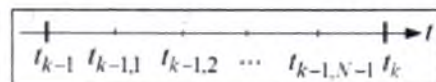


Анализ алгоритмов слежения за сигналами ГЛОНАСС с кодовым разделением L1OC в перспективной беззапросной измерительной системе

© А. И. Перов, Е. В. Захарова

В перспективной системе ГЛОНАСС планируется излучение сигналов с кодовым разделением: в частотном диапазоне L1 будут излучаться двухкомпонентные сигналы L1OC, содержащие пилотную L1OCp и информационную L1OCd компоненты. Информационная компонента данного сигнала имеет стандартную бинарную модуляцию (BPSK), а пилотная компонента – модуляцию на поднесущих частотах ВОС(1,1). Структура сигнала L1OC с кодовым разделением описана в [1, 2].

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



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

где $t_{k,i} = kT + iT_d$; $T = NT_d$ – шаг дискретной обработки в контуре следящей системы; T_d – период дискретизации в АЦП; $\lambda_k = [\tau_k \ \varphi_k]$ – параметры сигнала, за которыми ведется слежение; $n_{k,i}$ – дискретный белый гауссовский шум (ДБГШ) с дисперсией σ_n^2 .

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

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

где знак \otimes обозначает операцию побитного временного мультиплексирования;

$$s_p(t_{k,i}, \lambda_k) = Ah_{\text{дк},p}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{ис}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}) \tag{3}$$

– пилотная составляющая сигнала;

$$s_d(t_{k,i}, \lambda_k) = Ah_{\text{дк},d}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{ин}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}) \tag{4}$$

– информационная составляющая сигнала; $h_{\text{дк},p}(t_{k,i}), h_{\text{дк},d}(t_{k,i})$ – функции модуляции дальномерными кодами пилотной и информационной составляющих; $h_{\text{ис}}(t_{k,i}) = \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$ – функция модуляции цифровой синусоидой; $h_{\text{ин}}(t_{k,i})$ – функция модуляции цифровой информацией (навигационным сообщением).

Для проведения синтеза алгоритмов фильтрации параметра λ_k мультиплексированный по времени сигнал (2) представим как сумму двух сигналов

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

$$\tilde{s}_p(t_{k,i}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{ис}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}), \tag{6}$$

$$\tilde{s}_d(t_{k,i}, \lambda_k) = A\tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k,i} - \tau_k) h_{\text{ин}}(t_{k,i} - \tau_k) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}). \tag{7}$$

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

следовательность, получающаяся из последовательности $h_{\text{дк},p}(t_{k,i})$ путем представления каждого символа в виде двух полусимволов, значение первого из которых полагается равным нулю, а значение второго полусимвола равно значению соответствующего символа $h_{\text{дк},p}(t_{k,i})$.

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

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

Компонента $\tilde{s}_d(t_{k,i}, \lambda_k)$, которая представляет собой стандартный однокомпонентный сигнал с модуляцией периодическим дальномерным кодом $\tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k,i} - \tau_k)$ (с периодом 2 мс) и ЦИ $h_{\text{ци}}(t_{k,i} - \tau_k)$ с длительностью символа 4 мс. Компонента $\tilde{s}_p(t_{k,i}, \lambda_k)$ – однокомпонентный сигнал с модуляцией периодическим дальномерным кодом $\tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k,i} - \tau_k)$ (с периодом 8 мс).

Алгоритм слежения за фазой информационной компоненты описывается формулами

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_k &= \tilde{\varphi}_k + K_1 u_{\text{дф},k}, \quad \tilde{\varphi}_k = \hat{\varphi}_{k-1} + T_1 \hat{\omega}_{\text{д},k-1}, \quad \hat{\omega}_{\text{д},k} = \tilde{\omega}_{\text{д},k} + K_2 u_{\text{дф},k}, \quad \tilde{\omega}_{\text{д},k} = \hat{\omega}_{\text{д},k-1} + T_1 \hat{\nu}_{k-1}, \\ \hat{\nu}_k &= \hat{\nu}_{k-1} + K_3 u_{\text{дф},k}, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$u_{\text{дф},k} = -Q_{\text{дп},k} \text{sign}(I_{\text{дп},k}), \quad (10)$$

$$I_{\text{дп},k} = \sum_{l=1}^{N_d} y(t_{k-1,l}) \tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l}) T_d,$$

$$Q_{\text{дп},k} = \sum_{l=1}^{N_d} y(t_{k-1,l}) \tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l}) T_d,$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0, \\ -1, & x < 0, \end{cases} \quad N_d T_d = T_1 = 2 \text{ мс}, \quad \tilde{\varphi}_{k-1,l} = \hat{\varphi}_{k-1} + l T_d \hat{\omega}_{\text{д},k-1}.$$

Алгоритм слежения за задержкой информационной компоненты описывается формулами

$$\hat{\tau}_k = \tilde{\tau}_k + K u_{\text{дт},k}, \quad (11)$$

$$\tilde{\tau}_k = \hat{\tau}_{k-1} - \tilde{\omega}_k T_1 / (2\pi f_n), \quad (12)$$

где

$$u_{\text{дт},k} = (I_{\text{дЕ},k} - I_{\text{дЛ},k}) \text{sign}(I_{\text{дп},k}), \quad (13)$$

$$I_{\text{дЕ},k} = \sum_{l=1}^{N_d} y(t_{k-1,l}) \tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)) \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l}) T_d,$$

$$I_{\text{дЛ},k} = \sum_{l=1}^{N_d} y(t_{k-1,l}) \tilde{h}_{\text{дк},d}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)) \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l}) T_d$$

– соответственно опережающая и запаздывающая компоненты.

Алгоритм слежения за фазой пилотной компоненты имеет вид, аналогичный (9), но работает с темпом $N_p T_d = T_2 = 8$ мс и в котором фазовый дискриминатор описывается выражением

$$u_{\text{дф},k} = -Q_{\text{пп},k}, \quad (14)$$

где

$$Q_{\text{пп},k} = \sum_{l=1}^{N_p} y(t_{k-1,l}) \tilde{h}_{\text{дк},p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k) h_{\text{ци}}(t_{k,l} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l}). \quad (15)$$

Алгоритм слежения за задержкой пилотной компоненты имеет вид, аналогичный (11)–(12), но работает с темпом $N_p T_d = T_2 = 8$ мс и в котором временной дискриминатор описывается выражением

$$u_{д\tau,k} = c(I_{pE,k} - I_{pL,k}), \quad (16)$$

$$I_{pE,k} = \sum_{l=1}^{N_p} y(t_{k-1,l}) h_{BOC}(t_{k-1,l} - (\hat{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + (l-1)T_d \hat{\omega}_{k-1} + \hat{\varphi}_{k-1}),$$

$$I_{pL,k} = \sum_{l=1}^{N_p} y(t_{k-1,l}) h_{BOC}(t_{k-1,l} - (\hat{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + (l-1)T_d \hat{\omega}_{k-1} + \hat{\varphi}_{k-1}),$$

$$h_{BOC}(t_{k-1,l} - \hat{\tau}_k) = \tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l} - \hat{\tau}_k) h_{лс}(t_{k,l} - \hat{\tau}_k).$$

Алгоритм совместного слежения за фазой двухкомпонентного сигнала имеет вид, аналогичный (9), но работает с темпом $N_p T_d = T_2 = 8$ мс и в котором фазовый дискриминатор описывается выражением (полагая отношение с/ш $\tilde{q}_{c/n_0} \tilde{T} \geq 2$)

$$\tilde{u}_{д\varphi,k} = -\text{sign}(I_{dP1,k}(\tilde{\varphi}_{1,k})) Q_{dP1,k}(\tilde{\varphi}_{1,k}) - \text{sign}(I_{dP2,k}(\tilde{\varphi}_{2,k})) Q_{dP2,k}(\tilde{\varphi}_{2,k}) - Q_{pP,k}(\tilde{\varphi}_k). \quad (17)$$

Алгоритм слежения за задержкой пилотной компоненты имеет вид, аналогичный (11)–(12), но работает с темпом $N_p T_d = T_2 = 8$ мс и в котором временной дискриминатор описывается выражением

$$u_{д\tau,k} = (I_{dE1,k} - I_{dL1,k}) \text{sign}(I_{dP1,k}) + (I_{dE2,k} - I_{dL2,k}) \text{sign}(I_{dP2,k}) + (I_{pE,k} - I_{pL,k}). \quad (18)$$

Особенностью работы беззапросной измерительной системы является то, что она стационарна и в ней используется опорный генератор с низким уровнем фазовых шумов. Учет этих факторов позволил использовать полосу пропускания следящей системы за фазой сигнала $\Delta f_{ССФ} = 1,5$ Гц, и полосу пропускания следящей системы за задержкой сигнала $\Delta f_{ССЗ} = 0,1$ Гц.

Исследование характеристик следящих систем проводилось моделированием на ЭВМ. На рис. 2–4 для примера показаны ошибки слежения за псевдофазой, псевдодоплеровской частоте и псевдодальности при $\tilde{q}_{c/n_0} = 40$ дБГц. Результаты моделирования по среднеквадратическим ошибкам оценок указанных параметров при использовании различных алгоритмов, описанных выше, приведены в табл. 1.

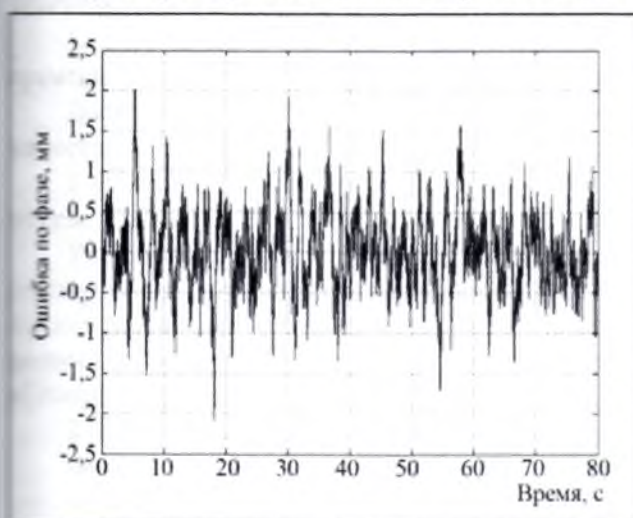


Рис. 2. График ошибок слежения за псевдофазой

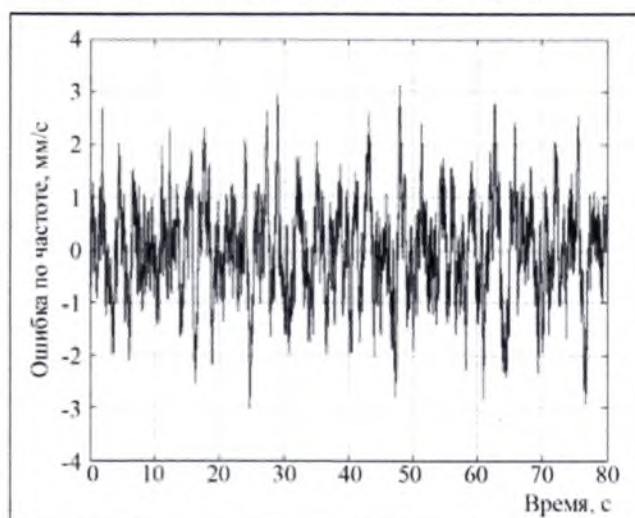


Рис. 3. График ошибок слежения на псевдодоплеровской частоте

Таблица 1. Достижимые характеристики точности

Тип сигнала	СКО оценки псевдодальности, м	СКО оценки псевдофазы, мм	СКО оценки псевдоскорости, мм/с
L1OF	0,66	0,4	0,75
L1SF	0,07	0,41	0,78
L1OCd, L2OCd	0,25	0,49	0,88
L1OCp, L2OCp	0,18	0,53	1,1
L1OC, L2OC	0,08	0,51	0,94

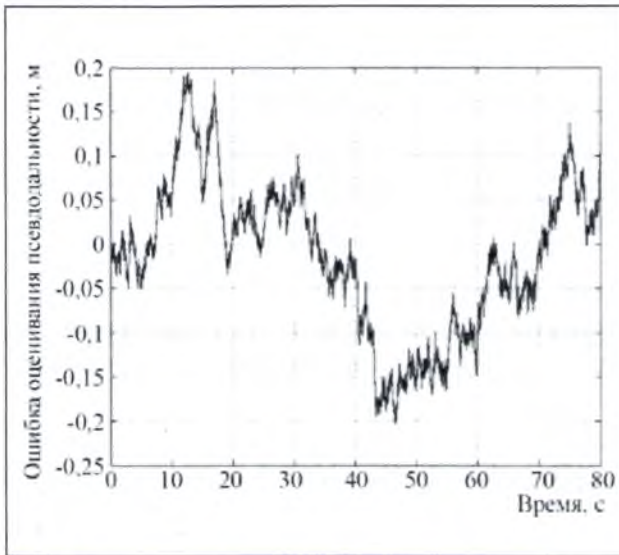


Рис. 4. График ошибок слежения на псевдодальности

В табл. 2 значения помехоустойчивости (ПУ) навигационного приемника, при работе по сигналам с частотным разделением открытого (L1OF) и санкционированного (L1SF) доступа и сигналу L1OCp.

Таблица 2. Помехоустойчивость НАП при работе по различным навигационным сигналам

Тип сигнала	ПУ НАП, дБ	
	при $\Delta f_{\text{ССФ}} = 10$ Гц	при $\Delta f_{\text{ССФ}} = 2$ Гц
L1OF	36	40
L1SF	46	50
L1OCp	46	53

Из приведенных результатов моделирования следует, что использование сигналов L1OC с кодовым разделением ГЛОНАСС позволяет существенно улучшить характеристики точности и помехоустойчивости по сравнению с использованием сигналов ГЛОНАСС открытого доступа с частотным разделением.

Литература

1. Перов А. И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012.
2. 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.