

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80>

Сравнительный анализ математических моделей слеящих радиовысотомеров

А. А. Монаков✉, А. А. Тарасенков

Институт радиотехники, электроники и связи,
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Слеящие радиовысотомеры (РВ) малых высот широко используются в гражданской авиации. В этих РВ применяются непрерывные периодические частотно-модулированные сигналы, а измерение высоты основано на обработке сигнала биений. Для этого в РВ организуется замкнутый контур автоматического регулирования, задачей которого является поддержание частоты сигнала биений на фиксированном уровне за счет изменения параметров излучаемого сигнала – девиации частоты или периода частотной модуляции. Существует иной способ построения контура слежения за изменениями высоты, работа которого основана на использовании измерительной петли фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), которая подстраивает опорный сигнал – копию излучаемого сигнала – для получения максимума взаимной корреляции сигнала биений и опорного сигнала. Является актуальным сравнение качества функционирования РВ с ФАПЧ с известными в настоящее время слеящими РВ при использовании различных типов частотной модуляции излучаемого сигнала.

Цель работы. Анализ влияния вида частотной модуляции излучаемого РВ сигнала на точность оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ, а также сравнительный анализ данного РВ с известными слеящими РВ.

Материалы и методы. Предложена математическая модель слеящих РВ и проведено математическое моделирование их работы для случая измерения высоты над гладкой плоской поверхностью.

Результаты. Сравнительный анализ слеящих РВ показал устойчивую работу измерительного контура ФАПЧ при работе с сигналами, использующими разные виды частотной модуляции (несимметричной и симметричной ЛЧМ, гармонической ЧМ). Оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными, а их СКО при отношении сигнал/шум большем 10 дБ и при принятых в работе сценарных параметрах не превышает 3 см. Сравнение слеящего РВ с измерительным контуром ФАПЧ со слеящими РВ других типов показало, что СКО ошибки у данного типа РВ на порядок меньше.

Заключение. Слеящий высотомер, использующий измерительный контур ФАПЧ, может быть использован для измерения высоты полета воздушных судов. Качество получаемых оценок высоты у данного типа РВ лучше, чем у других известных слеящих РВ. Дальнейшие исследования будут связаны с изучением точности оценивания высоты у слеящих измерителей при работе по шероховатой поверхности и проведению натурных испытаний.

Ключевые слова: радиовысотомер малых высот, слеящий радиовысотомер, частотная модуляция, фазовая автоматическая подстройка частоты

Для цитирования: Монаков А. А., Тарасенков А. А. Сравнительный анализ математических моделей слеящих радиовысотомеров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 72–80. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.04.2022; принята к публикации после рецензирования 01.06.2022; опубликована онлайн 28.09.2022

Comparative Analysis of Mathematical Models of Tracking Radio Altimeters

Andrey A. Monakov ✉, Andrey A. Tarasenkov

Institute of Radio Technique, Electronics and Communication
Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Tracking radio altimeters of low altitudes are widely used in civil aviation. These devices use periodic frequency modulated continuous wave (FMCW) signals, while altitude measurements are based on processing the beat signal processing. For this purpose, a closed automatic control loop is arranged to maintain the frequency of the beat signal at a fixed level by changing parameters of the transmitted signal (the frequency deviation or the modulation period). An alternative approach to arranging the tracking loop for altitude variations is based on the use of a phase locked loop (PLL), which adjusts the reference signal – a copy of the emitted signal – to obtain the maximum cross-correlation of the beat and reference signals. A comparative analysis of short-range radio altimeters with other currently known tracking radio altimeters for various types of frequency modulation of the transmitted signal seems to be a relevant research task.

Aim. An analysis of the influence of the type of frequency modulation on the accuracy of altitude estimation in a PLL-based radar altimeter, as well as a comparative analysis of this altimeter with other known tracking altimeters.

Materials and methods. Mathematical models of tracking radio altimeters are proposed, and a computer simulation of their performance is carried out for the case of altitude estimation over a smooth flat surface.

Results. The conducted comparative analysis of tracking radio altimeters confirmed the effectiveness of the PLL when processing signals of different frequency modulation type (sawtooth, triangular, and harmonic FM). Altitude estimates produced by PLL-based radar altimeters are unbiased, with their standard deviation not exceeding 3 cm for the signal-to-noise ratio of greater than 10 dB and under the scenario parameters adopted in the work. The conducted comparison with other tracking altimeters showed that estimation errors of this radar altimeter are an order of magnitude smaller.

Conclusion. A PLL-based tracking radar altimeter can be used to estimate the height of the aircraft flight. The quality of altitude estimates produced by this device is higher than those produced by other known tracking radio altimeters. Further research and field tests will investigate the accuracy of altitude estimation when working over a rough surface.

Keywords: low-altitude radio altimeter, tracking radio altimeter, frequency modulation, phase locked loop

For citation: Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Comparative Analysis of Mathematical Models of Tracking Radio Altimeters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 72–80. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 27.04.2022; accepted 01.06.2022; published online 28.09.2022

Введение. Радиовысотомеры (РВ) малых высот с непрерывным сигналом широко используются в гражданской авиации [1–4]. Эти бортовые автономные системы позволяют измерять высоту воздушных судов вплоть до значений около 1500 м на основе частотного метода измерения дальности. Метод предполагает частотную модуляцию (ЧМ) излучаемого сигнала и измерение средней частоты сигнала биений (СБ), которая вне зависимости от вида модулирующего колебания пропорциональна высоте РВ над отражающей поверхностью. Принципиально возможны 3 вида ЧМ:

несимметричная линейная (НЛЧМ), симметричная линейная (СЛЧМ) и гармоническая (ГЧМ). На практике обычно используются пилообразные виды модуляции, поскольку для гармонической ЧМ характерен более широкий спектр СБ.

По типу измерителя РВ делятся на прямоотсчетные (неследящие) и следящие. В прямоотсчетных РВ измерение высоты происходит посредством оценки СБ [5–7], которая может быть реализована либо простым подсчетом числа пересечений СБ нулевого уровня, либо методами спектрального анализа. Следящие РВ

используют контур автоматического регулирования для поддержания постоянства средней частоты СБ при изменении высоты РВ [1, 8, 9]. Фиксация значения частоты СБ осуществляется подстройкой девиации или периода модуляции зондирующего сигнала.

В предыдущих работах авторов [9, 10] был предложен новый тип следящего РВ, в котором высота измеряется с помощью измерительного контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [12]. Оценка параметров сигналов на основе ФАПЧ нашла применение в различных областях техники [13–17]. Поэтому логичным и естественным становится развитие этой технологии для использования в РВ при обработке СБ. Слежение за изменениями высоты в данном РВ реализуется за счет максимизации взаимной корреляции СБ и опорного сигнала (ОС). Фазовая структура ОС подобна фазовой структуре СБ. Это подобие поддерживается замкнутым контуром ФАПЧ.

Целью настоящей статьи является анализ влияния вида ЧМ излучаемого РВ сигнала на точность оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ, а также сравнительный анализ данного РВ со следящими РВ, в которых постоянство частоты СБ поддерживается подстройкой девиации частоты или периода модуляции зондирующего сигнала. Сравнительный анализ трех типов следящих РВ осуществлен в статье на основании их математических моделей.

РВ с измерительным контуром ФАПЧ. РВ непрерывного излучения с контуром ФАПЧ в качестве измерителя относится к классу ЛЧМ РВ малых высот [3, 4] и подробно описан в [9, 10]. Петля фазовой автоподстройки организована таким образом, чтобы происходила настройка ОС $e_r(t)$ по СБ $e_b(t)$, который получается на выходе смесителя приемника РВ.

Структурная схема измерительного контура ФАПЧ представлена на рис. 1. Контур состоит из фазометра ФМ, который вычисляет разность фаз $\Delta\Phi(t)$ СБ и ОС; фазового преобразователя ФП, выполняющего линейаризацию $\Delta\Phi(t)$ на периоде модуляции T_m ; генератора опорного сигнала ГОС; усредняющего сумматора $\bar{\Sigma}$, формирующего значение средней разности фаз

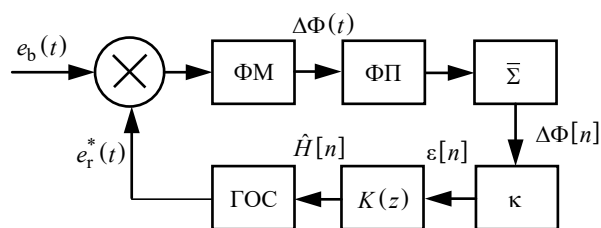


Рис. 1. Математическая модель измерительного контура ФАПЧ

Fig. 1. Simulation model of the Phase-Locked Loop (PLL)

$\Delta\Phi[n]$ на n -м периоде модуляции; масштабирующего преобразователя с коэффициентом передачи κ , выходным сигналом которого является сигнал ошибки ε ; цифрового сглаживающего фильтра $K(z)$, в состав которого входит интегрирующее звено нужного порядка астатизма. Выходным сигналом интегрирующего звена является оценка высоты $\hat{H}$. Благодаря контуру подстройки ОС в рассматриваемом РВ удастся создать режим слежения за высотой полета воздушных судов. В зависимости от вида используемой ЧМ математическая модель контура несколько изменяется: при НЛЧМ необходимость в ФП отпадает, поскольку на всем периоде модуляции частота СБ сохраняет свой знак. Зоны обращения фазы при этом виде модуляции практически не влияют на фазовую структуру СБ, так как их длительность равна времени задержки, а частота СБ на этих интервалах приближается к девиации частоты излучаемого сигнала и не попадает в полосу контура слежения. Кроме того, коэффициент передачи κ имеет различные значения для указанных видов ЧМ: $\kappa_{\text{НЛЧМ}} = c/\Delta\Omega$; $\kappa_{\text{СЛЧМ}} = c/(2\Delta\Omega)$; $\kappa_{\text{ГЧМ}} = c/(2\Delta\Omega)$.

Следящий РВ с подстройкой девиации. Данный РВ подробно исследован в [8]. Рассмотрим его математическую модель.

Пусть на n -м периоде модуляции длительностью T_m РВ излучает непрерывный сигнал $s_t(\tau, n)$, $0 \leq \tau \leq T_m$ с СЛЧМ, частота которого

$$\omega_t(\tau, n) = \begin{cases} v[n]\tau, & 0 \leq \tau \leq T_m/2; \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n]\tau, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m, \end{cases}$$

где $v[n] = 2\Delta\Omega[n]/T_m$ – скорость изменения частоты; $\Delta\Omega[n] = 2\pi\Delta F[n]$ – девиация частоты.

Частота принятого сигнала $s_r(\tau, n)$, если РВ находится над поверхностью на высоте H :

$$\omega_r(\tau, n) = \begin{cases} -v[n](\tau - \tau_H), & 0 \leq \tau \leq \tau_H; \\ v[n](\tau - \tau_H), & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H; \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n](\tau - \tau_H), & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m, \end{cases}$$

где $\tau_H = 2H/c$ – время задержки.

Фаза СБ

$$e_b(\tau, n) = s_r(\tau, n)s_t^*(\tau, n) = \dot{\rho} \exp[i\varphi(\tau, n)],$$

где $*$ – комплексное сопряжение; $\dot{\rho}$ – комплексная амплитуда, равна:

$$\varphi(\tau, n) = \int_0^\tau [\omega_r(\tau, n) - \omega_t(\tau, n)] d\tau.$$

Мгновенная частота СБ

$$\omega_b(\tau, n) = \frac{d\varphi(\tau, n)}{d\tau} = [\omega_r(\tau, n) - \omega_t(\tau, n)]$$

изменяется во времени и равна:

$$\omega_b(\tau, n) = \begin{cases} (\tau_H - 2\tau), & 0 \leq \tau \leq \tau_H; \\ -\tau_H, & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2; \\ 2\tau - \tau_H - T_m, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H; \\ \tau_H, & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m. \end{cases}$$

Как следует из последнего уравнения, $\omega_b(\tau, n) = -v[n]\tau_H < 0$ при $\tau_H \leq \tau \leq T_m/2$ и $\omega_b(\tau, n) = v[n]\tau_H > 0$ при $T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m$. В силу знакопеременности $\omega_b(\tau, n)$ измерять частоту СБ следует отдельно для интервалов $[0, T_m/2]$ и $[T_m/2, T_m]$. Оценить частоту можно, вычисляя градиент фазы:

$$\begin{cases} \omega_- = \frac{1}{T_s} \arg \left[\int_0^{T_m/2 - T_s} e_b(\tau, n) e_b^*(\tau + T_s, n) d\tau \right]; \\ \omega_+ = \frac{1}{T_s} \arg \left[\int_{T_m/2}^{T_m - T_s} e_b(\tau, n) e_b^*(\tau + T_s, n) d\tau \right], \end{cases}$$

где T_s – период дискретизации СБ. Тогда оценка средней частоты СБ

$$\omega_b[n] = \frac{1}{2} |\omega_+ - \omega_-| \approx v[n]\tau_H.$$

Для измерения высоты носителя РВ в следающем режиме организуем следающий контур, который на каждом периоде модуляции сигнала подстраивает девиацию $\Delta\Omega[n]$ излучаемого сигнала таким образом, чтобы средняя частота СБ $\omega_b[n]$ была примерно постоянной и равной $\omega_b^{(0)}$. Учитывая, что время задержки τ_H при фиксированной частоте постоянно и не зависит от параметров сигнала РВ, существует следующая связь между средней частотой СБ и девиацией частоты излучаемого сигнала:

$$\frac{\omega_b[n]}{\Delta\Omega[n]} = \frac{\omega_b^{(0)}}{\Delta\Omega_0} = \frac{1}{\mu},$$

где $\Delta\Omega_0$ – девиация частоты, при которой $\omega_b(t) = \omega_b^{(0)}$; μ – постоянный коэффициент. Тогда

$$\Delta\Omega[n] = \Delta\Omega_0 + \mu [\omega_b[n] - \omega_b^{(0)}].$$

На основании данного уравнения для РВ рассматриваемого типа можно предложить математическую модель, структурная схема которой показана на рис. 2.

Модель работает следующим образом. Входным сигналом контура является частота настройки $\omega_b^{(0)}$. Сигнал ошибки $x[n] = \omega_b^{(0)} - \omega_b[n]$ поступает на сглаживающий фильтр, в состав которого входят интеграторы, обеспечивающие нужный порядок астатизма всего контура слежения. Выходной сигнал фильтра $y[n]$ поступает на усилительное звено с коэффициентом передачи μ . Выходной сигнал звена поступает

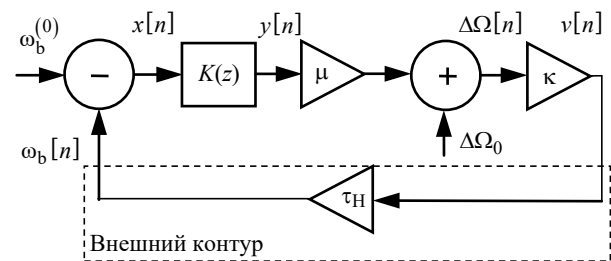


Рис. 2. Математическая модель следающего контура РВ с $\Delta F = \text{var}$

Fig. 2. Simulation model of the automatic control loop with $\Delta F = \text{var}$

на первый вход сумматора. На второй вход подается сигнал $\Delta\Omega_0$. В результате суммирования получается сигнал $\Delta\Omega[n]$. После прохождения звена с коэффициентом передачи $\kappa = 2/T_m$ из этого сигнала формируется сигнал, равный скорости изменения частоты излучаемого сигнала $v[n] = 2\Delta\Omega[n]/T_m$. Этот сигнал поступает на звено с коэффициентом передачи, равным времени задержки $\tau_H = 2H/c$, на выходе которого получается сигнал, равный средней частоте СБ $\omega_b[n]$. Таким образом моделируется внешний контур РВ – канал распространения сигнала.

Схемы следящих контуров при НЛЧМ и ГЧМ не отличаются от схемы на рис. 2, изменяется только значение коэффициента передачи κ при НЛЧМ – $\kappa = 1/T_m$.

Следящий РВ с подстройкой периода повторения. Данный принцип нашел широкое распространение в РВ отечественного производства и подробно исследован в [1, 9]. Рассмотрим следящий контур, который на каждом периоде модуляции подстраивает частоту модуляции $\Omega_m = 2\pi/T_m$ излучаемого сигнала таким образом, чтобы средняя частота СБ на n -м периоде модуляции $\omega_b[n]$ была фиксированной и равной $\omega_b^{(0)}$. Учитывая, что время задержки τ_H при фиксированной частоте постоянно и не зависит от параметров сигнала РВ, существует аналогичная предыдущему варианту следящего измерителя связь между средней частотой СБ и частотой модуляции излучаемого сигнала:

$$\frac{\omega_b(t)}{\Omega_m(t)} = \frac{\omega_b^{(0)}}{\Omega_{m0}} = \frac{1}{\mu},$$

где Ω_{m0} – частота модуляции, при которой $\omega_b(t) = \omega_b^{(0)}$; μ – постоянный коэффициент. Тогда

$$\Omega_m(t) = \Omega_{m0} + \mu[\omega_b(t) - \omega_b^{(0)}].$$

На основании данного уравнения для РВ рассматриваемого типа можно предложить ма-

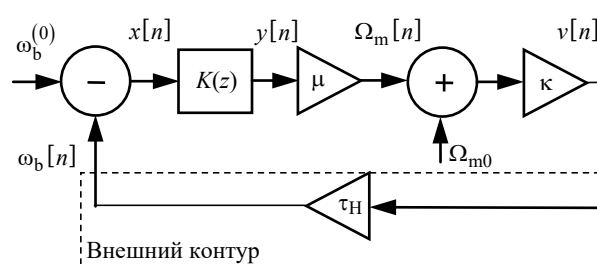


Рис. 3. Математическая модель следящего контура РВ с $T_m = \text{var}$

Fig. 3. Simulation model of the automatic control loop with $T_m = \text{var}$

тематическую модель следящего контура, структурная схема которой показана на рис. 3.

Коэффициент передачи $\kappa = \Delta\Omega/(2\pi) = \Delta F$ для НЛЧМ и $\kappa = \Delta\Omega/\pi = 2\Delta F$ для СЛЧМ и ГЧМ.

Оценка точности РВ. Качество оценки высоты рассмотренными моделями следящих РВ при излучаемых сигналах с НЛЧМ, СЛЧМ и ГЧМ исследуется в описываемой работе методом математического моделирования. Для математического эксперимента использованы следующие сценарные параметры:

- высота РВ $H = 150$ м;
- скорость движения носителя РВ $v = 0$ м/с;
- частота биений $\omega_b^{(0)} = 300$ кГц;
- девиация частоты $\Delta\Omega_0 = 100$ МГц;
- период модуляции $T_m = 1$ мс;
- частота свободных колебаний контура $\omega_c = 2\pi \cdot 10$ рад/с;
- перерегулирование следящего контура $\Delta = 0.3$;
- период дискретизации $T_s = 0.125$ мкс.

Цифровой фильтр следящих контуров РВ имеет второй порядок астатизма и синтезирован методом билинейного преобразования [18], используя в качестве аналогового прототипа линейное звено с коэффициентом передачи

$$K(p) = \frac{k(\tau p + 1)}{p^2},$$

где k – статический коэффициент усиления и τ – постоянная времени фильтра выбирались таким образом, чтобы замкнутый следящий контур имел заданные сценарные параметры ω_c и Δ .

Эксперимент организован таким образом, что для каждого вида ЧМ и типа следящего РВ были получены зависимости смещения b_H и среднеквадратической ошибки (СКО) σ_H оценки высоты от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2 . Результаты моделирования представлены на рис. 4–7.

Графики на рис. 4–7 свидетельствуют о том, что при $q^2 \leq 10$ дБ у РВ с измерительным контуром ФАПЧ могут возникать аномальные

ошибки, вызванные появлением локальных максимумов взаимной корреляционной функции СБ и ОС. При $q^2 \leq 10$ дБ оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными ($b_H \approx 0$ м), а их СКО σ_H мала и не превышает 3.3 см при $q^2 = 10$ дБ. РВ с СЛЧМ и ГЛЧМ имеют примерно одинаковую точность. При $q^2 = 10$ дБ СКО оценок $\sigma_H = 1.3$ см. РВ с НЛЧМ-сигналом обладает худшей точностью по сравнению с РВ с СЛЧМ

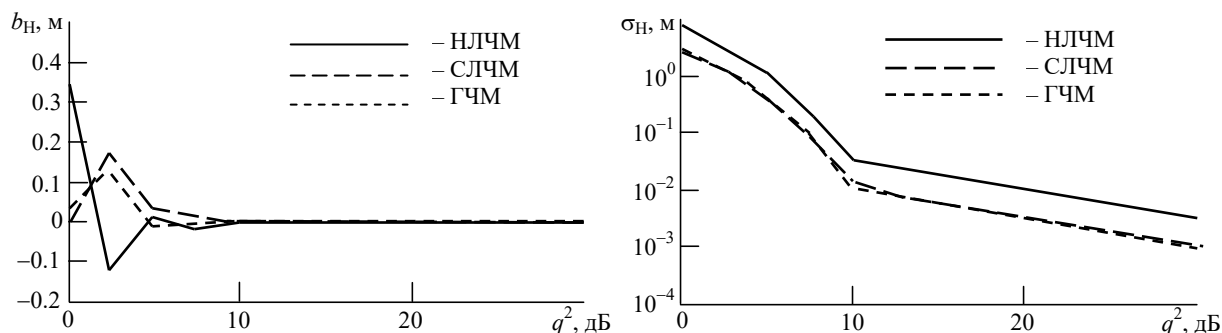


Рис. 4. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящего РВ с контуром ФАПЧ при различных типах частотной модуляции излучаемого сигнала

Fig. 4. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for a PLL-based radio altimeter for different types of frequency modulation

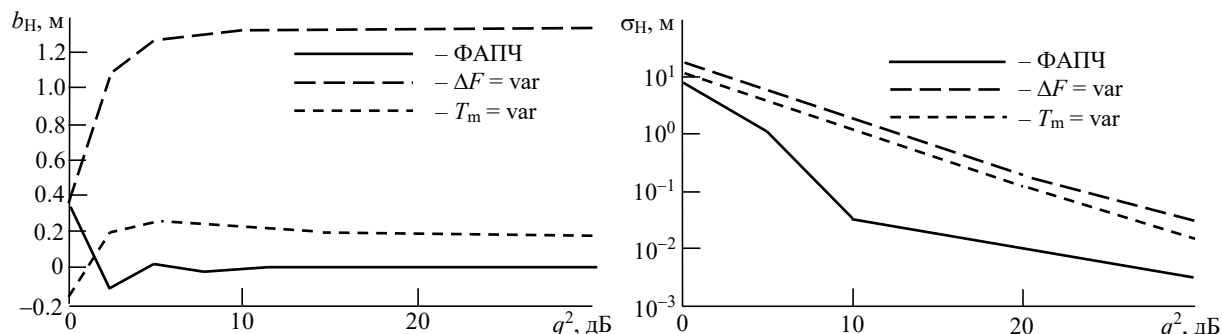


Рис. 5. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящих РВ с НЛЧМ-сигналом

Fig. 5. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the sawtooth frequency modulated signal

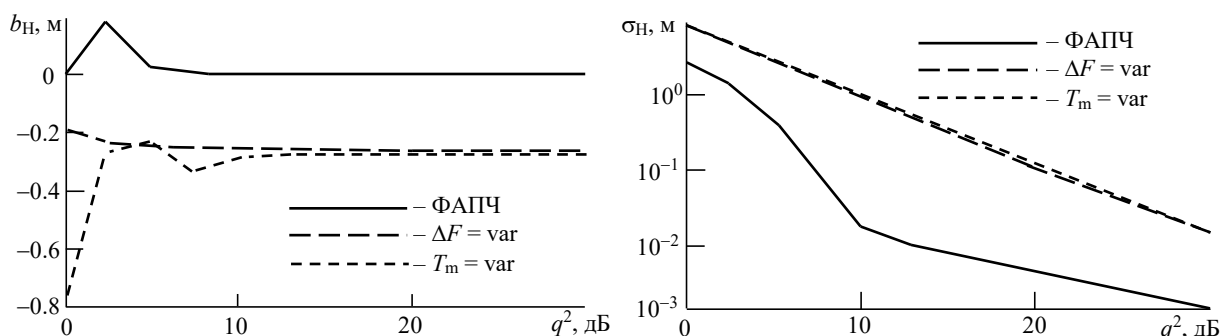


Рис. 6. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящего РВ с СЛЧМ-сигналом

Fig. 6. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the triangular frequency modulated signal

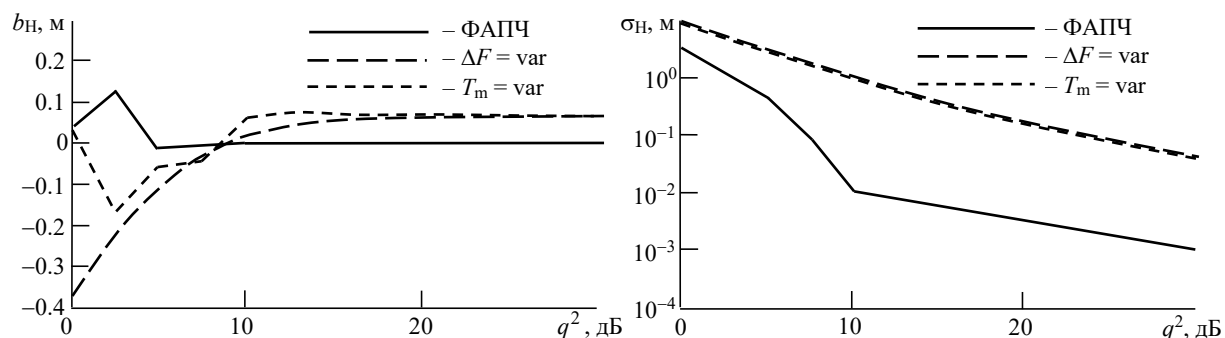


Рис. 7. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящих РВ с ГЧМ-сигналом

Fig. 7. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the harmonic frequency modulated signal

и ГЛЧМ. Причиной этого являются разрывы мгновенной частоты биений у СБ в зонах обращения фазы. В этих зонах значение частоты СБ близко к значению девиации частоты ΔF , и при моделировании эти зоны удалялись, поскольку СБ в эти интервалы времени выходит из полосы тракта обработки.

Сравнение следящего РВ с контуром ФАПЧ с двумя другими следящими РВ свидетельствует о безусловном превосходстве первого. Как видно из рис. 5–7, при любом виде ЧМ зондирующего сигнала оценки, получаемые в следящих РВ с подстройкой девиации частоты или периода модуляции, являются смещенными, а их СКО на порядок больше.

Заключение. Проведенный в работе анализ трех типов следящих РВ показал устойчивую работу измерительного контура ФАПЧ при излучении сигналов с разными видами ЧМ (несимметричной ЛЧМ, симметричной ЛЧМ, гармонической ЧМ). Наилучшие результаты по точности показали РВ с симметричной и гар-

монической ЧМ излучаемого сигнала, что объясняется отсутствием разрывов мгновенной частоты в зонах обращения фазы СБ при этих видах ЧМ. Оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными. Зависимости их СКО от ОСШ носят характерный для оптимальных измерителей вид: при ОСШ меньше 10 дБ у этих зависимостей есть зона аномальных ошибок, при отношении сигнал/шум больше 10 дБ СКО оценок высоты уменьшается обратно пропорционально значению ОСШ и при принятых в работе сценарных параметрах не превышает 3 см. Сравнение следящего РВ с измерительным контуром ФАПЧ со следящими РВ других типов (с подстройкой девиации частоты или периода модуляции излучаемого сигнала) показало, что СКО ошибки у данного типа РВ на порядок меньше. Дальнейшие исследования будут связаны с изучением точности оценивания высоты у следящих измерителей при работе по шероховатой поверхности и проведению натурных испытаний.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
2. Radar handbook / ed. by M. I. Skolnik. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1990. 1200 p.
3. Skolnik M. I. Introduction to radar systems. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1980. 581 p.
4. Сосновский А. А., Хаймович И. А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: справ. М.: Транспорт, 1987. 255 с.
5. Авиационная радионавигация: справ. / А. А. Сосновский, А. И. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; под ред. А. А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. 264 с.
6. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1992. 232 с.
7. Vidmar M. Design Improves 4.3 GHz Radio Altimeter Accuracy // Microwaves & RF. 2005. Vol. 44, № 6. P. 57–70.
8. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters / S. Reshma, P. R. Midhunkrishna, S. Joy, S. Sreelal, M. Vanidevi // Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). Bangalore, India, 27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021. P. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544

9. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии / под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. радио, 1979. 320 с.

10. Тарасенков А. А. ЧМ-радиодальномер с дискретным следящим контуром // Датчики и системы. 2019. № 2. С. 40–44.

11. Пат. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08). Радиовысотометр с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала / А. А. Монаков, А. А. Тарасенков. Оpubл. 29.11.2021. Бюл. № 34.

12. Roland E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation and Applications. 4th ed. Ohio: Blacklick McGraw-Hill, 1999.

13. Shinnaka S. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals // Power Conversion Conf., Nagoya, Japan, 2–5 Apr. 2007. IEEE, 2007. P. 191–198. doi: 10.1109/PCCON.2007.372967

14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop // IEEE Transactions on Instrumentation

and Measurement. 2021. Vol. 70. P. 1–10, art. № 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

15. Monakov A., Nesterov M. Statistical Properties of FMCW Radar Altimeter Signals Scattered from a Rough Cylindrical Surface // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2017. Vol. 53, № 1. P. 323–333. doi: 10.1109/TAES.2017.2650498

16. Chauhan A., Rout P., Singh K. M. Vibration Parameters Estimation using mHDF Filter in PLL Technique // Intern. Conf. on Computational Performance Evaluation (ComPE), Shillong, India, 18 Sept. 2020. IEEE, 2020. P. 649–653. doi: 10.1109/ComPE49325.2020.9200039

17. Sithamparanathan K. Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance // IEEE Global Telecommunications Conf., New Orleans, USA, 8 Dec. 2008. IEEE, 2008. P. 1–5, doi: 10.1109/GLOCOM.2008.ECP.676

18. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. С. Ф. Боева. 3-е изд., испр. М.: Техносфера, 2012. 1049 с.

Информация об авторах

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Тарасенков Андрей Александрович – старший преподаватель кафедры аэрокосмических приборов и систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, ведущий инженер лаборатории СВЧ ООО "КОНТУР-НИИРС". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – приборостроение; измерительно-вычислительные системы; цифровая обработка сигналов; СВЧ приемопередающие устройства.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

E-mail: Wagir@mail.ru

References

1. Skolnik M. I. Radar handbook. 3rd ed. McGraw-Hill Education, 2008, 1328 p.

2. Radar Handbook. Ed. by M. I. Skolnik. 2nd ed. NY, McGraw-Hill, 1990, 1200 p.

3. Skolnik M. I. Introduction to Radar Systems. 2nd ed. NY, McGraw-Hill, 1980, 581 p.

4. Sosnovskii A. A., Khaimovich I. A. *Radioelektronnoe oborudovanie letatel'nykh apparatov: sprav.* [Aircraft Radio Equipment Handbook]. Moscow, Transport, 1987, 255 p. (In Russ.)

5. Sosnovskii A. A., Khaimovich A. I., Lutin E. A., Maksimov I. B. *Aviatsionnaya radionavigatsiya: sprav.* [Air Navigation Aids. Handbook]. Moscow, Transport,

1990, 264 p. (In Russ.)

6. Ostrovityanov R. V., Basalov F. A. *Teoriya radiolokatsii protyazhennykh tselei* [Theory of Radar of Extended Targets]. Moscow, Radio i svyaz', 1992, 232 p. (In Russ.)

7. Vidmar M. Design Improves 4.3 GHz Radio Altimeter Accuracy. *Microwaves & RF*. 2005, vol. 44, no. 6, pp. 57–70.

8. Reshma S., Midhunkrishna P. R., Joy S., Sreelal S., Vanidevi M. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters. 2021 Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). Bangalore, India,

27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021, pp. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544

9. Zhukovskii A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. *Teoreticheskie osnovy radiovysotometrii* [Theory of Radio Altimetry]. Moscow, *Sov. radio*, 1979, 320 p. (In Russ.).

10. Tarasenkov A. A. The FM-Radio Range Sensor with Digital Tracking Loop. *Sensors and Systems*. 2019, no. 2, pp. 40–44.

11. Monakov A. A., Tarasenkov A. A. FMCW Radio Altimeter with the PLL to Adjust the Reference Signal. Pat. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08).

12. Roland E. *Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation and Applications*. 4th ed. Ohio, Blacklick McGraw-Hill, 1999.

13. Shinnaka S. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals. 2007 Power Conversion Conf. Nagoya, Japan, 2–5 Apr. 2007. IEEE, 2007, pp. 191–198. doi: 10.1109/PCCON.2007.372967

14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. *IEEE Transactions on Instrumentation*

and Measurement. 2021, vol. 70, pp. 1–10, art. no. 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

15. Monakov A., Nesterov M. Statistical Properties of FMCW Radar Altimeter Signals Scattered from a Rough Cylindrical Surface. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2017, vol. 53, no. 1, pp. 323–333. doi: 10.1109/TAES.2017.2650498

16. Chauhan A., Rout P., Singh K. M. Vibration Parameters Estimation using mHDFT Filter in PLL Technique. Intern. Conf. on Computational Performance Evaluation (ComPE), Shillong, India, 18 Sept. 2020. IEEE, 2020, pp. 649–653. doi: 10.1109/ComPE49325.2020.9200039

17. Sithamparamanathan K. Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance. IEEE Global Telecommunications Conf., New Orleans, USA, 8 Dec. 2008. IEEE, 2008, pp. 1–5. doi: 10.1109/GLOCOM.2008.ECP.676

18. Oppenheim, A., Schafer R. *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. Transl. by Boev S. F., 3^d ed. Moscow, *Tekhnosfera*, 2012, 1049 p. (In Russ.)

Information about the authors

Andrey A. Monakov, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: extended radar targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Andrey A. Tarasenkov, Senior Lecturer of the Department of Aerospace Instrumentation and Systems, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Leading Engineer of the Microwave Laboratory of "KONTUR-NIIRS" Company, Saint Petersburg. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: instrumentation; measuring and computing complexes; digital signal processing; microwave technique.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: Wagir@mail.ru
