЯМ КАЧЕСТВА РАБОТЫ СХЕМ УЗКОПОЛОСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА

Введение

При оценке качества работы схем узкополосной фильтрации непрерывных сигналов обычно используют следующие показатели [1, 2]: точность и надежность работы в условиях помех, устойчивость, время регулирования, характер переходного процесса и др.

Применительно к решению задач узкополосной фильтрации непрерывного доплеровского сигнала [3, 4] наиболее важными показателями качества фильтрации являются динамическая точность и флуктуационная погрешность или помехоустойчивость слежения в условиях действия аддитивной помехи.

На сегодняшний день разработано и применяется на практике большое разнообразие методов и схем практической реализации узкополосных следящих фильтров, обеспечивающих в той или иной степени требуемые показатели качества помехоустойчивой доплеровской фильтрации [5 – 8].

В связи с этим представляет теоретический и практический интерес сравнение возможностей узкополосной фильтрации различных фильтрующих схем.

В работе решается задача сравнительного анализа показателей качества работы известных и широко применяемых на практике схем фазовой и частотной автоподстройки частоты управляемого генератора, с перспективными схемами комбинированного типа, построенными на основе схем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [7, 8] и разработанной авторами схемы ФАПЧ-СГ, реализованной на синхронизированном управляемом генераторе (УГ) с принудительной перестройкой частоты [9, 10].

Цель статьи – разработка методики оценки основных показателей качества работы следящего узкополосного фильтра, реализованного на синхронизированном автогенераторе с принудительной перестройкой частоты, количественной оценке показателей и их сравнение с такими же показателями известных фильтрующих схем доплеровского сигнала.

Содержание исследований

Как известно из практики сравнительного анализа количественных показателей работы различных устройств, систем и комплексов, основой его достоверности является объективность.

В нашем случае основными составляющими такой объективности являются: выбор основных $M[n(t)] = 0$ показателей качества, характеризующих возможности опорного устройства или системы по которым производится сравнение; использование корректных аналитических формул; максимально возможное число количественных параметров и характеристик опорного образца, которые подлежат сравнению с разработанной схемой, устройством и т.д.

По методике, изложенной в [13], рассмотрим оптимизацию алгоритмов приема и обработки сигналов применительно к однолучевой ДИС.

Пусть на интервале времени $[t_0, t]$ наблюдается реализация случайного процесса

$$\xi(t) = S(t, \bar{X}) + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – широкополосная флуктуационная помеха, аппроксимируемая белым гауссовским шумом с нулевым средним и функцией корреляции $M[n(t_1) \cdot n(t_2)] = 0,5N_0\delta|t_2 - t_1|$, $N_0 = const$, который считается известным; $\bar{X}(t)$ – марковский случайный процесс (вектор состояний).

Полезный сигнал задается выражением [13]

$$S(t) = A(t) \cos \left[\omega_0(t) - \frac{2D_r(t)}{C} + \psi(t) \right], \quad (2)$$

где $A(t)$ и ω_0 – амплитуда и частота полезного сигнала; $D_r(t)$ – дальность до точки отражения сигнала по направлению луча ДИС; $\psi(t)$ – случайная фаза.

В качестве математической модели, характеризующей изменения $D_r(t)$, примем линейную динамическую модель позволяющую учитывать движение ЛА. Фазовые флуктуации полезного сигнала (2) описываются системой стохастических дифференциальных уравнений [13]:

$$\frac{d\psi}{dt} = (\omega - \omega_0) + \sqrt{\frac{N_\varphi}{2}} \cdot n_\varphi(t), \quad (3)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\gamma_\omega(\omega - \omega_0) + \sqrt{2\gamma_\omega\sigma_\omega^2} \cdot n_\omega(t),$$

где $(\omega - \omega_0)$ – некомпенсированный доплеровский сдвиг частоты; γ_ω – параметр, характеризующий ширину спектра доплеровских частот; $n_\varphi(t)$, $n_\omega(t)$ – гауссовские белые шумы с нулевым математическим ожиданием и единичной интенсивностью; σ_ω^2 – дисперсия флуктуаций средней частоты отраженного сигнала; $N_\varphi = const$, $N_\omega = const$.

Таким образом, в рассматриваемой задаче вектор состояний $\bar{X}(t)$ имеет вид

$$\bar{X}^T = [x_1 = D_r, x_2 = W_r, x_3 = a_r, x_4 = \psi, x_5 = (\omega - \omega_0)], \quad (4)$$

где W_r – радиальная скорость в направлении луча; a_r – случайная составляющая (процесс) радиального ускорения ЛА.

Вектор состояний $\bar{X}(t)$, подлежащий оцениванию, удовлетворяет уравнению

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \bar{F}_x \bar{X} + \bar{G}_x \bar{N}_x(t), \quad \bar{X}(t_0) = \bar{X}_0, \quad (5)$$

где $\bar{N}_x^T(t) = [0, 0, n_a(t), n_\varphi(t), n_\omega(t)]$; матрицы $\bar{F}_x = [f_{ij}]$ и $\bar{G}_x = [g_{ij}]$ размером (5×5) .

Уравнение, определяющее алгоритм приема и обработки непрерывных сигналов, применительно к (3), (4) и (5) после соответствующих преобразований, выполненных в [1], приводится к виду

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \bar{F}_x \bar{X} + \bar{K}(t) \bar{F}_1(t, \bar{X}^*), \quad \bar{X}^*(t_0) = \bar{X}_0, \quad (6)$$

где $\bar{K}(t) = [k_{j\omega}]$ – ковариационная матрица апостериорных ошибок фильтрации размером (5×5) [13].

Структурная схема синтезированного оптимального устройства приема и обработки сигналов (2), реализующая алгоритмы (6), представлена на рис.1, где $K_i = 2AN_0^{-1} [K_0 \overline{k_{i1}(t)} - \overline{k_{i4}(t)}]$ – коэффициенты передачи усилительных блоков.

Остальные обозначения имеют прежний смысл. Рассматриваемое устройство представляет собой нелинейный фильтр с одним входом. Основными его элементами являются блоки формирования оценочных значений компонент вектора состояний $\vec{X}(t)$, система фазовой автоподстройки, вырабатывающая опорный сигнал и вычислительное устройство ВУ.

Выходным сигналом устройства является напряжение, пропорциональное одиночному значению радиальной составляющей земной скорости ЛА $W_r^*(t)$ по данному лучу.

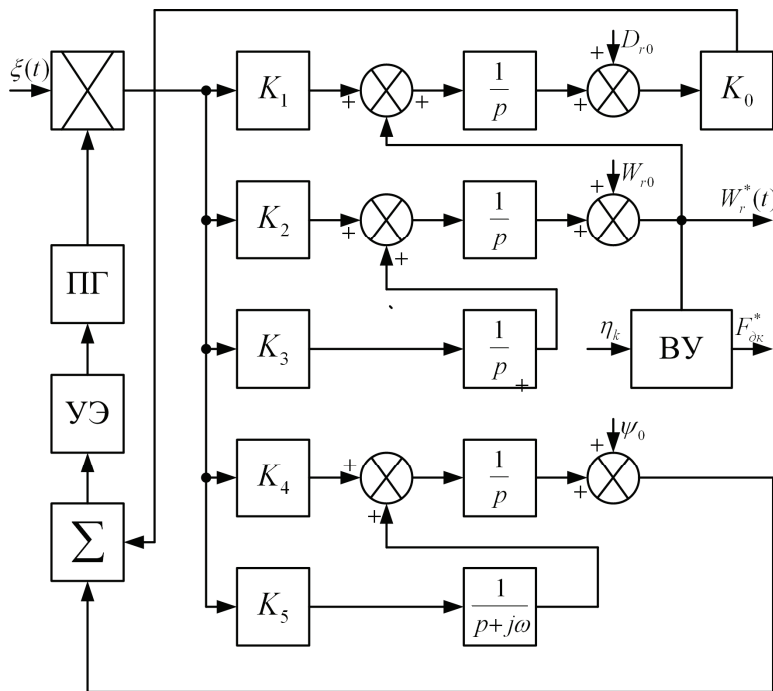


Рис. 1

Потенциальные характеристики точности и помехоустойчивости оптимального устройства приема и обработки сигналов (2) могут быть получены на основании решения уравнения вида [1]

$$\frac{d\vec{K}_H}{dt} = \vec{F}_H \vec{K}_H + \vec{K}_H \vec{F}^T + \vec{Q}_H + \vec{K}_H \vec{R}_H \vec{K}_H, \quad (7)$$

где \vec{K}_H – нормированная ковариационная матрица ошибок фильтрации с элементами $\delta_{ij} = \frac{\overline{k_{ij}(t)}}{(\sigma_i \sigma_j)}$; $i = \overline{1,5}$; $\vec{Q}_H = \begin{bmatrix} q_{ii}^2 \\ \sigma_i^2 \end{bmatrix}$.

Матрицы \vec{F}_H , \vec{Q}_H , \vec{R}_H имеют размер (5×5) и содержат отличные от нуля элементы: $f_{12} = \sigma_2 \sigma_1^{-1}$; $f_{23} = \sigma_3 \sigma_2^{-1}$; $f_{33} = -\alpha$; $f_{45} = \sigma_5 \sigma_4^{-1}$; $f_{55} = -\gamma_\omega$; $g_{33} = 2\alpha$; $g_{44} = \gamma_\omega D_\varphi \sigma_\varphi^{-2}$; $r_{44} = 2\gamma_\omega q \sigma_\varphi^{-2}$, где $q = A^2 / (2\gamma_\omega N_0)$ – отношение сигнал/помеха в наблюдаемом процессе (реализации) $\xi_1(t)$; $D_\varphi = N_\varphi / (2\gamma_\omega)$.

На рис. 2 и 3 приведены результаты расчетов погрешностей оценок скоростной W_r и частотной $(\omega - \omega_0)$ компонент вектора состояния $\vec{X}^*(t)$, выполненных на ЭВМ для следую-

щих значений обобщенных параметров: $q=1\div 100$; $\gamma_\omega=10^3 \text{ с}^{-1}$; $a=10^{-2} \text{ с}^{-1}$; $\sigma_1=50 \text{ м}$; $\sigma_2=100 \text{ мс}^{-1}$; $\sigma_3=10 \text{ мс}^{-2}$; $\sigma_4=\frac{\pi}{\sqrt{3}}$; $\sigma_\omega=10 \text{ Гц}$; $D_\varphi=10^{-3}$. При расчетах было принято $\sigma_{ii}(0)=1$, $\sigma_{ij}(0)=0$.

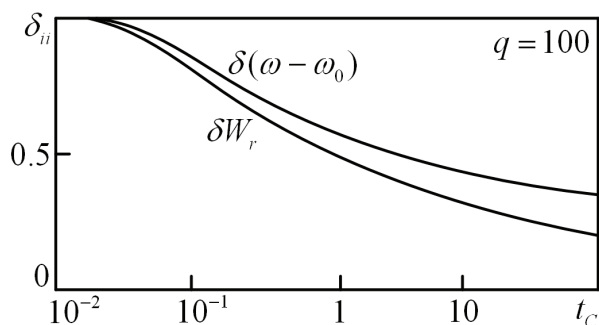


Рис. 2

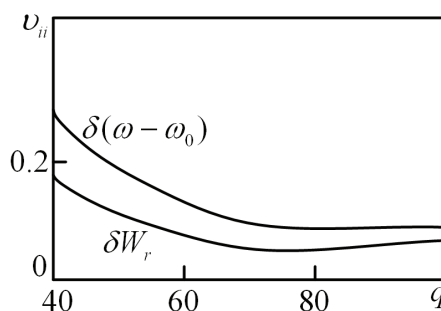


Рис. 3

Рассмотренная методика и схемная реализация оптимального устройства приема и обработки доплеровских сигналов ориентирована на аналитическое описание сигнала в виде узкополосного случайного процесса, в котором информационные параметры были представлены в виде непрерывного марковского процесса, описываемого системой стохастических уравнений (7). На самом деле доплеровский сигнал формируется участком протяженной поверхности, «освещаемой» источником излучения, расположенном на борту ЛА, и представляет собой колебание со сложной амплитудно-частотной модуляцией [2].

Не менее важной проблемой, возникающей при использовании оптимальной структуры, представленной на рис. 1, является разрешение противоречия между условиями достижения оптимальности, устойчивости и условием повышения динамической точности.

Исходя из изложенного для подтверждения достоверности и объективности выполнения процедуры сравнения необходимо использовать при сравнительном анализе количественные характеристики и параметры реально действующих устройств, выполняющих аналогичные с разработанным устройством функции. Поэтому была разработана табл. 1 показателей качества фильтрации нескольких типов СДФ, включающая шесть показателей качества и основные аналитические соотношения по которым они рассчитываются.

В качестве опорного устройства сравнения выбрана схема ФАПЧ 1-го порядка с РС фильтром с которым сравниваются комбинированная ФАПЧ 2-го порядка и разработанная схема ФАПЧ-СГ на основе синхронизированного УГ с принудительной перестройкой по частоте.

Источником реальных данных, необходимых для выполнения соответствующих расчетов по приведенным в табл. 1 формулам, стала схема СДФ на основе ЧАП с квадратурно-фазовым частотным дискриминатором, которая применяется в ДИСС-013 и ДИСС-016.

Приведем основные данные этих реальных узкополосных следящих измерителей скорости ЛА. $\Delta f_\omega = 0,4 \dots 24 \text{ кГц}$ с переносом на среднюю частоту УГ $F_\Gamma \approx 500 \text{ кГц}$; полоса доплеровских частот $0,8 \div 12 \text{ кГц}$; погрешность измерения частоты $\sigma_{F_1} = 0,4\%$ на частотах

$\geq 2,5 \text{ кГц}$; на частотах $F_D \geq 2,5 \text{ кГц}$ слежение включается при $\frac{P_C}{P_{Ш}} = 10 \text{ дБ}$; на частотах ниже

$2,5 \text{ кГц}$ слежение включается при $\frac{P_C}{P_{Ш}} = 8 \text{ дБ}$; время поиска не более 15 с ; постоянная

времени РС фильтра $T_{RC} = 0,1 \dots 1 \text{ с}$; коэффициент шума первых смесителей резонансного тракта ДИСС не более 12 дБ , а УПЧ – $2,5 \text{ дБ}$; чувствительность приемно-усилительного тракта $\geq 110 \text{ дБ/мВт}$; постоянная времени АРУ $0,32 \text{ с}$.

Используя приведенные реальные параметры, рассчитаем величину коэффициента усиления K схемы ФАПЧ 1-го порядка при следующих данных: $F_{Дср} = 5$ кГц; $\sigma_{Fд} = 0,1\%$; $T_{RC} = 0,1$ с; $\Delta f_{\omega} = 15$ кГц; $q^2 = 1$. Тогда получим следующие результаты

$$\sigma_{\omega}^2 = 4\pi^2 \sigma_F^2 = 4\pi^2 \cdot 5^2 = 985,96 \text{ рад}^2/\text{с}^2;$$

$$K^2 = \sigma_{\omega}^2 \cdot 4\pi \cdot \Delta f_{\omega} \cdot T_{RC} = 985,96 \cdot 4 \cdot 3,14 \cdot 15000 \cdot 0,1 = 18575486,4;$$

$$K = 18575486,4^{\frac{1}{2}} = 4309 \text{ рад/с.}$$

Положим $K \approx K_y = \frac{E_{\Gamma}}{E_0} \approx 4500$ и определим $\omega_0 = 2\pi f_0$ – среднюю частоту синхронизированного УГ разработанного СДФ

$$f_{0F} = \sqrt{\sigma_F^2 K_y^2 / \left[1 - \frac{\pi}{4}\right]} = \sqrt{25 \cdot 4309^2 / 0,215} \approx 46465 \text{ Гц.}$$

Увеличим f_0 до $f_0 = 100000$ кГц и пересчитаем K_y , без изменения σ_{ω}^2 . Тогда $K_y = 10000$.

Из приведенных расчетов видно, что при заданных параметрах опорной схемы: $K = 4309$ рад/с; $\Delta f_{\omega} = 15000$ кГц; $T_{RC} = 0,1$ с; $\sigma_F = 0,1\% F_{Ср}$ или $\sigma_F = 5$ Гц и заданных параметрах разработанной схемы СДФ: $K = 9500$; $f_0 = 100000$ Гц и одинаковых значениях q^2 для обеих схем, выигрыш в флуктуационной частотной погрешности

$$k_{\omega} = \frac{\sigma_{\text{ФАПЧ}}^2}{\sigma_P^2} = \frac{985,96}{860} = 1,5, \sigma_P^2 \text{ – дисперсия разработанного варианта.}$$

Расчет выигрыша по флуктуационной погрешности фазы дает следующий результат.

Рассчитаем коэффициент при $\frac{\pi\omega_0}{K \cdot \Delta f_{\omega}} = \frac{2\pi^3 \cdot 10^5}{9500 \cdot 15000} \approx 0,04$; $k_{\varphi} = \frac{1}{0,04} = 25$. Здесь проведено

сравнение коэффициентов: 1 рад² – для ФАПЧ 1-го порядка с рассчитанным $\sigma_{\varphi_P}^2$ – для синхронизированного УГ.

Выигрыш по полосе захвата определим следующим образом. Вначале рассчитаем величину γ_3

$$\gamma_3 = \frac{1,2}{\sqrt{0,1 \cdot 15000}} = 0,03.$$

Тогда абсолютная полоса захвата $\Delta F_3 = 0,03 \Delta f_{\omega} = 450$ Гц и выигрыш составит

$$k_3 = \frac{1500}{450} = 33,3.$$

Рассчитаем выигрыш во времени установления переходного процесса задав для ФАПЧ величину $\gamma_H = 0,5$. Тогда

$$\tau_{\text{ФАПЧ}} = \frac{2}{1500 \sqrt{1-0,5}} \ln 114 \sqrt{1-0,5} = 0,82 \cdot 10^{-3} \mu\text{с};$$

Показатели качества фильтрации

Тип СДФ	Показатели качества фильтрации	Динамическая погрешность		Флуктуационная погрешность		Полоса захвата	Время установления переходного процесса $\tau_{уст}$
		$\varphi = \alpha_1 t$	$\varphi = \alpha_2 t^2 / 2$	σ_ω^2	σ_φ^2		
1	ФАПЧ 1-го порядка с РС фильтром	$\frac{\alpha_1}{K}$	-	$\frac{K^2}{4\pi\Delta f_\Delta T_{RC}} \left(\frac{1}{q^2} \right)$	$\frac{1}{q^2}$	$\gamma_3 = \frac{1,2}{\sqrt{T\Delta f_\Delta}}$	$\frac{2}{\Delta f_\Delta \sqrt{1-\gamma_H}} \ln 114 \sqrt{1-\gamma_H^2}$
2	Комбинированная ФАПЧ 2-го порядка	..	$\frac{2(T_{цл} + T_\Gamma)}{K}$	$\frac{\omega_0^2}{K^2} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \left(\frac{1}{q^2} \right)$	$\frac{\pi\omega_0}{K\Delta f_\Delta} \left(\frac{1}{q^2} \right)$	Δf_Δ	$\leq \frac{1}{\Delta f_\Delta}$
3	ЧАП с квадратурно-фазовым частотным дискриминатором	-	-	$K_F^2 \Delta f_\Delta \Delta f_\Phi \left(\frac{1}{q^2} \right)$	-	Δf_Δ схема поиска, захвата и слежения	Время поиска T_H не более 15 с
4	Схема ФАПЧ-СГ	0	$\frac{2\tau_\Gamma \cdot \alpha_2}{K_y}$	$\frac{\omega_0^2}{K_y^2} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \left(\frac{1}{q^2} \right)$	$\frac{\pi\omega_0}{K_y \Delta f_\Delta} \left(\frac{1}{q^2} \right)$	Δf_Δ	$\leq \frac{1}{\Delta f_\Delta}$

Здесь $\alpha_1 t$ – линейное изменение фазы; $\alpha_2 t^2 / 2$ – квадратурное изменение фазы; $K = \frac{1}{2} k_D E_0 S_y$ – коэффициент усиления контура ФАПЧ; $K_y = E_\Gamma / E_0$; $K_F < 1$ – коэффициент, учитывающий частотную характеристику следящей системы; $\Delta f_\Delta \geq |F_{D\max} - F_{D\min}|$ – полоса пропускания линейного тракта усиления ДИС; $\Delta f_\Delta \approx \Delta_{CH}^*$; $\tau_{уст}^*$ – приведена в [13]; σ_ω^2 для ЧАП с квадратурно-фазовым дискриминатором заимствована из [13]; γ_H – относительная начальная расстройка $\gamma_H = \Delta_H / \Delta_{CH}$.

$$\tau_p = \frac{1}{15000} = 0,66 \mu S .$$

Выигрыш во времени установления составит

$$k_\tau = \frac{\tau_{\text{ФАПЧ}}}{\tau_p} = 1,242 .$$

Результаты выполненных расчетов сведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты выполненных расчетов

$k_i, i = 1 \div 6$	$k_{\theta_{\text{вст}}}(t)$	$k_{\theta_{2\text{вст}}}(t)$	k_ω	k_φ	k_3	k_τ
Числовая величина	$\gg 1$	–	1,5	25	33	1,242

Расчет минимальной дисперсии флуктуационной погрешности схемы ЧАП с квадратурно-фазовым частотным дискриминатором можно выполнить по заданной величине относительной величины СКО $\sigma_F = 0,1\%$ от $F_{\text{дср}} = 5$ кГц.

Тогда $\sigma_F^2 = 25$ Гц², или $\sigma_\omega^2 = 4\pi^2 \cdot 25$ Гц² = 985,96 рад².

Полученный результат совпадает с дисперсией частотной ошибки для ФАПЧ 1-го порядка. Следовательно выигрыш по величине частотной флуктуационной ошибки разработанной схемы ФАПЧ-СГ будет равен 2.

Расчет выигрыша по динамической погрешности $\theta_{\text{вст}}(t)$ разработанной схемы с комбинированной ФАПЧ 2-го порядка выполнен по формуле $k_{\theta_2}(t) = \frac{2(T_{\text{цд}} + T_\Gamma)}{2\tau_\Gamma} = 2$, при

$$\tau_\Gamma = T_\Gamma = T_{\text{цд}} .$$

Средний суммарный показатель качества схемы ФАПЧ-СГ, реализованной на синхронизированном УГ с принудительной перестройкой частоты с исключением больших величин $k_{\theta_{\text{вст}}}(t)$, k_φ и k_3 при одинаковом весе всех остальных показателей, равном 1, будет порядка 1,5 (с учетом ЧАП и ФАПЧ 2-го порядка)

$$\text{ПК}_\Sigma = \frac{1}{4} \sum_4 = \frac{1}{4} (k_\omega + k_\tau + k_{\theta_2(t)} + k_{\theta_{\text{чпч}}}) \approx 1,5 .$$

Обратим внимание на важное обстоятельство.

Разработанная и исследованная схема ФАПЧ-СГ обеспечивает достижение конкретных величин выигрыша по всем выбранным для оценки среднего суммарного выигрыша показателям.

Если такую же процедуру применить, например, для СДФ реализованного на ФАПЧ 1-го порядка, то средний суммарный показатель качества окажется существенно меньше единицы, поскольку такой узкополосный фильтр обладает только одним высокоэффективным показателем, а именно – минимумом дисперсии флуктуаций фазы $\sigma_\varphi^2 \geq \frac{1}{q^2}$. Остальные

показатели качества узкополосного фильтра реализованного на ФАПЧ 1-го порядка будут хуже чем у разработанного фильтра. Это можно увидеть проанализировав остальные показатели качества по табл. 1.

Заклучение

Разработана методика оценки показателей качества работы следящей схемы фильтрации, реализованной на синхронизированном генераторе с принудительной перестройкой частоты. При этом получены простые расчетные формулы (см. табл. 1) оценок показателей качества работы данной схемы.

Выполнен сравнительный анализ показателей качества следящих схем узкополосной фильтрации, реализованных на схемах ФАПЧ 1-го порядка, ФАПЧ 2-го порядка и ФАПЧ-СГ с принудительной перестройкой частоты. При этом суммарный средний показатель качества схемы на синхронизированном генераторе выше в 1,5 раза, а по отдельным показателям – в десятки раз, аналогичных показателей, рассчитанных для схем ФАПЧ и ЧАП.

Список литературы: 1. Фомин, А.Ф., Хорошавин, А.И., Шелухин, О.И. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. – М. : Радио и связь, 1987. 2. Шелухин, О.И. Радиосистемы ближнего действия. – М. : Радио и связь, 1989. 3. Островитян, Р.В., Басалов, Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М. : Радио и связь, 1982. 4. Штагер, Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. – М. : Радио и связи, 1986. 5. Стеклов, В.К., Руденко, А.А., Юдин, В.К. Комбинированные системы ФАП. – К. : Техника, 2004. 6. Шахгильдян, В.В., Ляховский, А.А. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. – М. : Радио и связь, 1989. 7. Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S., Antonov, M. O. and Khaleev, O. A. Optimal acquisition mode and signal processing algorithm in synthetic aperture radar // 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – Kiev, 2017. – P. 511-516. 8. Pavlikov, V., Volosyuk, Zhyla, S., Van, H. N. and Van, K. N. A new method of multi-frequency active aperture synthesis for imaging of SAR blind zone under aerospace vehicle // 2017 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM). – Lviv, 2017. – P. 118-120. 9. Зайцев, Г.Ф., Стеклов, В.К. Комбинированные следящие системы. – К. : Техника, 1978. 10. Зайцев, Г.Ф., Стеклов, В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. – К. : Техника, 1988. 11. Вонсович, М.А. Структурный синтез комбинированной системы частотно-фазовой автоподстройки частоты, совмещенной с фильтрующей схемой спектра входного сигнала / М.А. Вонсович, К.А. Щербина, В.В. Печенин, Е.П. Мсалам // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2015. – №4(36). – С. 38-43. 12. Шахгильдян, В.В., Ляховский, А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М. : Связь, 1972. 13. Ярлыков, М.С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике / М.С. Ярлыков. – М. : Сов. радио, 1980. – 360 с.

*Национальний аэрокосмический университет
имени Н. Е. Жуковского «ХАИ»,
Филиал «Дельта-лоцман» ГП «АМПУ»
Министерства инфраструктуры Украины*

Поступила в редколлегию 08.11.2017