

## Архитектура и характеристики радиотракта альтиметра спутникового базирования

© Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев,  
В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур

АО «РИРВ», г. Санкт-Петербург, Россия

Изложены теоретические аспекты построения радиотракта спутникового альтиметра, предназначенного для работы в составе космических комплексов дистанционного зондирования Земли. Обсуждаются подходы к выбору рабочих частот излучаемого сигнала. Описана аналитическая модель усредненной мощности эхо-сигнала, сочетающая компактность с приемлемой точностью и учитывающая только детали, существенные для синтеза алгоритмов извлечения информации непосредственно на борту спутника. Приведены оценки потенциальных тактических показателей высотомера с учетом флюктуационной природы отраженного полезного сигнала, принимаемого на фоне аддитивного гауссовского шума. Описаны оптимальная и квазиоптимальные структуры временных дискриминаторов петель слежения за временем прихода сигнала. В заключение сформулированы рекомендации по выбору модуляционного формата зондирующего сигнала.

**Ключевые слова:** Спутниковый высотомер, эхо-сигнал, профиль мощности, оценки по максимуму правдоподобия, временной дискриминатор, формат модуляции.

### Введение

Спутниковый радиовысотомер (альтиметр) — неотъемлемая часть современных комплексов дистанционного зондирования и мониторинга Земли из космоса. В основе работы подобных приборов лежит традиционный принцип импульсной радиолокации, состоящий в извлечении информации о расстоянии до подстилающей поверхности из запаздывания отраженного импульса относительно излучаемого. Спектр приложений спутниковой альтиметрии весьма широк и разнообразен: данные, полученные в результате измерений, чрезвычайно

важны для решения геофизических, океанографических, экологических и ряда других задач [1]. Отметим, что для указанных применений погрешность оценки высоты должна лежать в пределах единиц сантиметров.

В настоящей статье речь пойдет об океанографическом импульсно-ограниченном (*pulse-limited*) высотомере.

### **Выбор частотного диапазона**

Для достижения упомянутых выше точностных показателей ширина спектра зондирующего импульса высотомера должна иметь порядок сотен мегагерц. Если добавить к этому требование малых габаритов остронаправленной антенны, становится понятной общепризнанная предпочтительность выбора несущей спутникового альтиметра в сантиметровом или субсантиметровом диапазоне волн. Таблица распределения частот Регламента ИТУ [2] оставляет в качестве полноценных кандидатов для рассматриваемых приложений лишь диапазоны С (5.25–5.57 ГГц), Х (9.3–9.8 ГГц), Ku (13.25–13.75 ГГц) и Ka (35.5–36 ГГц). Дальнейший выбор основывается на компромиссе между атмосферными потерями и ионосферной рефракцией. При этом жизнеспособными оказываются лишь две опции: двухчастотный вариант в диапазонах Ku/С и одночастотный в частотном окне Ka. В дальнейшем будем ориентироваться на последний вариант с несущей частотой  $f_0 = 35.75$  ГГц.

### **Модель принимаемого эхо-сигнала**

В прогнозировании характеристик спутникового альтиметра важнейшая роль принадлежит математическому описанию зависимости усредненной по серии зондирований мощности принятого сигнала от времени — профиля мощности. Среди известных из литературы наиболее популярна модель, предложенная Брауном в 1977 г. [3].

Главной целью измерений, осуществляемых на борту, является надежное удержание принимаемого эхо-сигнала на автосопровождении, малочувствительном к различным систематическим ошибкам [4]. Поэтому в плане разработки альтиметра актуальна такая модель эхо-сигнала, аналитическая компактность которой, достигаемая за счет исключения вторичных факторов, позволяет синтезировать прозрачные алгоритмы поиска и сопровождения эхо-сигнала и с достаточной точностью спрогнозировать их эффективность.

Традиционно облучаемая поверхность представляется как множество элементарных отражателей, вносящих в профиль свой парциаль-

ный сигнал со случайной равномерно распределенной на отрезке  $[0, 2\pi]$  фазой, статистически независимой от фаз остальных слагаемых результирующей суперпозиции. При этом средняя по ансамблю мощность последней  $P_r(t)$  как функция времени получается суммированием средних парциальных мощностей, т. е. интегрированием по засвечиваемой площади:

$$P_r(t) = A \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{s^2 \left( t + 2 \frac{h-r}{c} \right)}{[1 + (\rho/h)^2]^2} G^2(\theta) \rho d\rho d\phi, \quad (1)$$

где  $s(t)$  — форма сжатого зондирующего импульса единичной амплитуды;  $h$  — высота фазового центра антенны альтиметра над зондируемой поверхностью;  $r = \sqrt{h^2 + \rho^2}$  — наклонная дальность от антенны до блестящей точки с полярными координатами  $\rho$  и  $\phi$ ;  $c$  — скорость света;  $G(\theta)$  — нормированная диаграмма направленности антенны (ДНА), полагаемая телом вращения;  $\theta = \arccos[(h \cos \xi + \rho \sin \xi \cos \phi) / r]$  — угол между направлением на блестящую точку и лучом антенны;  $\xi$  — угол между осью ДНА и линией надира (см. [3]). Сомножитель  $A$  объединяет все не зависящие от координат элементарного отражателя величины, в том числе удельную эффективную площадь рассеяния (УЭПР)  $\sigma_0$ , и определяется из уравнения радиолокации.

Равенство (1) описывает среднюю мощность эхо-сигнала высотометра, отраженного от плоской поверхности, например, спокойного моря. Учет волнения реализуется сверткой (1) с плотностью вероятности возвышения водной поверхности  $W(\cdot)$ , обычно полагаемой гауссовской [1, 3] со стандартным отклонением, примерно равным четверти значимой высоты волны  $H_w$ .

Для колокольного зондирующего импульса  $s(t) = \exp(-\beta t^2)$ , где  $\beta = 2 \ln 2 / \Delta_{0.5}^2$ ,  $\Delta_{0.5}$  — длительность импульса по уровню половинной мощности, его свертка  $s_w^2(t)$  с гауссовской плотностью вероятности  $(c/2)W(cx/2)$  есть вновь колокольная функция:  $s_w^2(t) = \sqrt{\nu} s^2(\sqrt{\nu} t)$ , где  $\nu = 1 / [1 + 16\beta(\sigma_z/c)^2]$ . Наличие волнения фактически растягивает гауссовский импульс во времени, сохраняя при этом его энергию. Тем самым альтиметр обретает возможность измерять наряду с текущей высотой степень взволнованности моря путем оценки параметра масштабирования  $\nu$ .

В итоге выражение для профиля мощности эхо-сигнала, справедливое даже при отклонениях  $\xi$  луча антенны от вертикали на треть его ширины по уровню  $0.5 \theta_{0.5}$  и более, примет вид

$$P_{nv}(t) \approx \frac{A\pi\sqrt{\pi}ch}{2\sqrt{2\beta}} \exp\left(-\frac{4\xi^2}{\gamma}\right) \left\{ 2\Phi\left[2\sqrt{\beta v}\left(t - \frac{\alpha\eta}{4\beta v}\right)\right] \exp\left[-\alpha\eta\left(t - \frac{\alpha\eta}{8\beta v}\right)\right] - \Phi\left[2\sqrt{\beta v}\left(t - \frac{\alpha}{4\beta v}\right)\right] \exp\left[-\alpha\left(t - \frac{\alpha}{8\beta v}\right)\right] \right\}, \quad (2)$$

где  $\gamma = (2/\ln 2)\sin^2(\theta_{0.5}/2)$  — показатель остроты гауссовского приближения ДНА  $G(\theta) = \exp[-(2/\gamma)\sin^2\theta]$  из [3];  $\Phi(\cdot)$  — интеграл вероятности;  $\alpha = 4c/(\gamma h)$ , а  $\eta = 1 - 2\xi^2/\gamma$ .

Для дополнительной верификации полученных теоретических результатов была разработана имитационная модель эхо-сигнала в среде МАТЛАБ. Она же использована в компьютерных экспериментах по исследованию основных режимов функционирования высотомера.

#### Оптимальная оценка запаздывания эхо-сигнала

Принимаемый полезный сигнал как суперпозиция многих случайно интерферирующих компонент является отрезком нормального случайного процесса, наблюдаемого на фоне сопутствующих аддитивных шумов. Учитывая данное обстоятельство, было получено выражение для логарифма функции правдоподобия относительно оцениваемого запаздывания отраженного сигнала  $\tau$  [5]:

$$z(\tau) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{q(k\delta - \tau)y_i^2(k\delta)}{1 + q(k\delta - \tau)} - N \sum_{k=0}^{n-1} \ln[1 + q(k\delta - \tau)],$$

где  $\sigma_n^2$  — дисперсия теплового шума;  $N$  — число накапливаемых зондирований;  $n$  — число независимых отсчетов в пределах принятого профиля мощности;  $y_i(t)$  — огибающая наблюдения на  $i$ -м зондировании;  $q(t) = P_r(t)/\sigma_n^2$  — текущее отношение сигнал-шум по мощности;  $\delta = 1/W$  — интервал дискретизации Найквиста,  $W$  — ширина спектра излучаемого сигнала.

Тем самым структуру максимально правдоподобного измерителя запаздывания можно представить в виде банка из  $M$  параллельных каналов с принятием решения по наибольшему из их откликов:

$$\hat{\tau} = \arg \max_m z(\tau_m),$$

где  $\tau_m$  — значение параметра  $\tau$ , на которое настроен  $m$ -й канал,  $m = 1, 2, \dots, M$ .

Воспользовавшись границей Крамера-Рао [6], найдем асимптотическую (соответствующую высокой точности измерений) условную (при истинном значении запаздывания  $\tau_0$ ) дисперсию оценки  $\hat{\tau}$  (см. [5]):

$$\text{var}\{\hat{\tau}|\tau_0\} \approx \frac{1}{NW \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{q'(t)}{1+q(t)} \right]^2 dt}, \quad N \gg 1. \quad (3)$$

Соответственно условное среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки высоты от истинного значения  $\sigma_h = c\sqrt{\text{var}\{\hat{\tau}|\tau_0\}} / 2$ .

Отметим, что достоверность теоретического анализа была подтверждена компьютерным экспериментом. Установлено, что популярная оценка времени прихода отраженного сигнала по пересечению предустановленного порога весьма ощутимо (до нескольких раз) проигрывает в точности оптимальной.

#### **Потенциальная точность совместной оценки нескольких параметров**

Информационными параметрами, традиционно измеряемыми альтиметром, являются высота  $h$  космического аппарата над поверхностью Земли, значимая высота морской волны  $H_w$ , а также УЭПР  $\sigma_0$  в освещаемом пятне.

Перепишем соотношение для профиля мощности эхо-сигнала (2) при точном нацеливании антенны высотомера на надир в удобной форме:

$$P_{rw}(t; \tau, \nu, P_r, \xi = 0) \approx P_r \Phi \left[ 2\sqrt{\beta\nu} \left( t - \tau - \frac{\alpha}{4\beta\nu} \right) \right] \exp \left[ -\alpha \left( t - \tau - \frac{\alpha}{8\beta\nu} \right) \right] = P_r \phi(t; \tau, \nu), \quad (4)$$

где  $P_r = A\pi\sqrt{\pi ch} / (2\sqrt{2\beta})$  — множитель, связанный с УЭПР  $\sigma_0$ .

В результате обращения матрицы Фишера [6] третьего порядка найдены зависимости потенциальных СКО  $\sigma_h$ ,  $\sigma_H$  и  $\sigma_Q$  одновременной оценки трех измеряемых параметров соответственно  $h$ ,  $H_w$  и  $Q = P_r / \sigma_n^2$  — отношения интенсивностей сигнала и шума, от ширины спектра зондирующего сигнала и энергетики радиолинии. В качестве примера результаты вычислений для  $N = 1000$  и двух значений  $H_w$  све-

дены в таблице, где  $\gamma_i$  — отношение СКО при совместных и отдельных измерениях  $i$ -й величины. При этом за исходные приняты следующие цифры:  $h=1000$  км; излучаемая пиковая мощность  $P_t=10$  Вт; длительность зондирующего сигнала  $T=100$  мкс; шумовая температура приемника  $T_e=725^\circ$  К; частота несущей  $f_0=35.75$  ГГц; диаметр зеркальной антенны 1 м; дополнительные трассовые потери  $L_{p,dB}=10$  дБ.

Таблица

Показатели точности оценок параметров,  $\sigma_0=8$  дБ

Параметр	$H_w = 4$ м			$H_w = 16$ м		
	100	300	500	100	300	500
$W$ , МГц	20.55	15.78	13.56	20.55	15.78	13.56
$Q$ , дБ	3.168	1.940	1.598	4.658	3.061	2.596
$\sigma_h$ , см	9.411	6.077	5.427	13.718	10.552	9.670
$\sigma_H$ , см	0.749	0.167	0.085	0.739	0.160	0.081
$\gamma_h$	1.866	1.637	1.518	1.492	1.310	1.231
$\gamma_H$	1.892	1.653	1.529	1.568	1.355	1.259
$\gamma_Q$	1.047	1.023	1.016	1.110	1.057	1.034

Как видно из таблицы, с расширением полосы сигнала потенциальная точность оценки параметров возрастает. Увеличение степени взволнованности моря приводит к снижению точности измерения высоты и высоты волн.

### Синтез временного дискриминатора бортовой следящей системы

Основная роль системы слежения за запаздыванием в бортовом приемнике спутникового высотомера состоит в надежном удержании начального сегмента эхо-сигнала в пределах следящего окна. Ключевым элементом данной системы служит дискриминатор, преобразующий временное рассогласование между принятым сигналом и местным следящим окном в сигнал ошибки, управляющий задержкой упомянутого окна. Далее измеренные отклонения временного положения принятого сигнала совместно с полученными отсчетами усредненного эхо-сигнала могут быть переданы на Землю для финального извлечения необходимой информации.

Оптимальный измеритель реализует построение оценки  $\hat{\tau}$  максимального правдоподобия запаздывания сигнала  $\tau$ , решая уравнение правдоподобия  $dz(\tau)/d\tau|_{\tau=\hat{\tau}} = 0$  рекуррентно. Сигнал ошибки дискриминатора имеет вид

$$e(\tau) = W \int_0^T \frac{Q\phi'(t-\tau)}{[1+Q\phi(t-\tau)]^2} \left[ 1 + Q\phi(t-\tau) - \frac{y^2(t)}{2\sigma_n^2} \right] dt,$$

где  $\phi(t) = \phi(t; \tau=0, \nu=1)$  (см. (4)). Шумовая ошибка петли слежения за задержкой характеризуется дисперсией  $\sigma_\tau^2$  приведенной ко входу дискриминатора виртуальных флюктуаций запаздывания принимаемого сигнала [6]. В силу оптимальности реализуемой процедуры дисперсия  $\sigma_\tau^2$  совпадает с (3).

Описанная структура дискриминатора, обеспечивая потенциальную точность измерения времени, весьма некомфортна в отношении реализационных затрат, если речь идет о бортовом приемнике альтиметра. В связи с этим в статье рассмотрены некоторые квазиоптимальные дискриминаторы:

- слежения за максимумом профиля мощности (max-point);
- слежения за точкой максимальной крутизны профиля (max-steep-point);
- слежения за точкой половинной мощности (half-power).

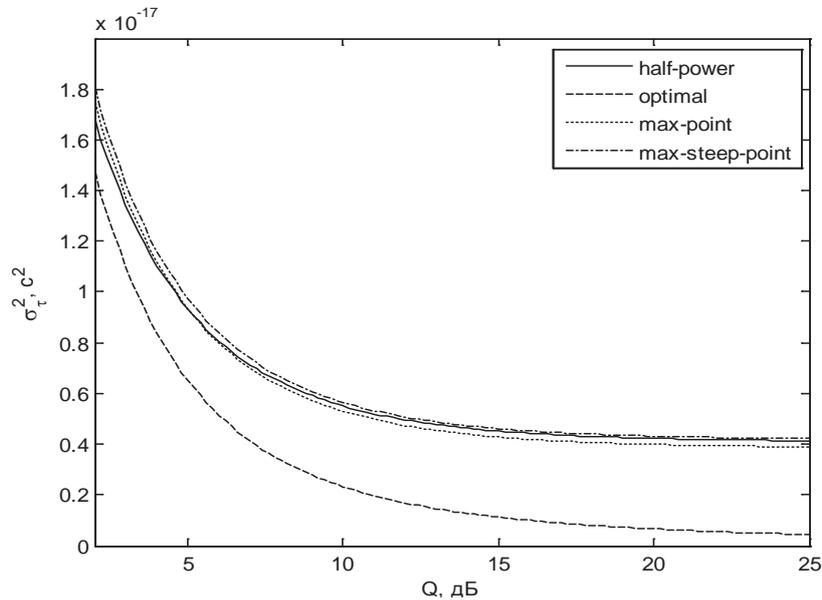


Рис. 1. Дисперсии эквивалентных флюктуаций запаздывания

На рис. 1 приведены зависимости дисперсий  $\sigma_z^2$  от параметра  $Q$  в пересчете на одно зондирование для четырех рассмотренных дискриминаторов при  $W = 320$  МГц.

Как видно из рис. 1, дискриминатор точки половинной мощности по точности измерения запаздывания равноценен другим квазиоптимальным структурам, но наиболее прост, и может быть предпочтен остальным.

### **Выбор модуляционного формата зондирующего сигнала**

Накопленный опыт построения спутниковых альтиметров свидетельствует, что достижение требуемых точностных показателей в рамках жестких лимитов на пиковую мощность возможно лишь с применением широкополосных сигналов, имеющих частотно-временное произведение порядка десятков тысяч [1]. При подобном порядке частотно-временного произведения любые модуляционные форматы в принципиальном отношении примерно равноценны, так что предпочтение, отданное линейной частотной модуляции относительно фазовой, характерное для спутниковых высотомеров всех состоявшихся миссий, обусловлено исключительно соображениями технологического характера. С другой стороны, цифровая идеология приемника высотомера лучше согласуется с дискретными форматами модуляции, обеспечивая фазоманипулированным сигналам конкурентоспособность в плане применений в новых поколениях спутниковых высотомеров.

### **Литература**

1. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications / Ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. — San Diego: Academic Press, 2001. — 463 p.
2. Регламент радиосвязи. — 2012.
3. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. — 1977. — Vol. AP-25, no. 1. — P. 67–74.
4. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering // IEEE Trans. on Ant. and Prop. — 1980. — Vol. AP-28, № 5. — P. 687–692.
5. Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Потенциальная точность измерения запаздывания отраженного сигнала космическим альтиметром // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. — 2017. — № 2. — С. 5–11.
6. Радиотехнические системы. Учебник для вузов / Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Высш. шк., 1990. — 496 с.

## **Description and Characteristics of the Radio Path of a Satellite-Based Radar Altimeter**

**D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev, V. P. Ipatov, R. M. Mamchur**

Theoretical aspects of designing a satellite-based radar altimeter to work as a part of the space mission for remote monitoring of the Earth are discussed. Approaches to the choice of the carrier frequency of the transmitted pulse are analyzed. The analytical model of the echo-signal mean power is described which combines formal compactness with a sufficient accuracy and retains only the details substantial to create algorithms of the reliable extraction of the necessary information directly onboard the satellite. Potential altimeter tactical characteristics are presented taking into account a fluctuation nature of the received echo-signal observed against the Gaussian noise. Optimal and quasi-optimal structures of the tracking loop time discriminators are compared. Finally, recommendations as for the choice of a modulation mode of the probing signal are given.

**Keywords:** Satellite altimeter, echo-signal, power profile, maximum likelihood estimate, time discriminator, modulation mode.