

Методы синтеза и алгоритмы оптимальной обработки сигналов в спутниковой навигации

УДК 621.396

Синтез и анализ некогерентного алгоритма слежения за задержкой двухкомпонентного сигнала L1OC ГЛОНАСС

© Авторы, 2013

А. И. Перов – д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиотехнических систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Проведен синтез некогерентного алгоритма фильтрации задержки двухкомпонентного навигационного сигнала L1OC ГЛОНАСС. Получено выражение, описывающее комплексный временной дискриминатор. Рассчитана дискриминационная характеристика комплексного временного дискриминатора.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, оценка задержки, временной дискриминатор.

Synthesis of non coherent time delay tracking algorithm for two-component L1OC GLONASS signal is performed. There is obtained formula for a complex time delay discriminator. Discriminatory characteristic is calculated for this discriminator.

Keywords: space radio navigation systems, user apparatus, delay estimation, time delay discriminator.

В соответствии с Концепцией развития навигационных сигналов системы ГЛОНАСС с КА Глонас-K2 планируется излучение новых навигационных сигналов с кодовым разделением. Сигналы открытого доступа L1OC являются двухкомпонентными сигналами, включающими пилотную и информационную компоненты, объединение которых в единый навигационный сигнал осуществляется по методу побитного временного мультиплексирования [1]. Информационная компонента данного сигнала имеет стандартную бинарную модуляцию (BPSK), а пилотная компонента – модуляцию на поднесущих частотах ВОС(1,1). Прием и обработка таких сигналов существенно отличается от обработки излучаемых в настоящее время однокомпонентных сигналов с модуляцией BPSK.

Цель работы – синтез и анализ некогерентного алгоритма слежения за задержкой сигнала L1OC ГЛОНАСС.

Математическое описание сигнала L1OC ГЛОНАСС

Полагаем, что на вход приемника поступает реализация в дискретном времени $t_{k,i}$ (рис. 1)

$$y_{k,i} = s(t_{k,i}, \tau_k) + n_{k,i}, \quad (1)$$

где $t_{k,i} = kT + iT_d$, $T = NT_d$ – шаг дискретной обработки в контуре следящей системы, T_d – период дискретизации в АЦП; τ_k – задержка огибающей сигнала, которая подлежит оценке; $n_{k,i}$ – дискретный белый гауссовский шум (ДБГШ) с дисперсией σ_n^2 .

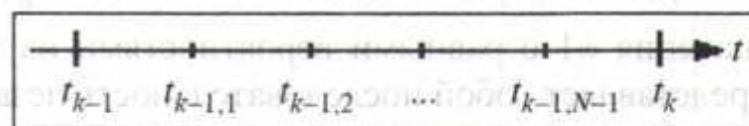


Рис. 1

Оценки фильтруемого процесса λ_k необходимо формировать в тактовые моменты времени $t_k, k=1, 2, \dots$, такие, что $t_k - t_{k-1} = NT_d = T, t_{k-1, N} = t_k, t_{k-1, 0} = t_{k-1}$.

Сигнал $s(t_{k,j}, \lambda_k)$ L1OC запишем в виде

$$s(t_{k,j}, \lambda_k) = \tilde{s}_p(t_{k,j}, \lambda_k) \otimes \tilde{s}_d(t_{k,j}, \lambda_k), \quad (2)$$

где знак \otimes обозначает операцию побитного временного мультиплексирования;

$$\tilde{s}_p(t_{k,j}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{мк},p}(t_{k,j} - \tau_k)h_{\text{мк}}(t_{k,j} - \tau_k) \cos(\omega_d t_{k,j} + \varphi_{k,j}) \quad (3)$$

– пилотная составляющая сигнала;

$$\tilde{s}_d(t_{k,j}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{ин},d}(t_{k,j} - \tau_k)h_{\text{ин}}(t_{k,j} - \tau_k) \cos(\omega_d t_{k,j} + \varphi_{k,j}) \quad (4)$$

– информационная составляющая сигнала; $\tilde{h}_{\text{мк},p}(t_{k,j}), \tilde{h}_{\text{мк},d}(t_{k,j})$ – функции модуляции дальномерными кодами пилотной и информационной составляющих; $h_{\text{мк}}(t_{k,j})$ – функция модуляции цифровой синусоидой; $h_{\text{ин}}(t_{k,j})$ – функция модуляции цифровой информацией (ЦИ) (навигационным сообщением).

Отметим, что описание (2), (3) соответствует синхронному формированию кодовых последовательностей, цифровой синусоиды, ЦИ и когерентным компонентам: пилотной и информационной.

Для рассматриваемого сигнала L1OC ГЛОНАСС функция модуляции $\tilde{h}_{\text{ин},d}(t_{k,j})$ информационной компоненты представляет собой последовательность Голда, формируемая на базе 10-разрядных регистров сдвига [1]. Период формируемой псевдослучайной последовательности (ПСП) $L = 2^{10} - 1 = 1023$ символов. Временная длительность периода $T_c = 2$ мс (с учетом временного мультиплексирования). Следовательно, частота следования символов ПСП $f_c = 0,5115$ МГц. Цифровая информация формируется со скоростью 125 бит/с и подвергается сверточному кодированию со скоростью 1/2. Таким образом, ПСП модулируется символами, следующими со скоростью 250 бит/с, т.е. длительность символа 4 мс.

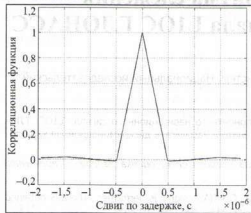


Рис. 2

Функция модуляции $\tilde{h}_{\text{мк},p}(t_{k,j})$ пилотной компоненты представляет собой укороченную последовательность Касами, формируемой на базе 12- и 6-разрядных регистров сдвига. Период формируемой ПСП $L = 2^{12} - 1 = 4095$ символов. Временная длительность периода $T_c = 8$ мс (с учетом временного мультиплексирования). Частота следования символов ПСП $f_c = 0,5115$ МГц.

Корреляционная функция двухкомпонентного сигнала L1OC ГЛОНАСС приведена на рис. 2 и имеет форму, близкую к форме корреляционной функции сигнал с модуляцией BPSK со скоростью следования символов 2,046 МГц.

Положим значение параметра T , определяющего шаг дискретной обработки в контуре следящей системы, равным $T = 8$ мс.

Положим для определенности, что при мультиплексировании пилотной и информационной компонент сигнала «первыми» идут символы информационной компоненты, а «вторыми» – символы пилотной компонент.

Для проведения синтеза оптимального алгоритма фильтрации мультиплексированный по времени сигнал (2) представим как сумму двух сигналов:

$$s(t_{k,j}, \lambda_k) = \tilde{s}_p(t_{k,j}, \lambda_k) + \tilde{s}_d(t_{k,j}, \lambda_k), \quad \tilde{s}_p(t_{k,j}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{мк},p}(t_{k,j} - \tau_k)h_{\text{мк}}(t_{k,j} - \tau_k) \cos(\omega_d t_{k,j} + (i-1)T_d \omega_{\text{мк},i-1} + \varphi_{k,i-1}), \quad (5), (6)$$

$$\tilde{s}_d(t_{k,j}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{ин},d}(t_{k,j} - \tau_k)h_{\text{ин}}(t_{k,j} - \tau_k) \cos(\omega_d t_{k,j} + (i-1)T_d \omega_{\text{ин},i-1} + \varphi_{k,i-1}), \quad (7)$$

где $\tilde{h}_{\text{мк},d}(t_{k,j})$ – последовательность, получающаяся из последовательности $h_{\text{мк},d}(t_{k,j})$ путем представления каждого символа в виде двух полусимволов, значение первого из которых равно значению соответствующего символа $h_{\text{мк},d}(t_{k,j})$, а значение второго полусимвола полагается равным нулю; $\tilde{h}_{\text{мк},p}(t_{k,j})$ – последовательность, получающаяся из последовательности $h_{\text{мк},p}(t_{k,j})$ путем представления каждого символа в виде двух полусимволов, значение первого из которых полагается равным нулю, а значение второго – равно значению соответствующего символа $h_{\text{мк},p}(t_{k,j})$.

Для информационной компоненты $\tilde{s}_d(t_{k,j}, \lambda_k)$ символы ЦИ $h_{\text{ин}}$ полагаем случайными числами, принимающими значения ± 1 с равными вероятностями на каждом из интервалов длительность $T/2$. Последовательность символов представляет собой последовательность независимых между собой чисел.

Начальные (для каждого интервала длительностью T) фазы полагаем случайными с равномерным законом распределения на интервале $[-\pi, \pi]$.

Синтез оптимального алгоритма фильтрации задержки сигнала

Рассмотрим задачу оценки задержки огибающей сигнала (5) в некогерентном режиме. Положим, что изменение задержки τ во времени описывается уравнениями:

$$\tau_k = \tau_{k-1} + T v_{\tau,k-1}; \quad v_{\tau,k} = v_{\tau,k-1} + \xi_{\tau,k-1}, \quad (8)$$

где $\xi_{\tau,k-1}$ – ДБГШ с дисперсией D_ξ .

Из рис. 1 следует, что функция модуляции огибающей двухкомпонентного сигнала ЛЮС ГЛОНАСС имеет один пик. Поэтому АПВ задержки огибающей такого сигнала также имеет один максимум, и, следовательно, можно использовать гауссовскую аппроксимацию такой АПВ.

Введем в рассмотрение расширенный вектор $\mathbf{x} = [\tau \quad v_\tau]^T$, для которого запишем векторное уравнение

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G} \xi_{\tau,k-1}, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Для некогерентного режима работы алгоритм оптимальной фильтрации вектора \mathbf{x}_k дается следующими уравнениями [4]:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{\mathbf{x},k} \left(\frac{\partial \tilde{F}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{\mathbf{x},k} \mathbf{c}^T \frac{\partial \tilde{F}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \tau}, \quad \tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k} = \mathbf{F} \mathbf{D}_{\mathbf{x},k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{G} D_\xi \mathbf{G}^T, \quad \mathbf{D}_{\mathbf{x},k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial \tilde{F}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T, \quad (12), (13)$$

где $\mathbf{c} = [1 \quad 0]$; $\hat{\mathbf{x}}_k$ – оценка фильтруемого процесса; $\tilde{\mathbf{x}}_k$ – экстраполированная оценка процесса; $\mathbf{D}_{\mathbf{x},k}$ – матрица дисперсий ошибок фильтрации; $\tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}$ – матрица дисперсий ошибок экстраполяции;

$$\tilde{F}_k(\mathbf{x}_k) = \ln \left[M \left[\exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^N y_{k,i} s(t_{k,i}, \mathbf{c} \mathbf{x}_k) \right\} \right] \right], \quad (14)$$

где операция усреднения $M[*]$ проводится по всем случайным неинформативным параметрам сигнала $s(t_{k,i}, \mathbf{c} \mathbf{x}_k)$, т.е. по двум символам ЦИ и случайной фазе $\varphi_{k-1,i}$.

Выполнив усреднение, получаем

$$\tilde{F}_k(\mathbf{x}_k) = \ln \left[I_0(X_\Sigma(N)) + I_0(X_\Delta(N)) + I_0(X_1(N)) + I_0(X_2(N)) \right] + c, \quad (15)$$

где c – константа; $I_0(X)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента;

$$X_\Sigma^2(N) = I_\Sigma^2(N) + Q_\Sigma^2(N), \quad I_\Sigma(N) = I_p(N) + I_{d,1}(N) + I_{d,2}(N), \quad Q_\Sigma(N) = Q_p(N) + Q_{d,1}(N) + Q_{d,2}(N),$$

$$X_\Delta^2(N) = I_\Delta^2(N) + Q_\Delta^2(N), \quad I_\Delta(N) = I_p(N) - I_{d,1}(N) - I_{d,2}(N), \quad Q_\Delta(N) = Q_p(N) - Q_{d,1}(N) - Q_{d,2}(N),$$

$$X_1^2(N) = I_1^2(N) + Q_1^2(N), \quad I_1(N) = I_p(N) + I_{d,1}(N) - I_{d,2}(N), \quad Q_1(N) = Q_p(N) + Q_{d,1}(N) - Q_{d,2}(N),$$

$$X_2^2(N) = I_2^2(N) + Q_2^2(N), \quad I_2(N) = I_p(N) - I_{d,1}(N) + I_{d,2}(N), \quad Q_2(N) = Q_p(N) - Q_{d,1}(N) + Q_{d,2}(N),$$

$$I_p(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^N y_{k,i} \tilde{h}_{\text{лк},p}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{\text{дк}-1,1}), \quad (16)$$

$$Q_p(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^N y_{k,i} \tilde{h}_{\text{лк},p}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_k) \sin(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{\text{дк}-1,1}),$$

$$I_{d,1}(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N/2} y_{k,i} \tilde{h}_{\text{лк},d}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{\text{дк}-1,1}),$$

$$Q_{d,1}(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N/2} y_{k,i} \tilde{h}_{\text{лк},d}(t_{k,i} - \tau_k) \sin(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{\text{дк}-1,1}),$$

$$I_{d,2}(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=N/2}^N y_{k,i} \tilde{h}_{\text{лк},d}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{\text{дк}-1,1}),$$

$$Q_{d,2}(N) = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=N/2}^N y_{k,i} \hat{h}_{\text{нр},d}(t_{k,i} - \tau_k) \sin(\omega_0 t_{k,i} + (i-1)T_d \omega_{2k-1}).$$

Можно показать, что сумма функций Бесселя в (15) не зависит от значений символов ЦИ на двух соседних временных интервалах $[1, N/2]$ и $[N/2, N]$.

Вычислим производную, входящую в (11),

$$\frac{\partial \tilde{F}_k(\vec{x}_k)}{\partial \tau} = u_{\text{др},k} = \frac{I_1(X_{\Sigma}(\vec{\tau}_k))}{I_0(X_{\Sigma}(\vec{\tau}_k))} \frac{\partial X_{\Sigma}(\vec{\tau}_k)}{\partial \tau} + \frac{I_1(X_{\Delta}(\vec{\tau}_k))}{I_0(X_{\Delta}(\vec{\tau}_k))} \frac{\partial X_{\Delta}(\vec{\tau}_k)}{\partial \tau} + \frac{I_1(X_1(\vec{\tau}_k))}{I_0(X_1(\vec{\tau}_k))} \frac{\partial X_1(\vec{\tau}_k)}{\partial \tau} + \frac{I_1(X_2(\vec{\tau}_k))}{I_0(X_2(\vec{\tau}_k))} \frac{\partial X_2(\vec{\tau}_k)}{\partial \tau}. \quad (17)$$

Выражение (17) описывает временной дискриминатор (ВД) некогерентного приемника двухкомпонентного сигнала ЛОС.

При построении временного дискриминатора вычисление производной в (17) заменяется вычислением конечной разности [2, 3]

$$\frac{\partial X(\vec{\tau}_k)}{\partial \tau} = \frac{X(\vec{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X(\vec{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}, \quad (18)$$

где $\Delta\tau$ – расстройка по задержке.

Кроме того, в (16) вместо истинного значения доплеровского смещения частоты ω_{2k-1} следует использовать оценку $\hat{\omega}_{2k}$, формирующуюся в следующем кольце за частотой сигнала.

Анализ характеристик временного дискриминатора

Рассчитаем дискриминационную характеристику ВД (17)–(18) при большом отношении сигнал-шум. В этом случае $I_1(X)/I_0(X) \approx 1$ и

$$\begin{aligned} M[u_{\text{др},k}] &= U(\varepsilon_r) = \frac{1}{\Delta\tau} M[(X_{\Sigma}(\vec{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X_{\Sigma}(\vec{\tau}_k - \Delta\tau/2)) + (X_{\Delta}(\vec{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X_{\Delta}(\vec{\tau}_k - \Delta\tau/2)) + \\ &+ (X_1(\vec{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X_1(\vec{\tau}_k - \Delta\tau/2)) + (X_2(\vec{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X_2(\vec{\tau}_k - \Delta\tau/2))] = \\ &= q_{\varepsilon/N_0} T \text{sinc}\left(\frac{\varepsilon_{\omega} T}{2}\right) \left[2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) + (h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) - \right. \\ &- 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + (h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) - (h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) - \\ &- 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) - (h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) + (h_{\text{ин},1} - h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) - \\ &- 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + (h_{\text{ин},1} - h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) + (-h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) - \\ &\left. - 2\bar{\rho}_p(\varepsilon_r + \Delta\tau/2) + (-h_{\text{ин},1} + h_{\text{ин},2})\bar{\rho}_d(\varepsilon_r - \Delta\tau/2) \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

где $\varepsilon_r = \tau - \tilde{\tau}$ – ошибка по задержке; $\varepsilon_{\omega} = \omega_{2k} - \hat{\omega}_{2k}$ – ошибка по доплеровскому смещению частоты; $q_{\varepsilon/N_0} = P_{\varepsilon}/N_0$ – отношение сигнал-шум;

$$\bar{\rho}_p(\varepsilon_r) = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \tilde{h}_{\text{нр},p}(t_{k,i}) \tilde{h}_{\text{нр},p}(t_{k,i} + \varepsilon_r) \tilde{h}_{\text{нр},p}(t_{k,i} + \varepsilon_r) dt \quad (20)$$

– нормированная корреляционная функция огибающей пилотной компоненты сигнала;

$$\bar{\rho}_d(\varepsilon_r) = \frac{1}{T/4} \int_0^{T/2} \tilde{h}_{\text{нр},d}(t_{k,i}) \tilde{h}_{\text{нр},d}(t_{k,i} + \varepsilon_r) dt \quad (21)$$

– нормированная корреляционная функция огибающей информационной компоненты сигнала.

На рис. 3 приведена нормированная дискриминационная характеристика $U_n(\varepsilon_r) = U(\varepsilon_r)\tau_{\varepsilon}$ как функция нормированной ошибки $\varepsilon_{\text{нр}} = \varepsilon_r/\tau_{\varepsilon}$, где $\tau_{\varepsilon} = 1,023$ МГц, при $\Delta\tau = \tau_{\varepsilon}/4$.

$$\text{Крутизна ДХ (19) равна } S_{\text{др}} = \left. \frac{\partial U(\varepsilon_r)}{\partial \varepsilon_r} \right|_{\varepsilon_r=0} = \frac{125}{\tau_{\varepsilon}^2}.$$

Для сравнения рассмотрим ДХ ВД при работе только по пилотной компоненте двухкомпонентного сигнала ЛОС. Для алгоритма фильтрации, основанного на гауссовской аппроксимации АПВ, в этом случае ДХ описывается формулой

$$M[u_{\text{др},k}] = \tilde{U}(\varepsilon_r) = 2q_{\varepsilon/N_0} T \text{sinc}\left(\frac{\varepsilon_{\omega} T}{2}\right) \left[|\bar{\rho}_p(\varepsilon_r - \Delta\tau/2)| - |\bar{\rho}_p(\varepsilon_r + \Delta\tau/2)| \right], \quad (22)$$

а нормированная ДХ $\tilde{U}_n(\varepsilon_\tau) = \tilde{U}(\varepsilon_\tau)\tau_c$ как функция нормированной ошибки $\varepsilon_{nr} = \varepsilon_\tau/\tau_c$, где $\tau_c = 1,023$ МГц, при $\Delta\tau = \tau_c/4$ приведена на рис. 4.

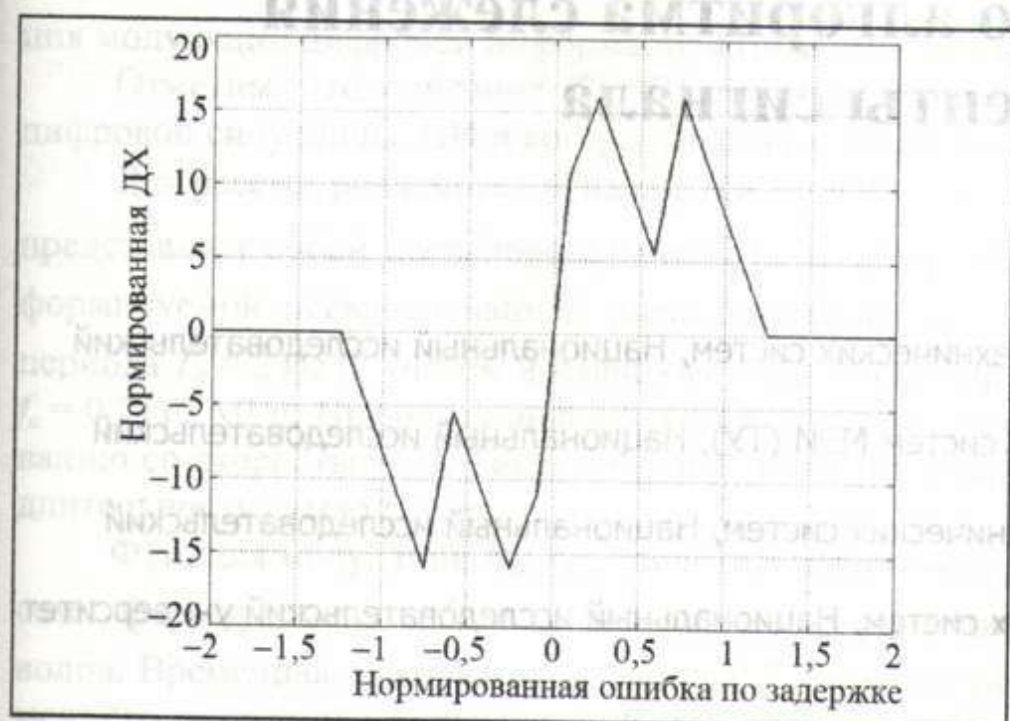


Рис. 3

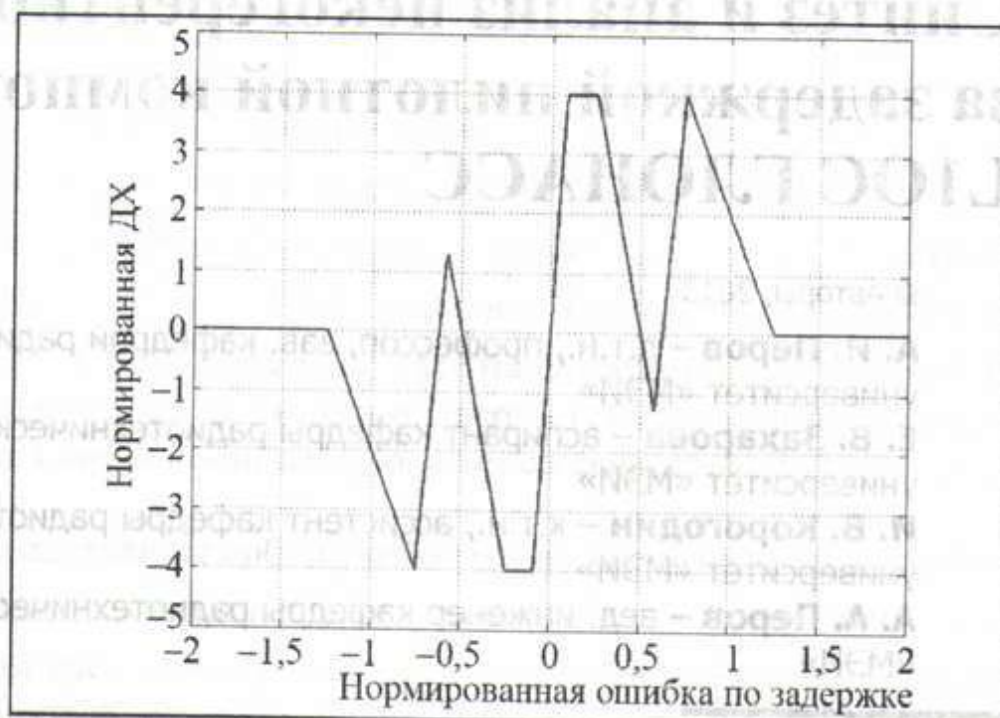


Рис. 4

Крутизна ДХ (22) равна $\tilde{S}_{дг} = \left. \frac{\partial \tilde{U}(\varepsilon_\tau)}{\partial \varepsilon_\tau} \right|_{\varepsilon_\tau=0} = \frac{50}{\tau_c^2}$. Таким образом, крутизна ДХ в 2,5 раза меньше, чем у дискри-

минатора (19). Ширина апертюры ДХ (22) также в 2,5 раза меньше, чем у дискриминатора (19). Кроме того, у ДХ (22) есть побочные точки устойчивого равновесия, что может приводить неоднозначности измерения задержки.

● Проведен синтез некогерентного алгоритма фильтрации задержки двухкомпонентного навигационного сигнала L1OC ГЛОНАСС. Получено выражение, описывающее комплексный временной дискриминатор, содержащий четыре канала обработки. Рассчитана дискриминационная характеристика комплексного временного дискриминатора. Показано, что крутизна дискриминационной характеристики комплексного дискриминатора и ширина его апертюры в 2,5 раза больше, чем аналогичные характеристики при слежении только за пилотной компонентой сигнала.

Статья подготовлена при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 годы».

Литература

1. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Издание 4-е / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
3. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

Поступила 5 июня 2013 г.

Synthesis and analysis of non coherent delay tracking algorithm for two-component L1OC GLONASS signal

© Authors, 2013

A. I. Perov

Perspective signals for GLONASS satellite navigation system with code division are two-components and include pilot and data components. This components have different modulation type and are integrated in single signal using bit time multiplexing method. The best accuracy of navigation definitions can be reached if two signal components are joint processed. In the article synthesis of non coherent time delay tracking algorithm for two-component L1OC GLONASS signal is performed. There is obtained formula for a complex time delay discriminator. Discriminatory characteristic is calculated for this discriminator. It is shown that discriminatory characteristic slope and its aperture are in 2,5 times greater then similar characteristics for delay discriminator constructed for receiving only pilot component of L1OC GLONASS signal. Besides discriminatory characteristic for delay discriminator constructed for receiving only pilot component of L1OC GLONASS signal has subsidiary stable points. This can result in ambiguity for delay estimation.

References

1. Perov A.I. Osnovy' postroeniya sputnikovy'x radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012. 240 s.
2. GLONASS. Principy' postroeniya i funkcionirovaniya. Izdanie 4-e / pod red. A.I. Perova, V.N. Xarisova. M.: Radiotekhnika. 2010. 800 s.
3. Perov A.I. Metody' i algoritmy' optimal'nogo priema signalov v apparature potrebitelej sputnikovy'x radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012. 240 s.