

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63>

Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ

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. Предлагается новый принцип построения следящего радиовысотомера малых высот с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучаемым сигналом. Для измерения высоты в радиовысотомере используется замкнутый контур фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Осуществляется синтез контура ФАПЧ и дана математическая модель радиовысотомера.

Цель работы. Создание математической модели следящего радиовысотомера малых высот, использующего для оценки высоты замкнутый контур ФАПЧ, и проверка методом математического моделирования его работоспособности.

Материалы и методы. Для решения поставленной задачи предложена математическая модель следящего радиовысотомера с измерителем, использующим принципы ФАПЧ для генерации опорного сигнала.

Результаты. Математическое моделирование работы радиовысотомера с контуром ФАПЧ в качестве измерителя высоты до шероховатой подстилающей поверхности доказало его работоспособность и эффективность. При работе по плоской поверхности высотомер дает несмещенную и эффективную оценку высоты при отношениях сигнал/шум больших 10 дБ. При работе по шероховатой подстилающей поверхности, выбранных в статье сценарных параметрах и отношении сигнал/шум 20 дБ полученная оценка высоты приобретает смещение и среднеквадратическое отклонение (СКО), которые увеличиваются с ростом СКО высот шероховатости поверхности. В случае когда СКО высот шероховатости равно удвоенной длине волны излучения, смещение и СКО оценки, соответственно, равны 1 и 5 м при высоте 150 м. В ходе моделирования было обнаружено, что качественные показатели работы высотомера подвержены влиянию аномальных ошибок, которые вызваны глубокими замираниями принимаемого сигнала, возникающими при отражении от шероховатой поверхности.

Заключение. Высотомер, математическая модель которого рассмотрена в статье, может быть использован для измерения высоты полета воздушных судов. Дальнейшие исследования будут посвящены изучению влияния различных факторов на качество работы радиовысотомера, его схемотехнической реализации и проведению натурных испытаний.

Ключевые слова: радиовысотомер малых высот, фазовая автоматическая подстройка частоты

Для цитирования: Монаков А. А., Тарасенков А. А. Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.12.2021; принята к публикации после рецензирования 07.02.2022; опубликована онлайн 27.04.2022



Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop

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. The article proposes a new principle for designing a low-range tracking radio altimeter based on a phase-locked loop (PLL) for frequency-modulated continuous-wave radar (FMCW) systems.

Aim. To develop a model of a low-range tracking radio altimeter, which uses a PLL to estimate the height, as well as to verify its performance via computer simulation.

Materials and methods. To solve the problem, we develop a mathematical model of the tracking radio altimeter with an estimator that uses the principles of PLL to generate a reference signal.

Results. Computer simulation of a radio altimeter with the PLL circuit to measure the height above a rough surface proves the altitude estimate to be efficient. When operating over a perfectly flat surface, the altimeter provides an efficient altitude estimate for a signal-to-noise ratio greater than 10 dB. When operating over a rough surface under the selected scenario parameters, and the signal-to-noise ratio of 20 dB, the resulting height estimate provides a bias, with its standard deviation growing with increasing the surface roughness. When the standard deviation of the surface roughness is twice the transmission wavelength, the bias and standard deviation of the estimate equal 1 m and 5 m, respectively, under the altimeter height of 150 m. The conducted simulation revealed that the quality of the altimeter performance is subject to abnormal errors, which are caused by deep fading of the received signal due to the signal reflecting from a rough surface.

Conclusion. The altimeter under study can be used for estimating the altitude of aircraft flights. Further research will investigate the effect of various factors on the performance quality of the radio altimeter, its circuit implementation and full-scale tests.

Keywords: low-range radio altimeter, phase locked loop

For citation: Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63

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

Submitted 29.12.2021; accepted 07.02.2022; published online 27.04.2022

Введение. Бортовые радиовысотомеры (РВ) широко используются в авиации и космических исследованиях для измерения высоты полета носителя и мониторинга поверхности Земли [1–3]. В радиовысотометрии принято выделять две группы радиовысотометров: РВ малых высот с диапазоном измерения до 1500 м [4, 5] и РВ больших высот, для которых существует нижняя граница диапазона измеряемых высот, равная примерно 100 м [4, 5]. Деление РВ на две группы носит неформальный характер, поскольку группы различаются по используемому методу измерения высоты. В РВ больших высот используется традиционный для радиолокации импульсный метод оценки дальности. Именно поэтому для этой группы существует мини-

мальная высота измерений, существование которой связано с запирающим приемника на время излучения радиоимпульса передатчиком. В РВ малых высот применяется непрерывный сигнал и частотный метод измерения расстояний. Существование максимальной высоты измерений для этой группы связано с тем, что при увеличении высоты пропорционально увеличивается площадь области на поверхности земли, которая участвует в формировании отраженного сигнала. Это увеличение приводит к появлению дальномерного шума – одного из явлений, составляющих предмет исследования радиолокации протяженных целей [6]. Негативным проявлением шума дальности в РВ является увеличение ошибки оценивания с увеличением высоты.

В основу измерителя в РВ малых высот положено формирование сигнала биений, который получается на выходе смесителя приемника, на входы которого подаются принятый антенной и усиленный в приемнике сигнал, отраженный от земной поверхности, и ослабленный до необходимого уровня излучаемый сигнал. Средняя частота сигнала биений вне зависимости от закона частотной модуляции излучаемого сигнала прямо пропорциональна высоте полета. Коэффициент пропорциональности – постоянная, которая зависит от скорости изменения частоты излучаемого сигнала. Для измерения высоты в РВ осуществляется оценка средней частоты сигнала биений. Эта оценка может быть реализована разными способами. В простейших РВ происходит простой подсчет числа пересечений сигналом биений нулевого уровня [4, 5, 7] за период модуляции. В более совершенных приборах такая оценка выполняется методами спектрального анализа [8]. Также существуют РВ следящего типа, в которых измерение высоты реализуется путем изменения периода частотной модуляции или девиации частоты излучаемого сигнала. Эти изменения осуществляют таким образом, чтобы частота сигнала биений оставалась примерно постоянной [4, 5, 9, 10]. Постоянство частоты сигнала биений поддерживается специальным контуром автоматического слежения, управляющий сигнал на выходе которого пропорционален измеряемой высоте.

В данной статье предлагается новый принцип измерения высоты полета воздушного судна (ВС) в РВ малых высот, излучающих непрерывный линейно-частотно-модулированный сигнал, который основан на использовании контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [11]. Традиционно система ФАПЧ применяется в радиотехнике для поддержания равенства фаз входного сигнала системы и гармонического сигнала, генерируемого управляемым генератором [12]. ФАПЧ используется в задачах автоматической подстройки частоты гетеродина в преобразователе частоты приемника, измерения частоты принимаемых сигналов, синхронизации телекоммуникационных систем, промышленных систем электроснабжения [12–14]. Вследствие того что

ФАПЧ является замкнутой системой автоматического регулирования, точность выдерживания равенства фаз входного сигнала и сигнала управляемого генератора очень высока. Поэтому естественным является предложение использовать ФАПЧ для измерения параметров сигналов [13, 14]. В случае оценки частоты сигнала биений РВ при помощи ФАПЧ трудно преодолимым препятствием являются зоны обращения фазы сигнала биений, которые возникают в моменты перехода мгновенного значения частоты сигнала биений через нулевой уровень. Если не предпринимать никаких дополнительных мер, в эти моменты каждый раз будет возникать переходный процесс, что негативно скажется на точности измерения высоты. Настоящая статья посвящена модернизации петли ФАПЧ, которая позволяет осуществить слежение за фазой сигнала биений в РВ непрерывного излучения и может быть использована для оценки высоты полета ВС.

Синтез и математическая модель петли ФАПЧ. Допустим, что передатчик РВ излучает сигнал, мгновенная частота которого на периоде модуляции $[0, T_m]$ меняется в соответствии с симметричным пилообразным законом:

$$f(t) = f_0 + \frac{2\Delta F}{T_m} \begin{cases} t, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4}; \\ \frac{T_m}{2} - t, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4}; \\ t - T_m, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m, \end{cases}$$

где f_0 – несущая частота; ΔF – девиация частоты сигнала. Фаза излучаемого колебания при этом равна

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau = 2\pi f_0 t + 2\pi \begin{cases} \frac{\Delta F}{T_m} t^2, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4}; \\ \frac{\Delta F T_m}{8} - \frac{\Delta F}{T_m} \left(t - \frac{T_m}{2}\right)^2, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4}; \\ \frac{\Delta F}{T_m} (t - T_m)^2, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m. \end{cases}$$

Пусть H – высота, на которой находится ВС над абсолютно гладкой и плоской поверхностью.

Тогда фаза принятого сигнала равна $\varphi(t - \tau_H)$, где $\tau_H = 2H/c$ – время задержки (c – скорость света). При этом сигнал биений можно записать в виде

$$e_b(t) = \exp\{i[\varphi(t - \tau_H) - \varphi(t)]\} = \exp[i\Phi(t, \tau_H)], \quad (1)$$

где

$$\Phi(t, \tau_H) = \varphi(t - \tau_H) - \varphi(t) = \begin{cases} \tau_H(\tau_H - 2t), & \tau_H \leq t \leq 0.25T_m; \\ 2[t - 0.5(0.5T_m + \tau_H)]^2 + \\ + 0.5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0.25T_m \leq t \leq 0.25T_m + \tau_H; \\ \tau_H(2t - T_m - \tau_H), & 0.25T_m + \tau_H \leq t \leq 0.75T_m; \\ -2[t - 0.5(0.75T_m + \tau_H)]^2 - \\ - 0.5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0.75T_m \leq t \leq 0.75T_m + \tau_H; \\ -\tau_H(2t - 2T_m - \tau_H), & 0.75T_m + \tau_H \leq t \leq T_m + \tau_H, \end{cases} \quad (2)$$

где $v = 4\pi\Delta F/T_m$ – скорость изменения мгновенной частоты.

Сигнал (1), фаза которого соответствует уравнению (2), является входным сигналом синтезируемой петли ФАПЧ. Во входном сигнале следует выделить зоны, где наблюдаются переходы мгновенной частоты через нулевой уровень. Эти зоны соответствуют интервалам $[0.25T_m; 0.25T_m + \tau_H]$ и $[0.75T_m; 0.75T_m + \tau_H]$. Ширина этих зон равна времени задержки τ_H , и при условии $\tau_H \ll T_m$, которое обычно выполняется на практике, этими зонами можно пренебречь при построении опорного сигнала биений $e_r(t) = \exp[i\Phi_r(t, \hat{\tau}_H)]$, фаза которого равна

$$\Phi_r(t, \hat{\tau}_H) = \begin{cases} \hat{\tau}_H(\hat{\tau}_H - 2t), & 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ \hat{\tau}_H(2t - T_m - \hat{\tau}_H), & 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ -\hat{\tau}_H(2t - 2T_m - \hat{\tau}_H), & 0.75T_m \leq t \leq T_m, \end{cases} \quad (3)$$

где $\hat{\tau}_H = 2\hat{H}/c$ – оценка времени запаздывания, которая соответствует оценке высоты \hat{H} и вычисляется в петле ФАПЧ так, чтобы свести к нулю усредненную на текущем периоде моду-

ляции разность фаз

$$\Delta\Phi[n] = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} [\Phi(t, \tau_H) - \Phi_r(t, \hat{\tau}_H)] dt, \quad (4)$$

где n – дискретное время (номер текущего периода модуляции). Однако несложно показать, что в силу характера изменения $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_r(t, \tau_H)$ интеграл в (4) тождественно равен нулю. Поэтому разность фаз $\Delta\Phi(t) = \Phi(t, \tau_H) - \Phi_r(t, \tau_H)$ надо подвергнуть такому преобразованию, чтобы $\Delta\Phi[n]$ было пропорционально разности (невязке) времен задержки $\tau_H - \hat{\tau}_H$ или соответствующих высот $H - \hat{H}$.

На рис. 1, а и б приведены графики зависимостей фаз $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_r(t, \tau_H)$, а также их разности $\Delta\Phi(t)$ от времени на интервале, равном одному периоду модуляции. При расчетах полагалось $H = 150$ м, $\hat{H} = 160$ м, $T_m = 1$ мс. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ носит знакопеременный характер, причем на интервалах $[0; 0.25T_m]$ и $[0.75T_m; T_m]$ этот параметр линейно возрастает

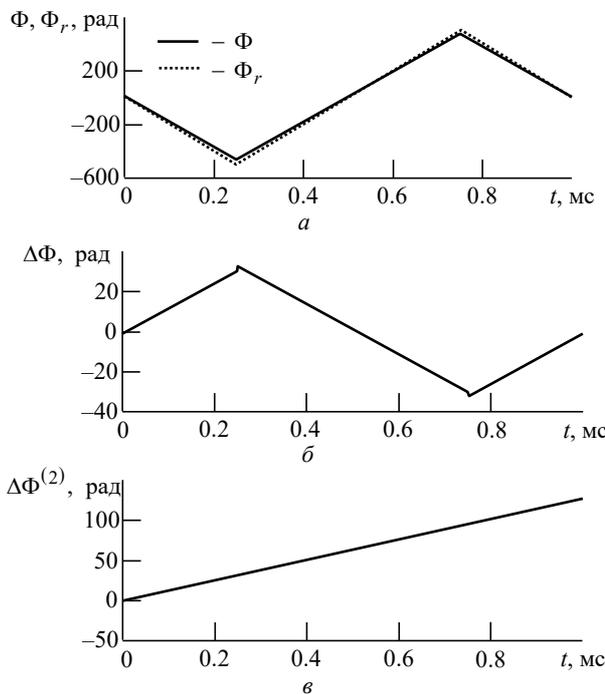


Рис. 1. Временные диаграммы: а – фаз сигнала биений и опорного сигнала; б – их разности; в – разности после преобразования

Fig. 1. Timing diagrams: a – phases of the beat and reference signals, b – their difference, c – the difference after transformation

тает, а на интервале $[0.25T_m; 0.75T_m]$ линейно убывает. Поэтому для получения нужного результата сделаем следующее:

1. Обратим разность фаз $\Delta\Phi(t)$ на интервале $[0.25T_m; 0.75T_m]$, т. е. выполним преобразование

$$\Delta\Phi(t) \rightarrow \Delta\Phi^{(1)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi(t), & 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ -\Delta\Phi(t), & 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ \Delta\Phi(t), & 0.75T_m \leq t \leq T_m. \end{cases} \quad (5)$$

2. Полученную разность фаз преобразуем

$$\Delta\Phi^{(1)}(t) \rightarrow \Delta\Phi^{(2)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ 2\Delta\Phi^{(1)}(0.25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ 4\Delta\Phi^{(1)}(0.25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0.75T_m \leq t \leq T_m. \end{cases} \quad (6)$$

График полученной в результате преобразований (5) и (6) разности фаз $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ приведен на рис. 1, в. Теперь $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ на интервале времени, равном одному периоду модуляции, изменяется линейно, причем, как следует из (2) и (3):

$$\Delta\Phi^{(2)}(t) \approx 2\nu(\tau_H - \hat{\tau}_H)t, \quad 0 \leq t \leq T_m.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} \Delta\Phi[n] &= \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} 2\nu(\tau_H - \hat{\tau}_H)tdt = \\ &= \nu T_m (\tau_H - \hat{\tau}_H) = \frac{2\nu T_m}{c} (H - \hat{H}) = \\ &= \mu(H - \hat{H}), \end{aligned}$$

где $\mu = 2\nu T_m/c$ – масштабный коэффициент. Таким образом, в результате преобразований (5) и (6) среднее значение разности фаз $\Delta\Phi[n]$ прямо пропорционально невязке $\varepsilon = H - \hat{H}$. Для реализации режима слежения за высотой сигнал $\Delta\Phi[n]$ достаточно подать на вход сглаживающего фильтра, в состав которого должен входить как минимум один интегратор. Выходной сигнал фильтра является управляющим для подстройки опорного сигнала $e_r(t)$. Математическая модель контура ФАПЧ приведена на рис. 2. На первый вход умножителя посту-

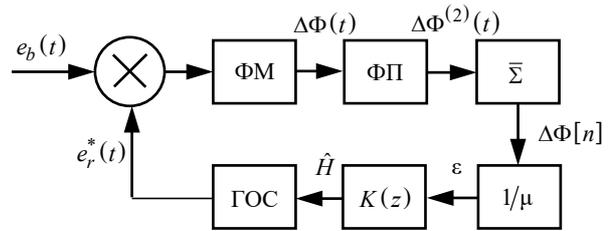


Рис. 2. Математическая модель контура ФАПЧ

Fig. 2. Mathematical model of the PLL circuit

пает сигнал биений $e_b(t)$. Генератор опорного сигнала (ГОС) формирует сигнал $e_r^*(t)$, который подается на второй вход умножителя. В фазомере (ФМ) вычисляется разность фаз $\Delta\Phi(t)$, которая в фазовом преобразователе (ФП) формируется в $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ (5), (6). Из разности фаз $\Delta\Phi(t)$ в усреднителе $\bar{\Sigma}$ получается сигнал $\Delta\Phi[n]$, который после преобразователя масштаба с коэффициентом передачи $1/\mu$ поступает на вход сглаживающего цифрового фильтра с коэффициентом передачи $K(z)$. Оценка высоты \hat{H} подается на управляющий вход ГОС для вычисления опорного сигнала $e_r(t)$.

На рис. 3 приведен эиор выходного сигнала синтезированной петли ФАПЧ. Цифровой сглаживающий фильтр синтезирован методом билинейного преобразования на основе аналогового фильтра с коэффициентом передачи

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

где p – переменная в преобразовании Лапласа; k – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ; τ – постоянная времени. Параметры k и τ можно определить путем линеаризации

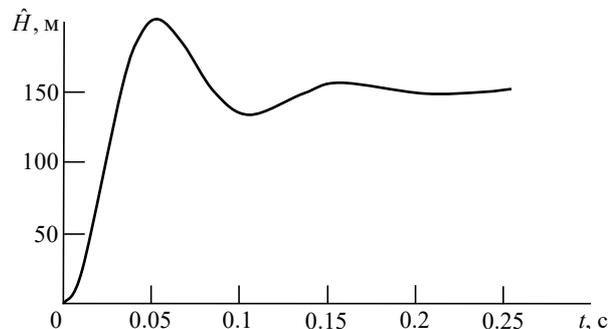


Рис. 3. Сигнал на выходе контура ФАПЧ

Fig. 3. The output of the PLL circuit

полученного контура. Несложно показать, что в этом случае замкнутая система ФАПЧ эквивалентна колебательному звену с коэффициентом передачи

$$G(p) = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + 2\xi\Omega_0 p + \Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания; ξ – коэффициент переколебательности, который может быть вычислен, если задать перерегулирование Δ :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\pi/\ln \Delta)^2}}.$$

Задав граничную частоту Ω_0 и перерегулирование ξ , можно определить статический коэффициент усиления k и постоянную времени τ :

$$k = \frac{\Omega_0}{2\xi}; \tau = \frac{1}{2\xi\Omega_0}.$$

При моделировании контура ФАПЧ были выбраны следующие параметры: $H = 150$ м; $T_m = 1$ мс; $\Delta F = 100$ МГц; $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с; $\Delta = 0.3$. Как следует из рис. 2, контур ФАПЧ отрабатывает невязку истинной и опорной высот с заданными показателями системы автоматического регулирования и правильно оценивает высоту полета ВС. Переходный процесс в системе занимает 0.25 с, что составляет 250 периодов модуляции и соответствует выбранной полосе контура слежения 10 Гц.

Точность оценки высоты. Точность измерения высоты определим методом математического моделирования для случая, когда подстилающая поверхность является цилиндрической, абсолютно проводящей и шероховатой [15]. Будем считать, что высоты шероховатости поверхности $\xi(x)$ имеют нормальное распределение вероятностей с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$C_\xi(x) = s^2 \exp\left[-(x/\Lambda)^2\right],$$

где s и Λ – СКО и радиус корреляции случайных высот.

Рассмотрим сначала случай, когда $s = 0$, т. е. поверхность земли является абсолютно гладкой.

Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ
Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop

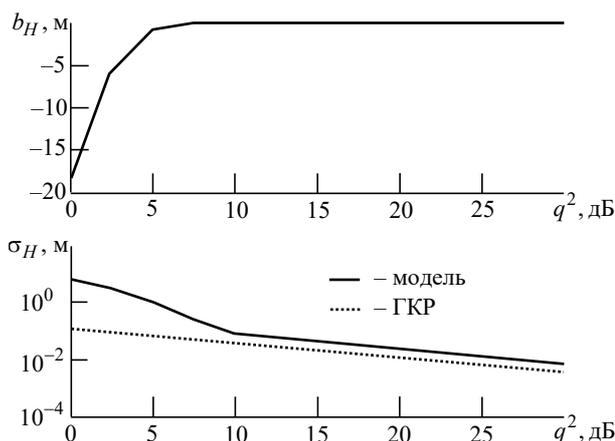


Рис. 4. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ

Fig. 4. Bias and standard deviation of the altitude estimate versus SNR

На рис. 4 приведены полученные в результате моделирования зависимости смещения b_H и СКО ошибки σ_H оценки высоты от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2 . Шум будем считать белым, комплексным и аддитивным, действующим совместно с сигналом $e_b(t)$ на входе комплексного перемножителя (рис. 2). Высота и параметры РВ были выбраны следующими: $H = 150$ м; $f_0 = 4.3$ ГГц ($\lambda = 7$ см); $T_m = 1$ мс; $\Delta F = 100$ МГц; $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с, $\Delta = 0.3$.

Ширина луча антенны РВ $\Delta\theta = 30^\circ$, и при заданной высоте H антенна равномерно освещала участок поверхности шириной 78 м. Прототипом цифрового сглаживающего фильтра в петле ФАПЧ был выбран аналоговый фильтр с коэффициентом передачи

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

Статический коэффициент передачи k и постоянная времени τ были выбраны так, чтобы замкнутый контур имел заданные значения граничной частоты полосы пропускания Ω_0 и перерегулирования Δ .

Пунктирная линия на рис. 4 соответствует границе Крамера–Рао (ГКР) для СКО ошибки измерения высоты, которая рассчитывалась в соответствии с уравнением

$$\sigma_{\text{ГКР}} = \frac{c}{8\pi q \Delta F}.$$

Из рис. 4 следует, что при $q^2 \geq 10$ дБ предлагаемая схема РВ дает несмещенную и эффективную оценку высоты.

Результаты моделирования работы РВ при шероховатой подстилающей поверхности приведены на рис. 5. Для расчета отраженного от шероховатой поверхности сигнала была взята модель абсолютно проводящей цилиндрической случайной поверхности и использовался метод касательной плоскости (метод Кирхгоффа), т. е. модель сигнала полностью соответствовала модели, использованной в [15]. При моделировании был выбран радиус корреляции поверхности $\Lambda = 3$ м. Расстояние между точками поверхности, в которых рассчитывался поверхностный ток, было выбрано равным $\lambda/8$.

На рис. 5 приведены зависимости смещения b_H и СКО ошибки оценки высоты σ_H от СКО случайных высот s при двух фиксированных значениях высоты H : 75 и 150 м. Количество независимых реализаций поверхности $K = 1000$. Моделирование проводилось при ОСШ $q^2 = 20$ дБ, причем к принятому сигналу РВ добавлялись шумы, средняя мощность которых рассчитывалась с учетом выбранного значения ОСШ q^2 при гладкой поверхности, когда $s = 0$ м. Анализируя представленные на рисунке кривые, можно утверждать, что смещение и СКО оценки увеличиваются с ростом СКО случайных высот поверхности. При этом при максимальной для проводимого машинно-

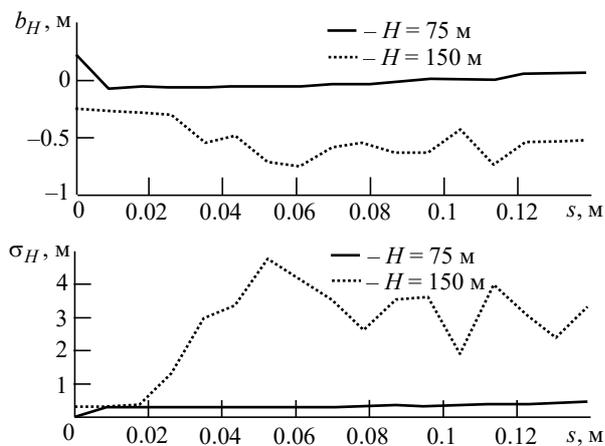


Рис. 5. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от СКО высот шероховатостей поверхности

Fig. 5. Plots of the bias and standard deviation of the altitude estimates versus standard deviation of the surface roughness

го эксперимента шероховатости поверхности $s = 0.14$ м, что в длинах волн составляет 2λ , смещение оценки $b_H \leq 1$ м, а СКО $\sigma_H \leq 5$ м. Достаточно большие значения СКО оценки высоты, полученные при моделировании, объясняются аномальными ошибками оценивания, когда вследствие шероховатости поверхности принятый сигнал претерпевает глубокие замирания. Эти замирания при выбранном сценарии математического эксперимента присутствуют на протяжении всего интервала наблюдения и вызывают существенное уменьшение ОСШ, что и является причиной возникновения аномальных ошибок оценивания. Графики на рис. 6, где представлены зависимости 90-го перцентиля абсолютного значения ошибки оценки высоты, подтверждают сделанный вывод: согласно кривым абсолютное значение ошибки при оценке высоты в 90 % случаев меньше 0.8 м при $H = 75$ м и 2 м при $H = 150$ м.

Подобное явление характерно для случая, когда РВ не движется относительно поверхности. При полете носителя над шероховатой поверхностью глубокие замирания принимаемого сигнала должны появляться лишь кратковременно и отфильтровываться следящим контуром. Поэтому точность оценки высоты полета при движении носителя РВ должна быть высокой.

Результаты, представленные на рис. 5 и 6, свидетельствуют о том, что оценка высоты является типичной проблемой радиолокации протяженных целей (см., например, [6]). Для протяженных целей характерным является рост

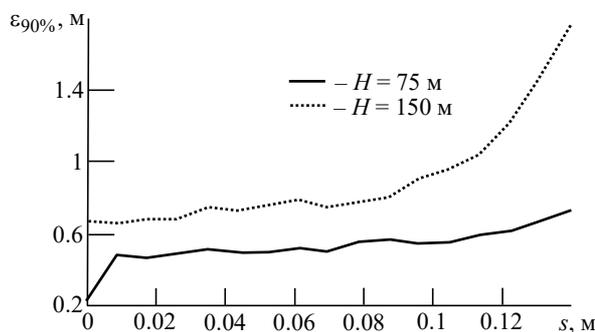


Рис. 6. Зависимости 90-го перцентиля абсолютного значения ошибки оценки высоты от СКО шероховатости поверхности

Fig. 6. Plots of the 90-percentile of absolute values of altitude estimate errors versus standard deviation of the surface roughness

ошибок оценивания измеряемой координаты с увеличением протяженности цели даже при достаточно высоких значениях ОСШ. В случае радиовысотометрии роль цели выполняет освещаемый антенной РВ участок поверхности земли. Протяженность такой цели по дальности (высоте) увеличивается с ростом высоты РВ над поверхностью и СКО высот шероховатости. На рис. 5 и 6 четко видна тенденция по увеличению ошибки оценивания высоты при росте самого оцениваемого параметра H и шероховатости поверхности.

Заключение. В статье рассмотрен новый принцип построения РВ малых высот с непрерывным линейно-частотно-модулированным сигналом, который основан на использовании контура ФАПЧ. В отличие от стандартной системы ФАПЧ опорным сигналом в РВ является сигнал биений с перестраиваемой частотой. В статье предложена математическая модель РВ, которая может быть использована для определения параметров контура ФАПЧ. Математическое моделирование контура ФАПЧ РВ показало, что при гладкой поверхности оценка высоты имеет пренебрежимо малое смещение и СКО, равное нижней границе Крамера–Рао, при отношении

сигнал/шум больше 10 дБ. При измерении высоты, истинное значение которой выбрано равным 75 или 150 м над шероховатой цилиндрической поверхностью, и ОСШ 20 дБ, оценка имеет смещение и СКО, которые увеличиваются с ростом высоты РВ и СКО случайных высот шероховатостей. Эти величины достигают значений 1 и 5 м соответственно при СКО высот шероховатостей, равном двум длинам волны излучения РВ, которая при моделировании была выбрана равной 7 см. Сравнительно большие значения СКО оценки высоты являются следствием возникновения аномальных ошибок оценивания, вызванных глубокими замираниями принимаемого сигнала при отражении от шероховатой поверхности. Эти замирания не сглаживались следящим контуром вследствие того, что сценарий моделирования не предусматривал перемещения РВ относительно поверхности, и сигнал от поверхности поэтому не флюктуировал по амплитуде. Дальнейшие исследования предлагаемого РВ будут посвящены вопросам влияния движения носителя, диаграммы направленности антенны и параметров контура ФАПЧ на точность измерения высоты, схемотехнической реализации РВ и его натурным испытаниям.

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. Лугин, 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 // 2021 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. S. Shinnaka. 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. 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

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, лит. 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 April 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

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, St. 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

Конференции, форумы, семинары

29-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Вакуумная техника и технологии – 2022»

21–23 июня 2022 года

Россия, Санкт-Петербург

29-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием проводится 21–23 июня 2022 г. в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Конференция посвящена обсуждению новейших достижений в физике вакуума и газового разряда при низком давлении, технике получения вакуума, измерения давлений и контроля герметичности, методах осаждения пленок и обработки поверхности, создания перспективных материалов и др. Отдельное внимание будет уделено применению вакуумных технологий в промышленности и научных исследованиях и, в частности, в атомной промышленности, металлургии и добывающих отраслях. Обсуждению подлежат вопросы образования, повышения квалификации и подготовки специалистов высшей квалификации.

Основные направления работы конференции:

1. Вакуумная техника.
2. Контроль герметичности.
3. Вакуумные технологии.

Форма участия:

- Слушатель
- Устный доклад
- Стендовый доклад
- Видеопрезентация
- Заочное участие
- Реклама продукции

Рабочие языки конференции: русский, английский.