

Временной дискриминатор бортовой системы слежения за запаздыванием эхосигнала высотомера спутникового базирования

Д. С. Боровицкий¹, А. Е. Жестерев²

АО «Российский институт радионавигации и времени»

¹dmitry_nepogodin@mail.ru, ²zhesterev@mail.ru

В. П. Ипатов³, Р. М. Мамчур⁴

СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

³ival1941@yandex.ru, ⁴ruslan.mamchur@mail.ru

Аннотация. В работе проведен синтез оптимального временного дискриминатора системы слежения за запаздыванием эхосигнала бортового приемника радиовысотомера спутникового базирования. За основу принята упрощенная модель эхосигнала, с необходимой адекватностью отвечающая режиму удержания сигнала в следящем окне приемника. Помимо оптимального предложены квазиоптимальные дискриминаторы характерных точек профиля принимаемой мощности: точки максимума, точки максимальной крутизны и точки половинной мощности. Рассчитаны дискриминационные кривые рассмотренных структур, и показано, что квазиоптимальные дискриминаторы примерно в 2.5 раза уступают оптимальному в размахе эквивалентных флюктуаций запаздывания, что может считаться умеренной ценой достигаемых реализационных упрощений.

Ключевые слова: спутниковый высотомер; временной дискриминатор; система слежения за задержкой; дискриминационная характеристика; дисперсия эквивалентных флюктуаций запаздывания

I. ВВЕДЕНИЕ

Спутниковый высотомер (альтиметр) является радиолокационным прибором, оценивающим высоту космического аппарата над водной поверхностью или суши по запаздыванию отраженного сигнала относительно зондирующего. Также в параметрах эхосигнала содержится информация о степени возмущенности освещаемой поверхности, ее отражающих свойствах и пр. Итоговая обработка альтиметрических данных в современных мониторинговых программах достаточно сложна и занимает много времени, вследствие чего ее осуществление в основном возлагается на наземный измерительный комплекс [1]. При этом сам бортовой высотомер выполняет функции поиска и надежного удержания принимаемого эхосигнала в следящем окне петли автосопровождения по задержке. Ключевым элементом последней служит дискриминатор, преобразующий временное рассогласование между принятым сигналом и местным следящим окном в сигнал ошибки, управляющий задержкой упомянутого окна. Алгоритмам временного дискриминирования в альтиметрах космического базирования посвящено немало исследований [2–7], в дополнение к которым предлагаемая

статья содержит синтез оптимального и квазиоптимальных дискриминаторов на основе упрощенной модели усредненного эхосигнала, адекватно отвечающей обозначенным ранее задачам бортового сегмента высотомера.

II. ОПТИМАЛЬНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР

Максимально правдоподобную оценку $\hat{\tau}$ запаздывания сигнала τ можно сформировать, рекуррентно решая уравнение правдоподобия

$$\left. \frac{d \ln \Lambda(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\hat{\tau}} = 0, \quad (1)$$

где $\Lambda(\tau)$ – функция правдоподобия. В ходе подобной процедуры временной дискриминатор по истечении заданного числа зондирований N вырабатывает сигнал ошибки, т.е. предполагаемого рассогласования текущей оценки $\hat{\tau}$, выданной контуром слежения, с истинным запаздыванием τ . Через петлю обратной связи сглаженный сигнал ошибки корректирует оценку $\hat{\tau}$ в сторону уменьшения рассогласования, после чего по итогам следующих N зондирований формируется обновленный сигнал ошибки и т.д.

Воспользуемся общепринятым [8,9] гауссовским приближением сжатого зондирующего сигнала $s(t) = \exp(-\beta t^2)$, где $\beta = (2 \ln 2) / \Delta_{0.5}^2$, а $\Delta_{0.5}$ – длительность импульса по уровню половинной мощности. В работе [10] получено выражение для решающей статистики $z(\Lambda)$, достаточной для оценки вектора информационных параметров $\Lambda = (\tau, \nu, Q)$, где ν – растяжение гауссовского импульса из-за волнения моря; Q – параметр, характеризующий отношение сигнал-шум. В предположении детерминированности высоты волны ($\nu = 1$) и величины Q логарифм функции правдоподобия в (1) имеет вид [10]:

$$\ln \Lambda(\tau) = z(\tau) = \frac{W}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N-1} \int_0^T \frac{Q\varphi(t-\tau)y_i^2(t)}{1+Q\varphi(t-\tau)} dt - NW \int_0^T \ln[1+Q\varphi(t-\tau)] dt, \quad (2)$$

где W – полоса сигнала; σ_n^2 – дисперсия шума на выходе фильтра, согласованного с зондирующим импульсом; T – время наблюдения для отдельного зондирования; $\varphi(t)$ – функция, описывающая мощность усредненного эхосигнала (профиль мощности) при точном нацеливании луча антенны в надир и отражении от гладкой водной поверхности; $y_i(t)$ – огибающая принимаемого сигнала на i -м зондировании. Согласно [10]

$$\varphi(t) = \Phi \left[2\sqrt{\beta} \left(t - \frac{\alpha}{4\beta} \right) \right] \exp \left[-\alpha \left(t - \frac{\alpha}{8\beta} \right) \right], \quad (3)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-z^2/2) dz$ – интеграл вероятности;

$\alpha = 4c/(\gamma h)$, c – скорость света, h – высота орбиты спутника, γ – показатель остроты луча нормированной гауссовской диаграммы направленности антенны $G(\theta) = \exp[-(2/\gamma)\sin^2 \theta]$.

Представим (2) как $z(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} z_i(\tau)$, где $z_i(\tau)$ – логарифм функции правдоподобия для i -го зондирования. Дифференцируя $z_i(\tau)$ по запаздыванию τ , получим

$$\frac{dz_i(\tau)}{d\tau} = W \int_0^T \frac{Q\varphi'(t-\tau)}{[1+Q\varphi(t-\tau)]^2} \left[1+Q\varphi(t-\tau) - \frac{y_i^2(t)}{2\sigma_n^2} \right] dt. \quad (4)$$

Последнее выражение задает алгоритм оптимального временного дискриминирования, для которого местная опора содержит два компонента

$$r_1(t) = \frac{Q\varphi'(t)}{[1+Q\varphi(t)]^2} \text{ и } r_2(t) = 1+Q\varphi(t).$$

При начальном сдвиге опоры τ дискриминатор по получении наблюдения $y_i^2(t)$ интегрирует произведение разности $r_2(t-\tau) - y_i^2(t)$ на $r_1(t-\tau)$. Полученный сигнал ошибки $e(\tau)$ накапливается по N зондированиям и по петле обратной связи следящего контура корректирует сдвиг опоры τ в сторону уменьшения абсолютного значения ожидаемого сигнала ошибки с выхода дискриминатора. Усредненный по шуму сигнал ошибки $\overline{e(\epsilon)} = \overline{dz_i(\tau)/d\tau}$ в зависимости от рассогласования $\epsilon = \tau_0 - \tau$ между сдвигом опоры τ и истинным запаздыванием принятого эхосигнала τ_0 есть функция, называемая дискриминационной кривой

(характеристикой). Как видно из (4) (после распространения интегрирования на всю временную ось),

$$\overline{e(\epsilon)} = WQ^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varphi'(t)[\varphi(t) - \varphi(t-\epsilon)]}{[1+Q\varphi(t)]^2} dt.$$

Шумовая ошибка петли слежения за задержкой характеризуется дисперсией σ_τ^2 приведенных ко входу дискриминатора виртуальных флуктуаций запаздывания принимаемого сигнала [11]. Указанная дисперсия позволит определить спектральную плотность виртуальных флуктуаций запаздывания вблизи нуля, умножение которой на эквивалентную шумовую полосу замкнутой петли даст искомую дисперсию шума на выходе контура слежения за задержкой. Для рассмотренного дискриминатора ввиду оптимальности выполняемой им процедуры дисперсия σ_τ^2 совпадает с границей Крамера-Рао, полученной в [10] и при $N=1$ имеющей вид

$$\sigma_\tau^2 \approx \frac{1}{WQ^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\varphi'(t)}{1+Q\varphi(t)} \right]^2 dt}. \quad (5)$$

Описанная структура дискриминатора, обеспечивая потенциальную точность измерения времени, весьма сложна в отношении реализационных затрат, если речь идет о бортовом приемнике альтиметра. Как отмечалось ранее, финальная обработка данных высотометра осуществляется на Земле, так что задачей бортового следящего контура является лишь надежное удержание принимаемого эхосигнала в окне слежения по времени. В связи с этим далее обратимся к возможным квазиоптимальным решениям.

III. ДИСКРИМИНАТОР СЛЕЖЕНИЯ ЗА МАКСИМУМОМ ПРОФИЛЯ МОЩНОСТИ

В качестве первого из возможных вариантов рассмотрим дискриминатор, следящий за временным положением максимума профиля принятой мощности. Местной опорой $r(t)$ в подобном дискриминаторе может служить производная функции (3): $r(t) = \varphi'(t)$.

При начальном сдвиге опоры τ произведение колебания с выхода квадратичного детектора $y^2(t)$ с опорой $r(t-\tau)$ интегрируется, давая сигнал ошибки

$$e(\tau) = \int_0^T y^2(t)\varphi'(t-\tau) dt. \quad (6)$$

После распространения интегрирования на всю ось времени и усреднения $e(\tau)$ для дискриминационной кривой имеем

$$\overline{e(\epsilon)} = 2\sigma_n^2 Q \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t-\epsilon)\varphi'(t) dt. \quad (7)$$

Расчет дисперсии σ_τ^2 эквивалентных флюктуаций запаздывания на входе дискриминатора выполним в традиционном линейном приближении [11]: $\sigma_\tau^2 = \sigma_e^2 / S_d^2$, где σ_e^2 – дисперсия флюктуаций сигнала ошибки на выходе дискриминатора, а $S_d = d\overline{e(\varepsilon)}/d\varepsilon|_{\varepsilon=0}$ – крутизна дискриминационной кривой в нуле.

Крутизна S_d характеристики (7)

$$S_d = -2\sigma_n^2 Q \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi'(t)]^2 dt.$$

Для расчета дисперсии σ_e^2 сигнала ошибки запишем (6) согласно теореме Котельникова:

$$e(0) = \int_0^T y^2(t) \varphi'(t) dt = \frac{1}{W} \sum_i y^2(i\delta) \varphi'(i\delta), \quad \delta = 1/W,$$

откуда

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \overline{e^2(0)} - [\overline{e(0)}]^2 = \\ &= \frac{1}{W^2} \sum_i \sum_k \left[\overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} - \overline{y^2(i\delta)} \cdot \overline{y^2(k\delta)} \right] \varphi'(i\delta) \varphi'(k\delta). \end{aligned}$$

Квадратная скобка в двойной сумме представляет собой автокорреляционную функцию процесса на выходе квадратичного детектора. Считая отсчеты квадрата огибающей некоррелированными, получим [12]

$$\overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} - \overline{y^2(i\delta)} \cdot \overline{y^2(k\delta)} = 4\sigma_n^4 [1 + Q\varphi(t)]^2 \delta_{ik},$$

где $\delta_{ik} = \begin{cases} 1, & i = k, \\ 0, & i \neq k \end{cases}$ – дискретная дельта-функция (символ

Кroneckera). Подстановка этого результата в предыдущее равенство и возвращение к интегралу даст выражение для дисперсии σ_e^2 , так что в итоге

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_e^2}{S_d^2} = \frac{1}{WQ^2} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \{[1 + Q\varphi(t)] \varphi'(t)\}^2 dt}{\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi'(t)]^2 dt \right\}^2}. \quad (8)$$

IV. ДИСКРИМИНАТОР СЛЕЖЕНИЯ ЗА ТОЧКОЙ МАКСИМАЛЬНОЙ КРУТИЗНЫ ПРОФИЛЯ

Природа формирования эхосигнала импульсно-ограниченного альтиметра такова, что основную информацию о запаздывании приходящего сигнала несет в себе временное положение нарастающего фронта профиля принимаемой мощности. В точке максимальной крутизны этого фронта вторая производная меняет знак, что можно использовать для дискриминирования временного

положения приходящего сигнала. Дискретно аппроксимируя вторую производную наблюдения $y^2(t)$, возьмем три последовательных отсчета $y^2(t)$, отделенных друг от друга по времени промежутком $\delta = 1/W$, и сформируем сигнал ошибки:

$$e(\varepsilon) = y^2(\varepsilon - \delta) + y^2(\varepsilon + \delta) - 2y^2(\varepsilon). \quad (9)$$

Местная опора при этом представляет собой тройку селективирующих импульсов. Усреднение (9) даст дискриминационную характеристику

$$\overline{e(\varepsilon)} = 2\sigma_n^2 Q [\varphi(\varepsilon - \delta) + \varphi(\varepsilon + \delta) - 2\varphi(\varepsilon)],$$

крутизна которой в точке $\varepsilon = 0$

$$S_d = 2\sigma_n^2 Q [\varphi'(-\delta) + \varphi'(\delta) - 2\varphi'(0)].$$

С учетом некоррелированности отсчетов наблюдения, отстоящих на δ , для дисперсии σ_e^2 из (9) вытекает

$$\sigma_e^2 = 4\sigma_n^4 \left\{ [1 + Q\varphi(-\delta)]^2 + [1 + Q\varphi(\delta)]^2 + 4[1 + Q\varphi(0)]^2 \right\},$$

так что дисперсия эквивалентных флюктуаций запаздывания на входе дискриминатора

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_e^2}{S_d^2} = \frac{[1 + Q\varphi(-\delta)]^2 + [1 + Q\varphi(\delta)]^2 + 4[1 + Q\varphi(0)]^2}{Q^2 [\varphi'(-\delta) + \varphi'(\delta) - 2\varphi'(0)]^2}. \quad (10)$$

V. ДИСКРИМИНАТОР СЛЕЖЕНИЯ ЗА ТОЧКОЙ ПОЛОВИННОЙ МОЩНОСТИ

Рассмотрим дискриминатор, сигнал ошибки которого пропорционален временному рассогласованию между центром (или иной фиксированной точкой) следящего окна и моментом $t_{0.5}$ пересечения наблюдением $y(t)$ уровня $P_{\max}/2$, где P_{\max} – максимальное значение принятой мгновенной мощности. Иными словами, момент $t_{0.5}$ ищется как решение уравнения $y^2(t_{0.5}) = P_{\max}/2$.

Пусть $\bar{t}_{0.5}$ – момент достижения нормированным профилем мощности эхосигнала (3) своего половинного уровня: $\varphi(\bar{t}_{0.5}) = \varphi_{\max}/2$.

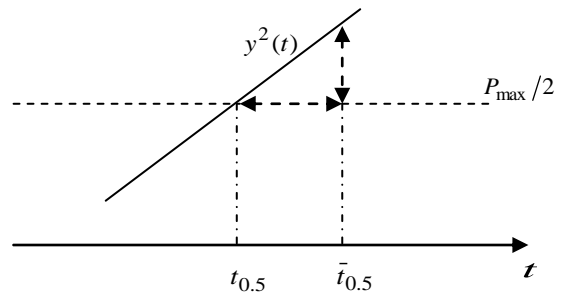


Рис. 1. К вычислению дисперсии σ_τ^2

При достаточном уровне полезного сигнала отклонение $t_{0.5}$ от $\bar{t}_{0.5}$ можно оценить дробью (рис. 1)

$$\bar{t}_{0.5} - t_{0.5} \approx \frac{y^2(\bar{t}_{0.5}) - P_{\max}/2}{S}, \quad (11)$$

где S – средняя крутизна наклона $y^2(t)$ в точке $t = t_{0.5}$:

$$S = \left. \frac{d}{dt} y^2(t) \right|_{t=\bar{t}_{0.5}} = 2\sigma_n^2 \varphi'(\bar{t}_{0.5}). \quad (12)$$

Пренебрегая зависимостью флюктуаций $y^2(\bar{t}_{0.5})$ и P_{\max} между собой, оценим дисперсию отклонения $t_{0.5}$ от $\bar{t}_{0.5}$ через дисперсии слагаемых числителя (11):

$$\overline{(\bar{t}_{0.5} - t_{0.5})^2} \approx \frac{\text{var}\{y^2(\bar{t}_{0.5})\} + \text{var}\{P_{\max}\}/4}{S^2}. \quad (13)$$

Поскольку дисперсия квадрата огибающей гауссовского шума равна учетверенной четвертой степени дисперсии шума [12], имеем

$$\begin{aligned} \text{var}\{y^2(\bar{t}_{0.5})\} &= 4\sigma_n^4 [1 + Q\varphi(\bar{t}_{0.5})]^2, \\ \text{var}\{P_{\max}\} &\approx 4\sigma_n^4 (1 + Q\varphi_{\max})^2, \end{aligned} \quad (14)$$

где приближение в нижнем равенстве связано с возможными флюктуациями точки максимума случайного профиля относительно момента максимума функции $\varphi(t)$.

В итоге, подставив (14) и (12) в (13), получим

$$\sigma_t^2 = \overline{(\bar{t}_{0.5} - t_{0.5})^2} \approx \frac{[1 + Q\varphi(\bar{t}_{0.5})]^2 + (1 + Q\varphi_{\max})^2/4}{[Q\varphi'(\bar{t}_{0.5})]^2}. \quad (15)$$

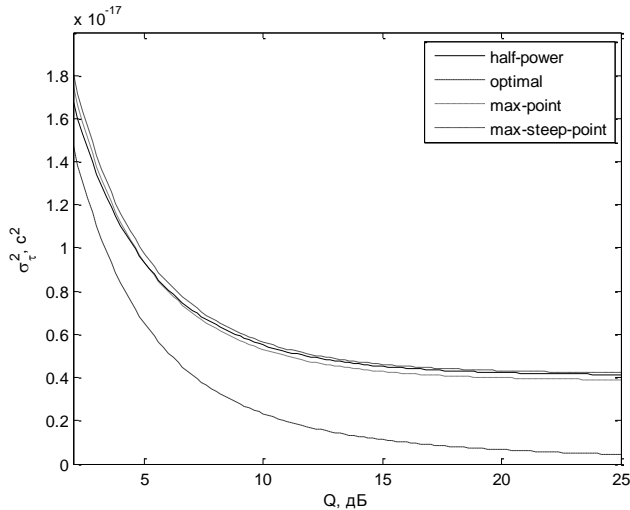


Рис. 2. Точностные характеристики рассмотренных дискриминаторов

Полученные зависимости (5), (8), (10), (15) дисперсий эквивалентных флюктуаций запаздывания от параметра Q для синтезированных структур дискриминаторов

представлены на рис. 2. При этом за исходные приняты следующие цифры: полоса зондирующего сигнала $W = 320$ МГц ($\Delta_{0.5} = 0,886/W$); высота орбиты $h = 1000$ км; ширина луча антенны по уровню половинной мощности 0.6° .

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как видно из рис. 2, дискриминатор слежения за точкой половинной мощности (half-power) по точности измерения задержки равноценен двум другим квазиоптимальным дискриминаторам: точки максимума принятой мощности (max-point) и точки максимальной крутизны (max-steep-point), уступая при этом оптимальному (optimal) в эквивалентных флюктуациях запаздывания (в пределах 2.5 раз). В то же время он максимально прост и, кроме того, не требует адаптации к скорости нарастания переднего фронта, критически зависящей от высоты морской волны. Считая основной задачей бортового контура слежения за задержкой надежное удержание принимаемого эхосигнала в следящем окне, предпочтение последнего варианта остальным представляется вполне обоснованным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] AltiKa altimeter: instrument description and in flight performance / N. Steunou, J.D. Desjonquères, N. Picot, P. Sengenès, J. Noubel, J.C. Poisson // Marine Geodesy. 2015. Vol. 38. P. 22–42.
- [2] Баскаков А.И. Точностные характеристики космического радиотехнического комплекса дистанционного зондирования для восстановления рельефа поверхности Земли // Дисс. ... докт. техн. наук / МГТУГА. М., 1997. 461 с.
- [3] Analysis and retracking of continental ice sheet radar altimeter waveforms / T.V. Martin, H.J. Zwally, A.C. Brenner, R.A. Bindshadler // J. of Geophysical Research. 1983. Vol. 88. P. 1608–1616.
- [4] 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.
- [5] 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, № 4. P. 974–979.
- [6] Rodriguez E. Altimetry for non-Gaussian oceans: height biases and estimation of parameters // J. of Geophysical Research. 1988. Vol. 93, № C11. P. 14107–14120.
- [7] 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).
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] Потенциальная точность совместной оценки параметров радиовысотометром космического базирования / Д.С. Боровицкий, А.Е. Жестерев, В.П. Ипатов, Р.М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017, № 4. С. 33–41.
- [11] Радиотехнические системы: учеб. для вузов / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
- [12] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.