

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23

УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев
АО "Российский институт радионавигации и времени"
пр. Обуховской Обороны, д.120, лит. ЕЦ, Санкт-Петербург, 192012, Россия
В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Исследование характеристик робастных дискриминаторов запаздывания спутникового высотомера

Аннотация. Представлено исследование дискриминаторов запаздывания наземного комплекса обработки данных спутникового высотомера (альтиметра). Требования к петле слежения за запаздыванием эхосигнала на борту высотомера ограничиваются надежным удержанием сопровождаемого сигнала в следящем окне, в то время как "чистовое" измерение альтиметрических параметров (запаздывание, высота волны и др.) является задачей дообработки, выполняемой на Земле. В робастных алгоритмах дискриминирование выполняется без опоры на физическую модель эхосигнала, что способствует улучшению работоспособности спутниковых высотомеров в прибрежных зонах, где попадание участков суши в засвечиваемое высотомером пятно существенно искажает наблюдаемый сигнал по сравнению с откликом сплошной водной поверхности.

Выполнен аналитический расчет шумовых ошибок дискриминаторов центра тяжести и порогового дискриминатора. Приведены результаты моделирования и сопоставлены погрешности оценок запаздывания исследованных дискриминаторов и дискриминатора, оптимального в рамках классической модели. Хотя исследованные дискриминаторы уступают оптимальному в точности оценки запаздывания эхосигнала от водной поверхности, соответствующий проигрыш некатастрофичен и нередко может быть сочтен приемлемой платой за малую чувствительность к отклонениям отражающих свойств зондируемой поверхности от классических моделей.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, эхосигнал, временной дискриминатор, робастность, дискриминатор центра тяжести, пороговый дискриминатор, среднеквадратическая ошибка измерения запаздывания

Для цитирования: Исследование характеристик робастных дискриминаторов запаздывания спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 13–23. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23

Dmitry S. Borovitsky, Alexander E. Zhesterev
JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time"
120, Obukhovskoy Oborony Pr., bld. EC, 192012, St. Petersburg, Russia
Valery P. Ipatov, Ruslan M. Mamchur
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Study of Robust TOA Discriminators for Space-Based Radar Altimeter

Abstract. This paper provides a study of robust TOA discriminators used in ground-based retracking of a space-based altimeter data. Requirements to an on-board TOA tracking loop are limited to reliable locking of received echo-signal within the tracking window, while fine measuring of altimetry parameters (orbit height, SWH, etc.) is a task of the Earth-based retracking. In the robust algorithms TOA-measuring is performed without using any echo physical model. It can improve space-based altimeter operation near the coastline where terrain areas falling into the illuminated spot distort the received signal significantly versus the one from the "pure" water surface. Analytic calculation of noise errors is fulfilled for the OCOG. Besides, the threshold discriminators and simulation results are presented, as well as comparison of the robust discriminators against the optimal (within the classical model framework) one. Despite the robust types yield to the optimal

one in the accuracy of TOA estimate, the loss is not catastrophic and often can be treated as an acceptable payment for low sensibility to the deviation of scattering characteristics of a sounded surface from classical models.

Key words: satellite altimeter, echo-signal, TOA-discriminator, robustness, offset centre of gravity, threshold discriminator, standard deviation

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Study of Robust TOA Discriminators for Space-Based Radar Altimeter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 13–23. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23 (In Russian)

Введение. Одним из важнейших компонентов космических миссий дистанционного зондирования Земли является радиовысотометр (альтиметр) [1]–[4]. В основе работы высотометра лежит традиционный принцип импульсной радиолокации, состоящий в извлечении информации о расстоянии до подстилающей поверхности из запаздывания отраженного сигнала относительно излучаемого.

В современных программах зондирования Земли из космоса финальное извлечение требуемой информации из альтиметрических данных возлагается на наземный комплекс, тогда как в задачи бортового оборудования высотометра входят надежный захват эхосигнала, устойчивое слежение за ним в течение неограниченного времени и транслирование накопленных данных со спутника на наземный центр обработки.

Обработку на Земле иногда условно подразделяют на 2 этапа: дообработку (retracking) и постобработку (post-processing) [1], [2]. На стадии дообработки предварительные оценки альтиметрических параметров, переданные с борта космического аппарата (КА), максимально уточняются с использованием тех или иных процедур фильтрации и сглаживания, тогда как в задачи постобработки входит учет разнообразных физических факторов, потенциально снижающих достоверность полученных результатов.

В [3] синтезирован дискриминатор запаздывания эхосигнала высотометра, оптимальный в рамках классической модели отражающих свойств зондируемой поверхности, и предложен ряд упрощенных структур, приемлемых с точки зрения потерь в точности относительно оптимальной. С другой стороны, более чем за 3 десятилетия существования спутниковой альтиметрии было заявлено и реализовано немало идей – в основном эмпирического характера – по построению так называемых робастных дискриминаторов, обладающих пониженной чувствительностью к отклонениям реальной формы эхосигнала от принятой базовой модели (Брауна, Хайне и др.) [3], [5], [6]. Главным стимулом интереса к подобным структурам явилось стремление улучшить работоспособность спутниковых альтиметров в при-

брежных районах, где попадание участков суши в освещаемое антенной высотометра пятно существенно искажает наблюдаемый эхосигнал по сравнению с откликом "чистой" водной поверхности [2], [7], [8]. В связи с этим представляется целесообразным проанализировать точности выдаваемых робастными дискриминаторами оценок запаздывания отраженного сигнала высотометра. Подчеркнем при этом, что абсолютная нечувствительность к модели, разумеется, недостижима в принципе, и все рассматриваемые далее дискриминаторы, по крайней мере, эксплуатируют факт наличия выраженного переднего фронта эхосигнала в обрабатываемом окне.

Дискриминатор центра тяжести. Дискриминатор этого типа фиксирует положение центра тяжести усредненного за N периодов излучения профиля эхосигнала на выходе фильтра, согласованного с зондирующим импульсом. При зондировании фазоманипулированными импульсами отсчеты мощности профильтрованного эхосигнала можно сформировать с помощью банка параллельных корреляторов, настроенных на разные времена прихода отраженного сигнала. В случае же импульса с линейной частотной модуляцией предпочтительна реализация на базе сжатия спектра и спектроанализатора, мощности гармоник на выходе которого взаимно-однозначно отображают мощности отсчетов профильтрованного эхосигнала в реальном времени.

Идея использования описываемого дискриминатора при дообработке данных спутникового высотометра была высказана в [7], где соответствующему алгоритму был присвоен акроним OCOG (Offset Centre of Gravity).

Пусть P_i , $i = \overline{-n_c/2+1, n_c/2}$ – отсчеты усредненной мощности, где n_c – число отсчетов в пределах следящего окна (эквивалентно – количество используемых корреляторов или длина дискретного преобразования Фурье в спектроанализаторе), полагаемое четным. Тогда положение центра тяжести последовательности отсчетов определится равенством

$$n_{cg} = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} iP_i}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i}.$$

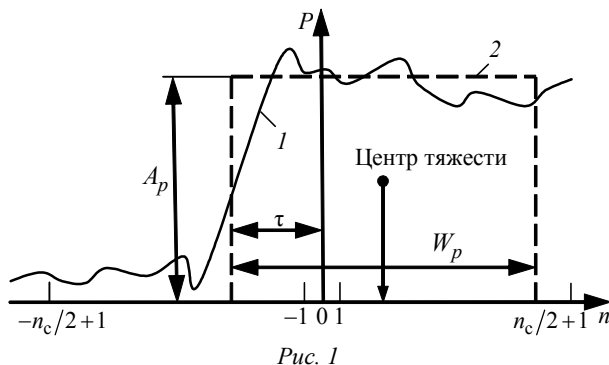
При слежении требуется "привязать" передний фронт профиля (например, точку половинной мощности) к середине следящего окна, соответствующей отсчету с нулевым номером. С другой стороны, положение переднего фронта профиля в окне можно найти как $n_{cg} - W_p/2$, где W_p – эффективная ширина усредненного эхосигнала, измеренная как основание прямоугольника, равновеликого профилю по площади и "энергии" (сумме квадратов отсчетов):

$$W_p = \frac{\left(\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i \right)^2}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}.$$

В итоге зависимость сигнала рассогласования $e(\tau)$ между положением переднего фронта и серединой следящего окна от временного рассогласования τ имеет вид

$$e(\tau) = n_{cg} - W_p/2 = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} iP_i}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i} - \frac{\left(\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i \right)^2}{2 \sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}. \quad (1)$$

Описанные операции проиллюстрированы на рис. 1, где кривой 1 показан усредненный за N зондирований профиль мощности как функция непрерывного времени, а штриховой линией 2 – прямоугольник, равновеликий профилю по площади и энергии.



Дискриминатор ОСОГ, как указано ранее, не опирается на какую-либо физическую модель эхосигнала. С одной стороны, это может способствовать устойчивости его поведения при значительных вариациях свойств отражающей поверхности, например выраженной неоднородности удельной площади рассеяния в освещаемом пятне вследствие охвата им одновременно как водной поверхности, так и участков суши, ледовых покровов и т. п. В подтверждение этому в литературе можно найти свидетельства улучшения качества дообработки за счет использования алгоритма ОСОГ в прибрежных зонах, районах значительного оледенения и пр. Так, в [1] приведены данные об увеличении числа достоверных замеров альтиметрических параметров до 20 % в районах, где алгоритмы дообработки на основе общепринятых физических моделей Брауна–Хайне [3], [5], [6] оказывались практически бесполезными. Причем дообработка такого рода приемлема и в стандартных океанических условиях [1].

Для верификации указанной возможности проведено компьютерное моделирование для модели отраженного сигнала из [3] и колокольного зондирующего импульса при высоте орбиты КА $h = 1000$ км, отношении "сигнал/шум" (ОСШ) по мощности для каждого наблюдаемого профиля $q = 10$ дБ, ширине луча антенны по уровню половинной мощности $\theta_0 = 0.6^\circ$, отклонении луча от вертикали $\xi = 0^\circ$ и значимых высотах волны $H_w = 0$ и 15 м. Усреднение проводилось по $N = 100$ зондированиям. Представление о рассеянии оценок запаздывания (ТОА – time of arrival), формируемых алгоритмом ОСОГ, дают гистограммы (рис. 2), построенные при нулевой (относительно момента $2h/c$, где c – скорость света) истинной задержке эхосигнала для полос зондирующего импульса $W = 300$ и 500 МГц в отсутствие волнения ($H_w = 0$) и при $H_w = 15$ м. Рассчитанные по $N_t = 100$ тестам смещения оценок слабо зависят от высоты волны и лежат в пределах 1.2 нс при $W = 300$ МГц и 0.7 нс при $W = 500$ МГц. Значения среднеквадратических отклонений оценок запаздывания также слабо зависят от волнения и близки к 1.5 нс ($W = 300$ МГц) и 0.85 нс ($W = 500$ МГц).

Сопоставим шумовую среднеквадратическую ошибку оценки запаздывания эхосигнала для алгоритма ОСОГ $\sigma_{\tau_{\text{ОСОГ}}}$ с потенциально достижимой

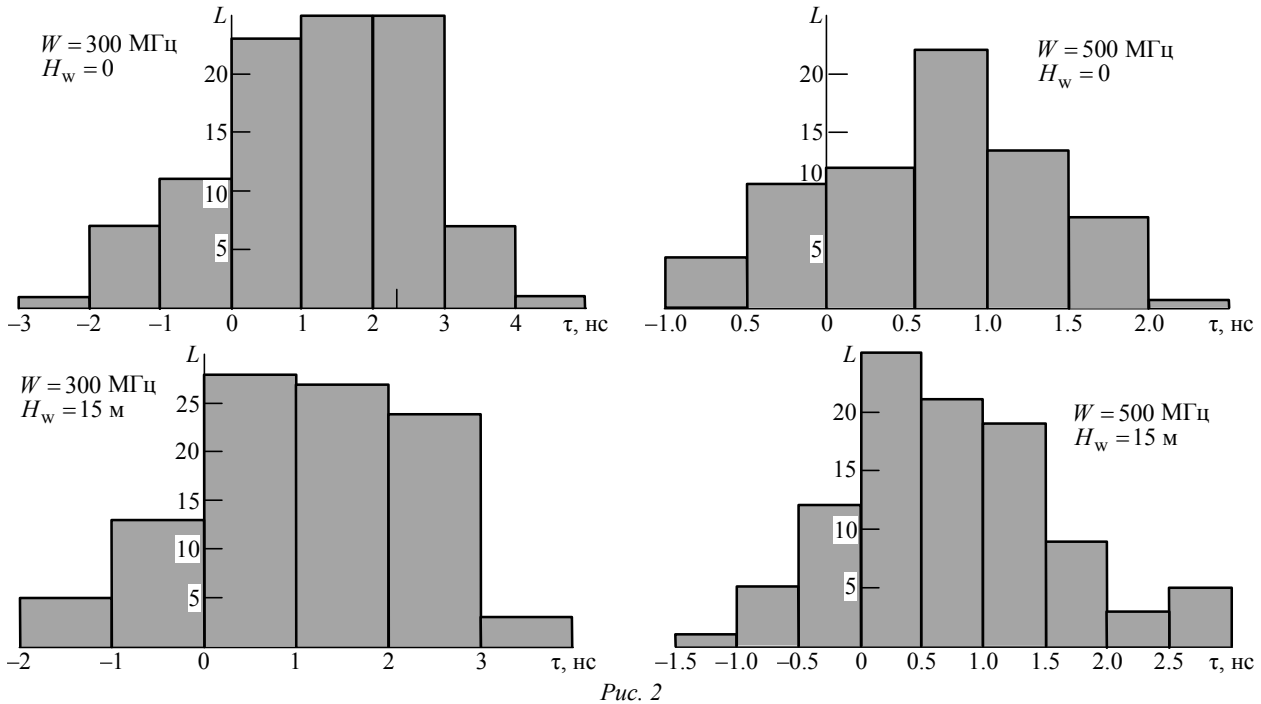


Рис. 2

ошибкой $\sigma_{\tau_{opt}}$. Для принятой физической модели эхосигнала последнюю можно рассчитать как

$$\sigma_{\tau_{opt}} \approx 1/\sqrt{\Phi_{\tau\tau}}, \quad (2)$$

где $\Phi_{\tau\tau}$ – информация Фишера, определенная в [3].

Полученные по (2) теоретические зависимости потенциальной шумовой погрешности от ОСШ для четырех значимых высот волны, полосы сигнала $W = 300$ МГц и принятых ранее значений прочих величин показаны черными линиями на рис. 3. Маркеры на рисунке представляют результаты моделирования алгоритма ОСОГ². Как и следовало ожидать, алгоритм ОСОГ, не учитывающий физический механизм формирования эхосигнала, по точности существенно уступает оптимальному, полностью согласованному с моделью. В частности, при ОСШ $q = 10$ дБ алгоритм ОСОГ проиг-

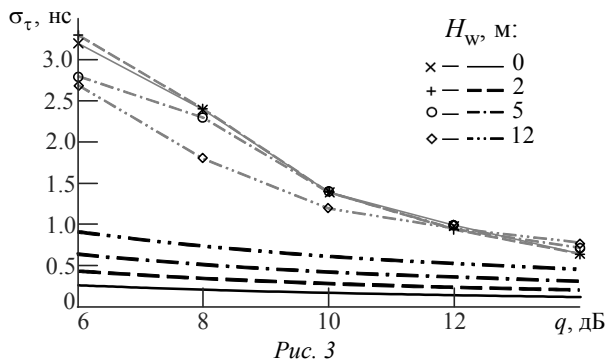


Рис. 3

² Здесь и далее маркеры для лучшего восприятия соединены вспомогательными серыми линиями.

рывает оптимальному алгоритму по среднеквадратической ошибке в 2–7 раз в зависимости от высоты волны. Тем не менее, абсолютные значения шумовой погрешности алгоритма ОСОГ с большой вероятностью вполне приемлемы [1] как для последующего сглаживания оценок, так и для инициализации более тонких алгоритмов дискриминирования, опирающихся на физические модели. Дополнительно отметим, что из зависимостей на рис. 3 следует, что рассмотренный дискриминатор запаздывания практически не чувствителен к высоте волны. Происходит это потому, что волнение проявляется главным образом в снижении крутизны нарастания эхосигнала, тогда как алгоритм ОСОГ непосредственно не связан с характерными точками переднего фронта последнего.

В дополнение подчеркнем, что относительная вычислительная простота дискриминатора ОСОГ допускает его использование не только в наземном комплексе обработки, но и в бортовом оборудовании КА [1], [7].

Несмотря на неоднократное подтверждение прикладной ценности алгоритма ОСОГ [1], [7]–[10], в доступных источниках отсутствуют аналитические оценки его точностных характеристик. Приведенные далее выкладки восполняют этот пробел.

Пусть $y_k(i\delta)$ – i -й отсчет зашумленного профиля на k -м зондировании; δ – интервал дискретизации, а

$$Y_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k(i\delta) \quad (3)$$

– результат усреднения i -го отсчета по N зондированиям. При отыскании моментов случайных отсчетов $y_k(i\delta)$ индекс k можно опустить, используя обозначение $y_i = y_k(i\delta)$, так как статистические характеристики наблюдений приняты неизменными от зондирования к зондированию. Поскольку y_i подчиняется экспоненциальному распределению

$$W(y_i) = \begin{cases} (1/b_i) \exp(-y_i/b_i), & y_i \geq 0; \\ 0, & y_i < 0, \end{cases}$$

где $b_i > 0$, начальные моменты y_i даются равенством

$$\bar{y}_i^m = \frac{1}{b_i} \int_0^\infty y_i^m \exp\left(-\frac{y_i}{b_i}\right) dy_i = b_i^m \Gamma(m+1) = b_i^m m!, \\ m = 1, 2, \dots$$

Тем самым из (3) для среднего \bar{Y}_i и дисперсии $\text{var}\{Y_i\}$ следует:

$$\bar{Y}_i = b_i; \quad \text{var}\{Y_i\} = \frac{1}{N} (2b_i^2 - b_i^2) = \frac{b_i^2}{N}. \quad (4)$$

Запишем алгоритм СОСОГ (1) в виде

$$\hat{i}_\tau = \frac{A}{B} - \frac{B^2}{2C}, \quad (5)$$

где \hat{i}_τ – оценка запаздывания $\hat{\tau}$ эхосигнала, измеряемая количеством отсчетов внутри следящего окна;

$$A = \sum_i i Y_i; \quad B = \sum_i Y_i; \quad C = \sum_i Y_i^2.$$

Для математических ожиданий этих переменных с учетом (4) имеем

$$\bar{A} = \sum_i i b_i; \quad \bar{B} = \sum_i b_i; \quad \bar{C} = \frac{N+1}{N} \sum_i b_i^2 \approx \sum_i b_i^2. \quad (6)$$

Далее понадобится корреляционная матрица K случайных переменных A, B, C . В силу независимости величин Y_i первые 2 ее диагональных элемента определяются как

$$\text{var}\{A\} = \frac{1}{N} \sum_i i^2 b_i^2; \quad \text{var}\{B\} = \frac{1}{N} \sum_i b_i^2. \quad (7)$$

Для нахождения дисперсии величины C воспользуемся тем, что при $N \gg 1$ величина Y_i может считаться гауссовской, так что дисперсия ее квадрата в силу (4) составит [11], [12]:

$$\text{var}\{Y_i^2\} = 4\bar{Y}_i^2 \text{var}\{Y_i\} + 2\text{var}^2\{Y_i\} = \\ = (4/N) b_i^4 + (2/N^2) b_i^4 \approx (4/N) b_i^4,$$

откуда

$$\text{var}\{C\} \approx \frac{4}{N} \sum_i b_i^4. \quad (8)$$

Корреляционный момент K_{AB} величин A и B на основании независимости Y_i и соотношений (4) получим в виде

$$K_{AB} = \overline{AB} - \bar{A}\bar{B} = \sum_i \sum_k i (\bar{Y}_i \bar{Y}_k - \bar{Y}_i \bar{Y}_k) = \\ = \sum_i i \text{var}\{Y_i\} = \frac{1}{N} \sum_i i b_i^2. \quad (9)$$

Остальные корреляционные моменты получим аналогично:

$$K_{AC} = \sum_i \sum_k i (\overline{Y_i Y_k^2} - \bar{Y}_i \bar{Y}_k^2) = \\ = \sum_i i (\bar{Y}_i^3 - \bar{Y}_i \bar{Y}_i^2) = 2 \sum_i i \bar{Y}_i \text{var}\{Y_i\} = \frac{2}{N} \sum_i i b_i^3; \quad (10)$$

$$K_{BC} = \sum_i \sum_k (\overline{Y_i Y_k^2} - \bar{Y}_i \bar{Y}_k^2) = \\ = \sum_i (\bar{Y}_i^3 - \bar{Y}_i \bar{Y}_i^2) = 2 \sum_i \bar{Y}_i \text{var}\{Y_i\} = \frac{2}{N} \sum_i b_i^3. \quad (11)$$

Таким образом, все элементы корреляционной матрицы с размерами 3×3 определены.

Перепишем (5) в следующей форме:

$$\hat{i}_\tau = \frac{\bar{A} + x_A}{\bar{B} + x_B} - \frac{(\bar{B} + x_B)^2}{2(\bar{C} + x_C)},$$

где x_A, x_B, x_C – флуктуационные составляющие величин A, B и C соответственно. При $N \gg 1$ флуктуационные вклады в A, B и C с большой вероятностью малы по сравнению с детерминированными: $|x_A| \ll \bar{A}; |x_B| \ll \bar{B}; |x_C| \ll \bar{C}$, так что допустимо приближение

$$\hat{i}_\tau \approx \frac{1}{\bar{B}} (\bar{A} + x_A) \left(1 - \frac{x_B}{\bar{B}}\right) - \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}} \left(1 + \frac{2x_B}{\bar{B}}\right) \left(1 - \frac{x_C}{\bar{C}}\right) \approx \\ \approx \frac{\bar{A}}{\bar{B}} - \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}} + \frac{1}{\bar{B}} x_A - \left(\frac{\bar{A}}{\bar{B}^2} + \frac{\bar{B}}{\bar{C}}\right) x_B + \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}^2} x_C.$$

Первые 2 слагаемых в последнем равенстве образуют детерминированный вклад в оценку запаздывания эхосигнала, тогда как флуктуационная составляющая \hat{i}_τ заключена в оставшихся трех слагаемых.

Введем в рассмотрение векторы

$$\mathbf{x} = (x_A, x_B, x_C);$$

$$\mathbf{a} = \left[\frac{1}{\bar{B}}, -\left(\frac{\bar{A}}{\bar{B}^2} + \frac{\bar{B}}{\bar{C}} \right), \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}^2} \right]. \quad (12)$$

Тогда дисперсия оценки \hat{i}_τ определяется как

$$\text{var}\{\hat{i}_\tau\} = \text{var}\{\mathbf{a}\mathbf{x}^T\} = \overline{\mathbf{a}\mathbf{x}^T\mathbf{x}\mathbf{a}^T},$$

где "T" – символ транспонирования. Очевидно, что $\overline{\mathbf{x}^T\mathbf{x}}$ есть определенная ранее корреляционная матрица K величин A, B, C . Поэтому среднеквадратическое отклонение оценки запаздывания σ_τ определяется как

$$\sigma_\tau = \delta \sqrt{\text{var}\{\hat{i}_\tau\}} = \delta \sqrt{\mathbf{a}K\mathbf{a}^T},$$

где вектор \mathbf{a} задан соотношениями (12) и (6), а элементы матрицы K – равенствами (7)–(11).

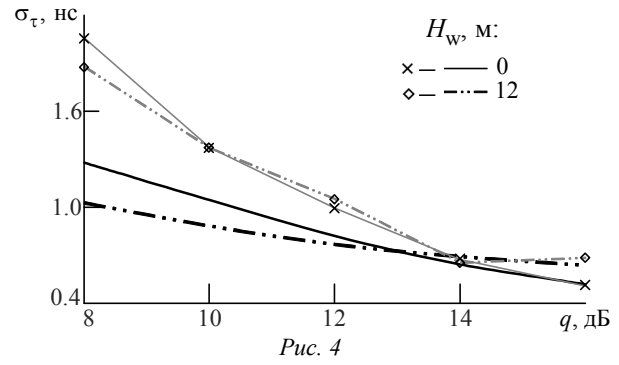
Наконец, примем во внимание, что элементы вектора \mathbf{a} и матрицы K выражены через параметр b_i , подчиняющийся экспоненциальному распределению и связанный, в свою очередь, с физической моделью эхосигнала равенством

$$b_i = 2\sigma_n^2 [1 + q\varphi(i\delta)], \quad (13)$$

где σ_n^2 – мощность шума после согласованного фильтра; $\varphi(\cdot)$ – нормированный усредненный профиль принятой мощности.

На рис. 4 черные кривые соответствуют среднеквадратической ошибке алгоритма ОСОГ, рассчитанной согласно изложенной теории для классической модели Брауна [3], [5] и высот волн 0 и 12 м. Маркерами нанесены экспериментальные точки, полученные моделированием. Значения высоты орбиты КА, полосы сигнала и параметров антенны при этом полагались теми же, что и для рис. 3. Приведенные графики наглядно подтверждают ранее сделанное заключение о практической независимости шумовой ошибки алгоритма от высоты волны, а также правомерность принятых при анализе допущений, по крайней мере для ОСШ не менее 10 дБ. Имеющиеся в левой части графика расхождения результатов компьютерного эксперимента и теоретических кривых обусловлены снижением точности использованных в расчетах приближений в области умеренно небольших отношений "сигнал/шум".

Пороговый дискриминатор. Дискриминатор, фиксирующий передний фронт усредненного эхосигнала по пересечению порога, исследован в [3].



Далее рассмотрен его вариант [13], [14], по оценкам [2], [13], [14] наделенный признаками робастности, основанный на замене реально наблюдаемого усредненного профиля прямоугольником ОСОГ (см. рис. 1, 2).

Пусть A_p – высота равновеликого прямоугольника – эквивалентная "амплитуда" профиля, определенная соотношением [7]

$$A_p = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i}.$$

Первые слева отсчеты в следящем окне принадлежат шуму. Если таких отсчетов n_n , дискриминатор формирует оценку мощности шума как

$$\hat{P}_n = \frac{1}{n_n} \sum_{i=-n_c/2+1}^{-n_c/2+n_n} P_i.$$

Определим порог P_{th} соотношением

$$P_{th} = \hat{P}_n + q_{th} (A_p - \hat{P}_n), \quad (14)$$

где $0 < q_{th} < 1$ – предустановленный коэффициент. В [14] рекомендован выбор $q_{th} = 0.5$ в случае эхосигнала, в котором доминируют поверхностные отражения, и $q_{th} = 0.1 \dots 0.2$ при зондировании объемно-отражающих областей. Пусть i_t – номер первого слева отсчета, превышающего порог P_{th} . Тогда временное положение точки пересечения порога передним фронтом усредненного эхосигнала i_c (выраженное как номер отсчета в пределах окна с допущением дробного значения) можно определить линейной интерполяцией:

$$i_c = i_t - 1 + \frac{P_{th} - P_{i_t-1}}{P_{i_t} - P_{i_t-1}}. \quad (15)$$

С целью повышения робастности при зондировании сложных поверхностей был разработан ряд улучшенных версий порогового дискриминатора, учитывающих присутствие в эхосигнале нескольких составляющих с выраженными нарастающими фронтами. В частности, в алгоритмах, описанных в [8], [9], [15], [16] и отличающихся друг от друга лишь значениями параметров, высота оценивается по каждому из компонентных сигналов и далее окончательная оценка выбирается из полученных на базе сравнения с внешними данными. В качестве последних могут быть использованы предшествующие оценки высоты при наиболее позднем пролете над "чистой" водной поверхностью. Подобную стратегию можно применить, к примеру, при старте над океаном и постепенном подлете к береговой черте. Так, правило из [8] использовалось при дообработке данных мониторинга береговой линии острова Тайвань в ходе миссии Geosat/Geodetic, алгоритм из [15] был взят за основу при изучении прибрежных акваторий восточного средиземноморья с помощью данных Envisat RA-2, а предложения [9], [15], [16] – при интерпретации информации, полученной от высотометров ERS-1 и TOPEX/Poseidon над сухопутными зонами.

Рассчитаем среднеквадратическую ошибку оценки запаздывания пороговым дискриминатором, отличия которого от описанного в [3] сводятся к более скрупулезному учету последствий линейной интерполяции нелинейных кривых и особенностей адаптации порога.

Если бы наблюдения не подвергались временной дискретизации, алгоритм действий порогового дискриминатора сводился бы к решению уравнения

$$Y(t_c) = P_{th}$$

относительно момента t_c пересечения усредненным за N зондирований профилем

$$Y(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k(t) \quad (16)$$

порога P_{th} , задаваемого равенством (14). Влияние дискретизации на оценку запаздывания \hat{t} далее можно не учитывать, поскольку оно нивелируется интерполяцией в (15). Тогда можно положить $\hat{t} = t_c$.

Начнем с определения дисперсии величины P_{th} . Оценка мощности шума, как уже отмеча-

лось, может осуществляться усреднением последовательности отсчетов в следящем окне, предшествующих появлению эхосигнала. При этом выборка \hat{P}_n может охватывать достаточно длинную последовательность усредненных профилей (16), гарантируя высокую точность полученного результата. Поэтому доминирующий вклад в дисперсию P_{th} внесет слагаемое $q_{th} A_p$, так что

$$\text{var}\{P_{th}\} \approx q_{th}^2 \text{var}\{A_p\}. \quad (17)$$

В соответствии с ранее введенными обозначениями

$$A_p = C/B, \quad (18)$$

где

$$B = \sum_i Y_i; \quad C = \sum_i Y_i^2.$$

Выделим в B и C детерминированные и флуктуационные компоненты:

$$B = \bar{B} + x_B; \quad C = \bar{C} + x_C$$

и, воспользовавшись малостью последних, запишем (18) в форме

$$A_p \approx \frac{\bar{C}}{\bar{B}} + \frac{1}{\bar{B}} x_C - \frac{\bar{C}}{\bar{B}^2} x_B = \frac{\bar{C}}{\bar{B}} + \mathbf{a} \mathbf{x}^T, \quad (19)$$

где

$$\mathbf{a} = \left(-\frac{\bar{C}}{\bar{B}^2}, \frac{1}{\bar{B}} \right); \quad \mathbf{x} = (x_B, x_C). \quad (20)$$

Таким образом,

$$\text{var}\{A_p\} = \mathbf{a} \mathbf{K} \mathbf{a}^T, \quad (21)$$

где корреляционная матрица имеет вид:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{BB} & K_{BC} \\ K_{BC} & K_{CC} \end{bmatrix},$$

а ее элементы задаются соотношениями

$$\begin{aligned} K_{BB} &= \text{var}\{B\} = \frac{1}{N} \sum_i b_i^2; \\ K_{CC} &= \text{var}\{C\} = \frac{4}{N} \sum_i b_i^4; \\ K_{BC} &= \frac{2}{N} \sum_i b_i^3, \end{aligned} \quad (22)$$

вектор \mathbf{a} определен первым равенством в (20), а параметр b_i экспоненциального распределения – соотношением (13).

Как следует из (19), среднее значение \bar{P}_{th} порога (14) можно найти как

$$\bar{P}_{th} = 2(1 - q_{th})\sigma_n^2 + q_{th} \bar{C}/\bar{B}, \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{B} &= \sum_i b_i = 2\sigma_n^2 \sum_i [1 + q\varphi(i\delta)]; \\ \bar{C} &\approx \sum_i b_i^2 = 4\sigma_n^4 \left\{ \sum_i [1 + q\varphi(i\delta)] \right\}^2. \end{aligned} \quad (24)$$

Пусть t_0 – момент пересечения средним значением $\bar{Y}(t)$ накопленного наблюдения (16) усредненного порога (23), т. е. решение уравнения

$$\bar{Y}(t_0) = \bar{P}_{th} = 2(1 - q_{th})\sigma_n^2 + q_{th} \bar{C}/\bar{B}. \quad (25)$$

В малой окрестности точки t_0 функции $Y(t)$ и $\bar{Y}(t)$ линейны. Поэтому при отклонениях x порога P_{th} от среднего значения \bar{P}_{th} и y отсчета наблюдения $Y(t_0)$ от своего среднего $\bar{Y}(t_0)$ флуктуация точки пересечения t_c наблюдения $Y(t)$ с порогом P_{th} относительно момента t_0 составит (рис. 5)

$$t_c - t_0 \approx \frac{x - y}{S(t_0)}, \quad (26)$$

где $S(t_0)$ – крутизна среднего $\bar{Y}(t)$ в момент t_0 пересечения им порога P_{th} . Поскольку по определению $\bar{x} = \bar{y} = 0$, среднее значение числителя (26) равно нулю, что свидетельствует о несмещенности оценки t_c относительно момента t_0 . Слагаемые в числителе (26) вряд ли имеют существенную зависимость, так как первое рассчитывается по всему эпюру $Y(t)$, тогда как второе – только в узкой окрестности одной точки. С учетом этого для дисперсии момента пересечения порога колебанием $Y(t)$ получается

$$\text{var}\{t_c\} \approx \frac{\text{var}\{P_{th}\} + \text{var}\{Y(t_0)\}}{S^2(t_0)}. \quad (27)$$

Из (17) и (21)

$$\text{var}\{P_{th}\} = q_{th}^2 \mathbf{aKa}^T. \quad (28)$$

Одновременно согласно (4) и (13)

$$\begin{aligned} \text{var}\{Y(t_0)\} &= \frac{b^2(t_0)}{N} = \frac{4\sigma_n^4 [1 + q\varphi(t_0)]^2}{N}; \\ S(t_0) &= b'(t_0) = 2\sigma_n^2 q\varphi'(t_0), \end{aligned} \quad (29)$$

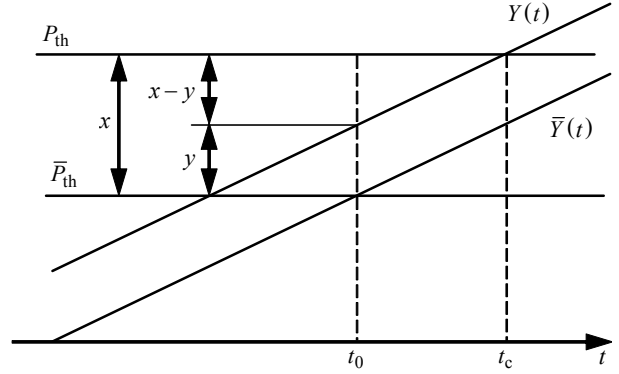


Рис. 5

где $b(t)$ – параметр экспоненциального распределения как функция непрерывного времени. Подставив (28), (29) в (27), окончательно получим

$$\begin{aligned} \text{var}\{t_c\} &\approx \frac{q_{th}^2 \mathbf{aKa}^T + 4\sigma_n^4 [1 + q\varphi(t_0)]^2 / N}{4\sigma_n^4 q^2 [\varphi'(t_0)]^2} = \\ &= \frac{q_{th}^2 \mathbf{aKa}^T + \bar{P}_{th}^2 / N}{4\sigma_n^4 q^2 [\varphi'(t_0)]^2}. \end{aligned} \quad (30)$$

Входящая в это равенство крутизна $\varphi'(t_0)$ заметно меняется в пределах отрезка $[t_{\min}, t_{\max}]$, охватывающего t_0 , где

$$t_{\min} = \lfloor t_0 / \delta \rfloor \delta; \quad t_{\max} = \lceil t_0 / \delta \rceil \delta,$$

причем $\lfloor \cdot \rfloor$; $\lceil \cdot \rceil$ – операторы округления до целого значения, не превосходящего и не меньшего аргумента соответственно. Указанное изменение приводит к значительным вариациям рассчитанной дисперсии оценки и даже возможному нарушению ею фундаментального предела Крамера–Рао, обусловленному неточностью линейного приближения $\bar{Y}(t)$. Во избежание этого предлагается заменить "истинную" крутизну в (30) усредненной по отрезку $[t_{\max}, t_{\min}]$:

$$\varphi'(t_0) \approx \frac{\varphi(t_{\max}) - \varphi(t_{\min})}{\delta}. \quad (31)$$

Кривые среднеквадратического отклонения оценки запаздывания $\sigma_{t_c} = \sqrt{\text{var}\{t_c\}}$ пороговым дискриминатором, рассчитанные подстановкой (20), (22), (24), (25), (31) в (30) при прежних прочих исходных данных ($h = 1000$ км, $W = 300$ МГц, $\theta_0 = 0.6^\circ$, $\xi = 0^\circ$), в зависимости от ОСШ показаны линиями 1 на рис. 6 для высот волны $H_w = 0$ и 12 м. Здесь же линиями 2 приведены

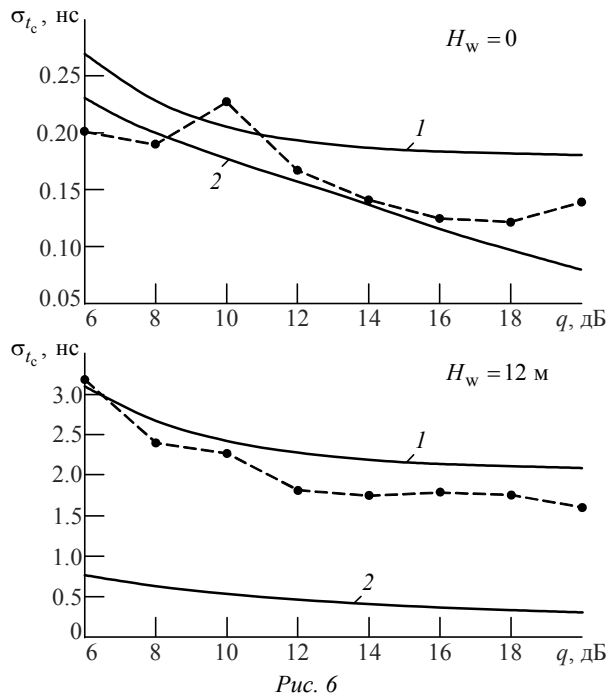


Рис. 6

границы Крамера–Рао, построенные с помощью формулы [3]

$$\text{var}\{\tau|\tau_0\} = 1 / N \sum_i \left[\frac{q\varphi'(i\delta)}{1 + q\varphi(i\delta)} \right]^2,$$

свободной от погрешности интегрального приближения. Маркеры отображают результаты моделирования.

Обращает на себя внимание неоднократно отмечавшаяся слабая зависимость погрешности от ОСШ q . Природа этого явления заключается в том, что возрастание средней мощности флуктуирующего эхосигнала увеличивает в той же пропорции и дисперсию его замираний, так что выигрыш наблюдается только в отношении интенсивностей сигнала и аддитивного шума, тогда как усредненная и случайная компоненты самого сигнала остаются в неизменном соотношении. В дополнение к рис. 6 рис. 7 содержит гистограммы среднеквадратической ошибки, построенные для высот волн 0 и 12 м по 1000 тестам при $h = 1000$ км, $W = 300$ МГц, $\theta_0 = 0.6^\circ$, $\xi = 0^\circ$ для $q = 10$ дБ.

В целом, как показывает сравнение рис. 4 и 6, при принятии за основу классической модели эхосигнала и слабом волнении пороговый дискриминатор заметно эффективнее дискриминатора ОСОГ, однако с ростом высоты волны ситуа-

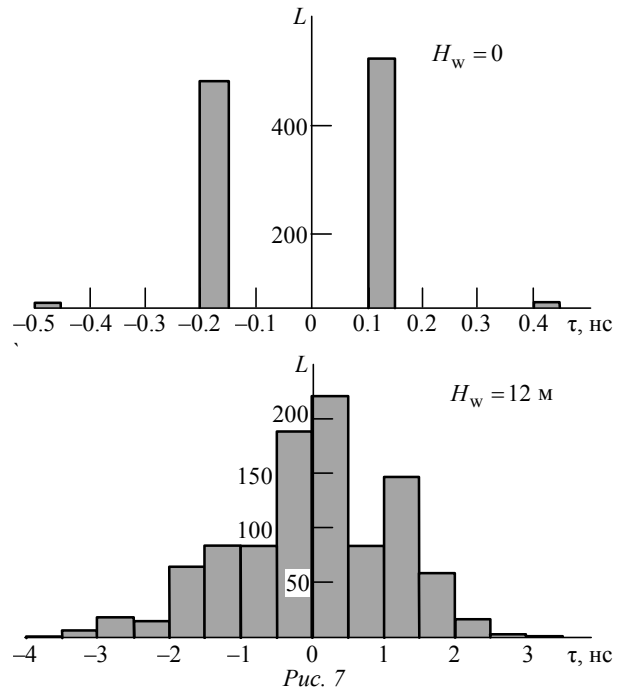


Рис. 7

ция может измениться на противоположную. Объяснение этому было дано: по мере нарастания взволнованности акватории уменьшается крутизна переднего фронта усредненного профиля мощности, к чему дискриминатор центра тяжести практически нечувствителен, тогда как качество порогового дискриминирования при этом снижается. В то же время даже при слабом волнении в многообразии сценариев, типичных для прибрежных, шельфовых, сухопутных и прочих областей, дискриминатор ОСОГ вполне может оказаться конкурентоспособным по показателям робастности [1], [7]–[10].

Заключение. В статье проанализированы робастные дискриминаторы, потенциально применимые при дообработке альтиметрических данных. Для дискриминаторов центра тяжести и порогового получены аналитические оценки точности в сопоставлении с показателями оптимального (в рамках модели Брауна) дискриминатора и результатами компьютерного моделирования. Выявлен диапазон проигрыша робастных дискриминаторов оптимальному, оказавшегося некатастрофической и в ряде случаев оправданной платой за повышение устойчивости к отклонению отражающих свойств зондируемой поверхности от описываемых общепринятыми моделями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Coastal Altimetry / ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin: Springer, 2011. 565 p.
2. Satellite Altimetry / D. B. Chelton, J. C. Ries, B. J. Haines, L.-L. Fu, P. S. Callahan; ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave // Satellite

Altimetry And Earth Sciences: a Handbook of Techniques and Applications. San Diego: Academic Press, 2001. P. 1–132.

3. Вопросы построения радиоинтерфейса спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев,

В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур; под ред. В. П. Ипатова. СПб.: БХВ-Петербург, 2017. 192 с.

4. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo // *Advances in Geophysics*. 1985. Vol. 27. P. 61–100.

5. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and its Applications // *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 67–74.

6. 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.

7. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New Techniques in Satellite Altimeter Tracking Systems // *Proc. of IGARSS'86 Symp., Zurich, 8–11 Sept. 1986*. P. 1339–1344.

8. Coastal Gravity Anomalies from Retracked Geosat/GM Altimetry: Improvement, Limitation and the Role of Airborne Gravity Data / C. Hwang, J. Guo, X. Deng, H.-Y. Hsu, Y. Liu // *J. Geod.* 2006. Vol. 80. P. 204–216.

9. Bao L., Lu Y., Wang Y. Improved Retracking Algorithm for Oceanic Altimeter Waveforms // *Progress in Natural Science*. 2009. Vol. 19, iss. 2. P. 195–203.

10. Deng X., Featherstone W. E. A Coastal Retracking System for Satellite Radar Altimeter Waveforms: Application to ERS-2 around Australia // *J. of Geophysical Research*. 2006. Vol. 111, C06012 (1–16).

Статья поступила в редакцию 24 августа 2018 г.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 22 научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов. E-mail: dmitry_nerogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 31 научной публикации. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи. E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов; техническая электродинамика. E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

REFERENCES

1. Coastal Altimetry. Ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin, Springer, 2011, 565 p.

2. Chelton D. B., Ries J. C., Haines B. J., Fu L.-L., Callahan P. S. Satellite Altimetry. *Satellite Altimetry and Earth Sciences: a Handbook of Techniques and Applications*. Ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego, Academic Press, 2001, pp. 1–132.

3. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. *Voprosy postroeniya radiointerfeisa sput-*

nikovogo vysotomera [The Issue of Constructing Air Interface of Satellite Altimeter]. Ed. by V. P. Ipatov. SPb., *BKhV-Peterburg*, 2017, 192 p. (In Russian)

4. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo. *Advances in Geophysics*. 1985, vol. 27, pp. 61–100.

5. 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, pp. 67–74.

6. 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, no. 5, pp. 687–692.
7. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New Techniques in Satellite Altimeter Tracking Systems. Proc. of IGARSS'86 Symp., Zurich, 8–11 Sept., 1986, pp. 1339–1344.
8. Hwang C., Guo J., Deng X., Hsu H.-Y., Liu Y. Coastal Gravity Anomalies from Retracked Geosat/GM Altimetry: Improvement, Limitation and the Role of Airborne Gravity Data. J Geod. 2006, vol. 80, pp. 204–216.
9. Bao L., Lu Y., Wang Y. Improved Retracking Algorithm for Oceanic Altimeter Waveforms. Progress in Natural Science. 2009, vol. 19, no. 2, pp. 195–203.
10. Deng X., Featherstone W. E. A Coastal Retracking System for Satellite Radar Altimeter Waveforms: Application to ERS-2 around Australia. J. of Geophysical Research. 2006, vol. 111, C06012 (1–16).
11. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theory of Statistical Radioengineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russian)
12. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)
13. Davis C. H. Growth of the Greenland Ice Sheet: a Performance Assessment Of Altimeter Retracking Algorithms // IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing. 1995, vol. 33, no. 5, pp. 1108–1116.
14. Davis C. H. A Robust Threshold Retracking Algorithm for Measuring Ice-Sheet Surface Elevation Change From Satellite Radar Altimeters. IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing. 1997, vol. 35, no 4, pp. 974–979.
15. Fenoglio-Marc L., Fehla M., Ferri L., Becker M., Gao Y., Vignudelli S. Coastal Sea Surface Heights From Improved Altimeter Data in the Mediterranean Sea. Proceedings GGEO2008. Springer Verlag, IAG Symposia, pp. 253–261.
16. Lee H., Shum C. K., Yi Yu., Braun A., Chung-Yen Kuo. Laurentia Crustal Motion Observed Using TOPEX/Poseidon Radar Altimetry Over Land. J. of Geodynamics. 2008, vol. 46, pp. 182–193.

Received August, 24, 2018

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 22 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signal theory.

E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 31 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory.

E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – D.Sc. in Engineering (1983), Professor (1985) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.

E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), post-graduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.

E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru