

Синтез и анализ когерентного алгоритма слежения за задержкой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах

© Авторы, 2013

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2013

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

Проведен синтез квазиоптимального алгоритма слежения за задержкой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах с использованием метода дополнительной переменной. Получены выражения для дискриминационных и флуктуационных характеристик дискриминаторов по задержке дальномерного кода и по дополнительной переменной.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителя, оценка задержки, точность.

Synthesis of coherent time delay tracking algorithm for L1OC GLONASS signal using subcarrier processing and additional variable method is performed. There is obtained formula for tow time delay discriminators.

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

Введение

С 2012 г. в Российской Федерации действует федеральная целевая программа «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 годы», в соответствии с которой с КА ГЛОНАСС-K2, начиная с 2014 г., будут излучаться новые сигналы ГЛОНАСС с кодовым разделением. В частотных диапазонах L1, L2 сигналы открытого доступа 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 имеет модуляцию на поднесущих частотах ВОС(1,1). Слежение за сигналами с ВОС-модуляцией имеет ряд особенностей, обусловленных наличием у корреляционной функции огибающей нескольких экстремумов. Синтезу алгоритмов слежения за задержкой сигналов с ВОС-модуляцией посвящен ряд статей, например [2–4]. В одном из подходов, рассматриваются алгоритмы обработки принятого сигнала на поднесущих частотах. В [4] синтезирован квазиоптимальный алгоритм слежения за задержкой сигнала при некогерентной обработке сигнала в приемнике. Цель работы – синтез и анализ аналогичного алгоритма при когерентной обработке сигнала L1OC в приемнике.

Постановка задачи синтеза

Структура сигнала L1OC с кодовым разделением описана, например, в [1, 4]. 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 .

Оценки фильтруемого процесса τ_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 $s(t_{k,i}, \tau_k)$ L1OC запишем в виде

$$s(t_{k,i}, \tau_k) = s_p(t_{k,i}, \tau_k) \otimes s_d(t_{k,i}, \tau_k), \quad (2)$$

где знак \otimes обозначает операцию побитного временного мультиплексирования;

$$s_p(t_{k,i}, \tau_k) = Ah_{\text{лк},p}(t_{k,i} - \tau_k) \times h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}) \quad (3)$$

– пилотная составляющая сигнала;

$$s_d(t_{k,i}, \tau_k) = Ah_{\text{лк},d}(t_{k,i} - \tau_k) \times h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}) \quad (4)$$

– информационная составляющая сигнала; $h_{\text{лк},p}(t_{k,i})$, $h_{\text{лк},d}(t_{k,i})$ – функции модуляции дальномерными кодами пилотной и информационной составляющих; $h_{\text{лс}}(t_{k,i}) =$

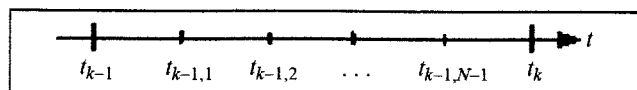


Рис. 1

$= \text{sign}(\sin(2\pi f_s))$ – функция модуляции цифровой синусоидой; $h_{\text{ши}}(t_{k,i})$ – функция модуляции цифровой информацией (навигационным сообщением).

Для проведения синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации задержки по пилотной компоненте мультиплексированный по времени сигнал (2) представим как сумму двух сигналов

$$s(t_{k,i}, \tau_k) = \tilde{s}_p(t_{k,i}, \lambda_k) + \tilde{s}_d(t_{k,i}), \quad (5)$$

где

$$\tilde{s}_p(t_{k,i}, \tau_k) = A\tilde{h}_{\text{лк},p}(t_{k,i} - \tau_k) \times h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}), \quad (6)$$

$$\tilde{s}_d(t_{k,i}) = A\tilde{h}_{\text{лк},d}(t_{k,i} - \tau_k) \times h_{\text{ши}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}), \quad (7)$$

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

При записи (5) формально полагаем, что информационная компонента не зависит от оцениваемого параметра λ_k .

С учетом (5) наблюдения (1) могут быть записаны в виде

$$y_{k,i} = \tilde{s}_p(t_{k,i}, \tau_k) + \tilde{s}_d(t_{k,i}) + n_{k,i}. \quad (8)$$

Поставим задачу синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации задержки τ_k при обработке только пилотной компоненты $\tilde{s}_p(t_{k,i}, \tau_k)$ сигнала.

Синтез квазиоптимального алгоритма фильтрации задержки

При синтезе квазиоптимального алгоритма фильтрации задержки будем полагать, что в приемнике автономно оцениваются фаза и доплеровское смещение частот сигнала, т.е. известны $\hat{\varphi}_{k,i}$ и $\hat{\omega}_k$.

В этом случае модель изменения задержки сигнала можно записать в виде

$$\tau_k = \tau_{k-1} - \hat{\omega}_k T / (2\pi f_0) + \xi_{\tau,k-1}. \quad (9)$$

где f_0 – несущая частота сигнала; $\xi_{\tau,k-1}$ – ДБГШ с дисперсией D_ξ .

Учитывая периодичность поднесущего колебания $\text{sign}(\sin(2\pi f_s))$, апостериорная плотность вероятности (АПВ) задержки имеет многомодальный характер. Для синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации в этих условиях можно использовать метод дополнительной переменной [5]. Введем дополнительную переменную τ_d , которую свяжем с цифровой синусоидой пилотной компоненты сигнала, т.е.

$$\tilde{s}_p(t_{k,i}, \tau_k, \tau_{d,k}) = A\tilde{h}_{\text{лк},p}(t_{k,i} - \tau_k) \times h_{\text{лс}}(t_{k,i} - \tau_{d,k}) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}). \quad (10)$$

При этом будем полагать $\tau_{d,k} = \tau_k$ для любого k . Следовательно, изменение τ_d во времени описывается уравнением, аналогичными (9).

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

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{P}u_k + \mathbf{G}\xi_{\tau,k-1}, \quad (11)$$

где $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{p} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$, $u_k = -\hat{\omega}_k T / (2\pi f_0)$.

В соответствии с методом дополнительной переменной сначала рассматривается АПВ расширенного вектора состояния \mathbf{x} для одного из периодов периодического аргумента с использованием стандартной гауссовской аппроксимации в теории оптимальной фильтрации. Для рассматриваемой постановки задачи алгоритм квазиоптимальной фильтрации вектора \mathbf{x}_k дается следующими уравнениями [1]:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k &= \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{P}u_k + \mathbf{D}_{\mathbf{x},k} \left(\frac{\partial \tilde{F}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T, \\ \tilde{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}}_{k-1}, \\ \tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k} &= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k-1}\mathbf{F}^T + \mathbf{G}D_\xi\mathbf{G}^T, \\ \mathbf{D}_{\mathbf{x},k}^{-1} &= \tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial \tilde{F}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\hat{\mathbf{x}}_k$ – 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;

$$\tilde{F}_k(\mathbf{x}_{k-1}) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^N y_{k-1,i} (\tilde{s}_p(t_{k-1,i}, \mathbf{x}_{k-1}) + \tilde{s}_d(t_{k-1,i})). \quad (13)$$

Преобразуем правую часть уравнения (13)

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_p} y_{k-1,i} \tilde{s}_p(t_{k-1,i}, \mathbf{x}_{k-1}) = \\ &= \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_p} y_{k-1,i} \tilde{h}_{\text{лк},p}(t_{k-1,i} - \tau_{k-1}) \times \\ & \times h_{\text{лс}}(t_{k-1,i} - \tau_{d,k-1}) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi_{k-1,i}). \end{aligned} \quad (14)$$

Заменим в (14) в первом приближении $\text{sign}(\sin(\Omega t_{k-1,l}))$ на $\sin(\Omega t_{k-1,l})$:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) &= A \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \sin(\Omega(t_{k-1,l} - \tau_{d,k-1})) \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l}). \end{aligned} \quad (15)$$

Введем переменные $\omega_{\text{п}1} = \omega_{\text{п}} + \Omega$, $\omega_{\text{п}2} = \omega_{\text{п}} - \Omega$, и запишем (15) в виде

$$\begin{aligned} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) &= 0,5 A \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times (\sin(\omega_{\text{п}1} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l} - \Omega \tau_{d,k-1}) - \\ &- \sin(\omega_{\text{п}2} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l} + \Omega \tau_{d,k-1})). \end{aligned} \quad (16)$$

С учетом (16) запишем экспоненту в (14) в форме

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) = \\ &= \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \sin(\omega_{\text{п}1} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l} - \Omega \tau_{d,k-1}) - \\ &- \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \sin(\omega_{\text{п}2} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l} + \Omega \tau_{d,k-1}). \end{aligned} \quad (17)$$

Используя тригонометрические преобразования, представим (17) в виде

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) = \\ &= (Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) - Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})) \cos(\Omega \tau_{k-1}) - \\ &- (I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) + I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})) \sin(\Omega \tau_{k-1}), \end{aligned} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) &= \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \cos(\omega_{\text{п}1} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l}), \\ Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) &= \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \sin(\omega_{\text{п}1} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l}), \\ I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}) &= \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \cos(\omega_{\text{п}2} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l}), \\ Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}) &= \frac{A}{2\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1}) \times \\ &\times \sin(\omega_{\text{п}2} t_{k-1,l} + \varphi_{k-1,l}). \end{aligned} \quad (19)$$

Формулы (19) описывают корреляторы, обрабатывающие входной сигнал на поднесущих частотах $\omega_{\text{п}1}$ и $\omega_{\text{п}2}$.

Запишем выражение

$$\begin{aligned} X_k^2(\tau_{k-1}) &= (Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) - Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}))^2 + \\ &+ (I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) + I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}))^2, \end{aligned} \quad (20)$$

и представим (18) в виде

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) = X_k(\tau_{k-1}) \times \\ &\times \left(\frac{Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) - Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})}{X_k(\tau_{k-1})} \cos(\Omega \tau_{d,k-1}) - \right. \\ &\left. - \frac{I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) + I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})}{X_k(\tau_{k-1})} \sin(\Omega \tau_{d,k-1}) \right). \end{aligned} \quad (21)$$

Обозначим

$$\begin{aligned} \cos(\psi(\tau_{k-1})) &= \frac{Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) - Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})}{X_k(\tau_{k-1})}, \\ \sin(\psi(\tau_{k-1})) &= \frac{-(I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) + I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}))}{X_k(\tau_{k-1})}, \\ \text{tg}(\psi(\tau_{k-1})) &= \frac{-(I_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) + I_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1}))}{Q_{\text{п}1,k}(\tau_{k-1}) - Q_{\text{п}2,k}(\tau_{k-1})} \end{aligned} \quad (22)$$

и представим (21) в виде

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) = \\ &= X_k(\tau_{k-1}) \cos(\Omega \tau_{d,k-1} - \psi(\tau_{k-1})). \end{aligned} \quad (23)$$

Рассмотрим дискриминатор по задержке τ и опишем его выражением

$$\begin{aligned} u_{\text{дт},k} &= \frac{\partial}{\partial \tau} \left[\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) \right] \Bigg|_{\tilde{x}_k} \approx \\ &\approx \frac{\partial X_k(\tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \cos(\psi(\tilde{\tau}_k) - \Omega \tilde{\tau}_{d,k}). \end{aligned} \quad (24)$$

При записи (24) сделано допущение о независимости ψ от τ_{k-1} .

Можно рассмотреть упрощенный вариант ВД, если в (24) положить $\cos(\Omega \tau_{k-1} - \psi(\tau_{k-1})) \approx 1$. Тогда дискриминатор по задержке τ описывается более простым выражением

$$u_{\text{дт},k} = \frac{\partial X_k(\tilde{\tau}_k)}{\partial \tau}. \quad (25)$$

В навигационной аппаратуре вычисление производных по τ в (25) заменяется вычислением конечных разностей

$$\frac{\partial X_k(\tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \approx \frac{X_k(\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2) - X_k(\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}. \quad (26)$$

Рассмотрим дискриминатор по переменной τ_d :

$$u_{д\tau_d,k} = \frac{\partial}{\partial \tau_d} \left[\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^{N_p} y_{k-1,l} \tilde{s}_p(t_{k-1,l}, \mathbf{x}_{k-1}) \right] \Bigg|_{\tilde{x}_k} = \quad (27)$$

$$= \Omega X_k(\tilde{\tau}_k) \sin(\psi(\tilde{\tau}_k) - \Omega \tilde{\tau}_{d,k}).$$

Функция (27) – периодическая по τ_d , и ее устойчивые нули соответствуют условию $\psi(\tilde{\tau}_k) - \Omega \tilde{\tau}_{d,k} = 2\pi m$, $m = 0, \pm 1, \dots$, или

$$\hat{\tau}_d = \frac{1}{\Omega} (\psi(\tilde{\tau}_k) - 2\pi m) = \hat{\tau}_{d0} + T_\Omega m, \quad (28)$$

где $T_\Omega = 2\pi/\Omega$ – период колебания поднесущей частоты; $\tilde{\tau}_{d0} = \psi(\tilde{\tau}_k)/\Omega$.

Формула (28) зависит от параметра m , определяющего неоднозначность оценки. Для устранения этой неоднозначности в методе дополнительной переменной [5] предложен алгоритм оценивания данного параметра в виде

$$\hat{m} = \arg \left(\min_m (|\hat{\tau} - \hat{\tau}_d|) \right) = \arg \left(\min_m (|\hat{\tau} - (\hat{\tau}_{d0} + T_\Omega m)|) \right).$$

Для итоговой оценки задержки $\hat{\tau}_n$ справедливо выражение

$$\hat{\tau}_n = \hat{\tau}_{d0}(\hat{\tau}) + \hat{m} T_\Omega. \quad (29)$$

Анализ дискриминационных характеристик

Основная особенность синтезированного алгоритма фильтрации задержки заключается во временных дискриминаторах (25), (27). Поэтому проанализируем их характеристики.

Рассчитаем математические ожидания корреляционных сумм (19)

$$M[I_{n1,k}] = \frac{AT}{8} \rho_p(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\varphi - \Omega \tau_{d,k}),$$

$$M[Q_{n1,k}] = \bar{Q}_{n1,k} = \frac{AT}{8} \rho_p(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\varphi - \Omega \tau_{d,k}),$$

$$M[I_{n2,k}] = \bar{I}_{n2,k} = \frac{-AT}{8} \rho_p(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\varphi + \Omega \tau_{d,k}),$$

$$M[Q_{n2,k}] = \bar{Q}_{n2,k} = \frac{-AT}{8} \rho_p(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\varphi + \Omega \tau_{d,k}), \quad (30)$$

где

$$\rho_p(\varepsilon_\tau) = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \tilde{h}_{пк,p}(t - \tau_{k-1}) \tilde{h}_{пк,p}(t - \tilde{\tau}_{k-1}) dt$$

– корреляционная функция огибающей пилотной компоненты сигнала.

Среднее значение огибающей (20) равно

$$\bar{X}_k^2 = \frac{A^2 T^2}{16} \rho_p^2(\varepsilon_\tau) \cos^2(\varepsilon_\varphi).$$

Следовательно, можно записать

$$\bar{X}_k(\varepsilon_\tau) = \frac{AT}{4} |\rho_p(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\varphi)|.$$

Дискриминационная характеристика ВД (26) при малых ошибках $\varepsilon_\varphi \approx 0$ имеет вид

$$U_{д\tau}(\varepsilon_\tau) = \frac{AT}{\Delta\tau^2} \left(\left| \rho_p\left(\varepsilon_\tau - \frac{\Delta\tau}{2}\right) \right| - \left| \rho_p\left(\varepsilon_\tau + \frac{\Delta\tau}{2}\right) \right| \right). \quad (31)$$

Дискриминационная характеристика (31) совпадает с ДХ, полученной для ВД, предназначенного для обработки сигнала с модуляцией BPSK(1).

Апертура дискриминационной характеристики $\Delta\tau = \pm 3/2\tau_c$ (± 440 м). Крутизна ДХ равна

$$S_{д\tau} = \frac{AT}{2\tau_c \Delta\tau}. \quad (32)$$

При выводе (31) цифровая синусоида заменялась на обычную синусоиду, что является определенным приближением. Нормированная ДХ с учетом цифровой синусоиды принимаемого сигнала рассчитывалась на ЭВМ и приведена на рис. 2.

Для дисперсии флуктуационной составляющей на выходе дискриминатора можно получить следующее выражение:

$$D_{u_{д\tau}} = \frac{1}{\Delta\tau^2} \left[2 \frac{N_0 T}{8} \cos^2(\Omega \tau_{d,k}) + 2 \frac{N_0 T}{8} \sin^2(\Omega \tau_{d,k}) \right] = \frac{N_0 T}{4 \Delta\tau^2},$$

которое совпадает с формулой для дисперсии флуктуационной составляющей на выходе дискриминатора, работающего по сигналу с модуляцией BPSK(1) [5].



Рис. 2

Рассмотрим дискриминатор по дополнительной переменной (27). Его дискриминационная характеристика описывается формулой

$$U_{д,τ}(ε_τ) ≈ Ω\bar{X}_k \sin(Ωε_τ) = \frac{ΩAT}{4} \left| \rho_p(ε_τ) \cos(ε_φ) \right| \sin(Ωε_τ).$$

При малых ошибках слежения по фазе можно записать приближенное выражение

$$U_{д,τ_d}(ε_τ) ≈ \frac{ΩAT}{4} \left| 1 - \frac{|ε_τ|}{τ_c} \right| \sin(Ωε_τ) = \frac{ΩAT}{4} \left| 1 - \frac{|ε_τ|}{τ_c} \right| \sin\left(2π \frac{ε_τ}{τ_c}\right).$$

Нормированная ДХ $U_n(ε_τ) = U_{д,τ_d}(ε_τ) / (AT / (4τ_c))$ приведена на рис. 3, где нормированная ошибка по задержке $ε_{τн} = ε_τ / τ_c$. Апертура ДХ равна $Δτ = ±0,555τ_c$ ($±163$ м). Крутизна ДХ равна

$$S_{д,τ} = \frac{AT}{2Δτ} (1 + 2π^2). \quad (33)$$

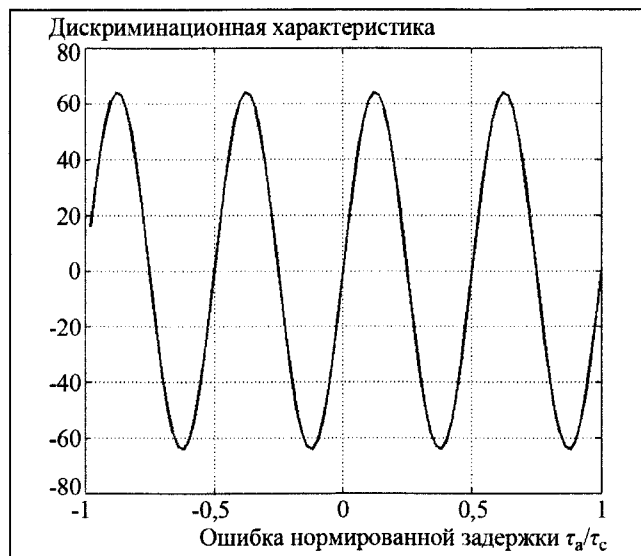


Рис. 3

Как видно из (33) и рис. 3 крутизна ДХ у ВД по дополнительной переменной (27) примерно в 20 раз больше, чем у ВД по задержке дальномерного кода (26).

Дисперсия флуктуационной компоненты по дополнительной переменной определяется формулой

● Таким образом, синтезирован квазиоптимальный алгоритм фильтрации задержки сигнала с ВОС(1,1) модуляцией с обработкой на поднесущих частотах с использованием метода дополнительной переменной и поддержкой следящей системы за задержкой оценкой доплеровского смещения частоты. Рассчитаны дискриминационные и флуктуационные характеристики дискриминаторов по задержке дальномерного кода и по дополнительной переменной. Показано, что дискриминатор по дополнительной переменной имеет большую крутизну и меньшую апертуру дискриминационной характеристики, чем дискриминатор по задержке дальномерного кода, что в итоге обеспечивает более точную итоговую оценку задержки 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. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
2. Fante R.L. *Unambiguous Tracker for GPS Binary-Offset-Carrier Signals* // Proceedings of the 59th Annual Meeting of The Institute of Navigation and CIGTF 22nd Guidance Test Symposium. 23–25 June. Albuquerque, NM. The Institute of Navigation. 2003. P. 141–145.
3. *Hodgart M.S., Blunt P.D. The Optimal Dual Estimate Solution for Robust Tracking of Binary Offset Carrier (BOC) Modulation* // ON GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division. 25–28 September, 2007.
4. *Перов А.И., Захарова Е.В., Корогодин И.В., Перов А.А. Синтез и анализ когерентного алгоритма слежения за задержкой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС* // Радиотехника. 2013. № 7. С. 90–96.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.

Поступила 1 октября 2013 г.

Synthesis and analysis of coherent delay tracking algorithm for pilot component L1OC GLONASS signal using subcarrier processing

© Authors, 2013
© Radiotekhnika, 2013

A.I. Perov – Dr. Sci. (Eng.), professor, National Research University “MPEI”

Using orthogonal decomposition of amplitude-phase distribution of the fields of linear and planar aperture antennas it is proposed to introduce the term «standard» distortion of antennas patterns in the far zone. It is shown that the orthogonal phase perturbations of

fields in antennas apertures of arbitrary form possess the properties of own functions of an integral operator (integral of Kirchhoff) converting fields from the antenna aperture in the appropriate orthogonal fields in the far zone. Mutually orthogonal phase perturbations of the field in the aperture allow, for example, to stabilize the orientation of the main maximum of the pattern in the given direction. There are identified the local zones in antenna apertures, phase perturbations in which have the greatest influence on the formation of different orthogonal harmonic of resulting phase distribution.

This approach can be used to generate failures in patterns not only of the phase-amplitude distributions, which have the possibility of installing the various laws of phasing, but also for the control of patterns of mirror parabolic antennas. In article it is shown that for this purpose there are used passive diffusers, which subsequently can be matched with controlled phasing elements.

In this article there are formulated the further directions of development of these methods.

References

1. Osnovy' postroeniya sputnikovy'x radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012. 240 s.
2. Fante R.L. Unambiguous Tracker for GPS Binary-Offset-Carrier Signals // Proceedings of the 59th Annual Meeting of The Institute of Navigation and CIGTF 22nd Guidance Test Symposium. 23–25 June. Albuquerque, NM. The Institute of Navigation. 2003. P. 141–145.
3. Hodgart M.S., Blunt P.D. The Optimal Dual Estimate Solution for Robust Tracking of Binary Offset Carrier (BOC) Modulation // ON GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division. 25–28 September, 2007.
4. Perov A.I., Zaxarova E.V., Korogodin I.V., Perov A.A. Sintez i analiz kogerentnogo algoritma slezheniya za zaderzhkoj pilotnoj komponenty' signala L1OC GLONASS // Radiotekhnika. 2013. № 7. S. 90–96.
5. GLONASS. Principy' postroeniya i funkcionirovaniya. Izd. 4-e / pod red. A.I. Perova, V.N. Xarisova. M.: Radiotekhnika. 2010. 800 s.