

Квазиоптимальный прием спутниковых навигационных сигналов с разной интенсивностью в локальных радионавигационных системах

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

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

А.Ю. Устинов – аспирант, кафедра радиотехнических систем, «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Синтезирован алгоритм квазиоптимальной системы фильтрации, позволяющий при приеме смеси сигналов с разной интенсивностью компенсировать влияние сигнала с большей интенсивностью на характеристики приема сигнала с меньшей интенсивностью. Приведены результаты имитационного моделирования квазиоптимальной системы фильтрации, иллюстрирующие ее эффективность.

Ключевые слова: алгоритм квазиоптимальной системы фильтрации, интенсивность сигналов, спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, псевдоспутники.

There are synthesized a quasi-optimal filtration algorithm that makes it possible to compensate an influence of greater power signals on lower power signals receiving characteristics when receiving navigation signals collection with different powers. Simulation results of synthesized quasi-optimal filtration algorithm are given that illustrate its efficiency.

Keywords: quasi-optimal filtering algorithm, different powers, local navigation systems, consumer equipment, pseudolites.

Глобальные радионавигационные спутниковые системы (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS находят широкое применение в различных сферах жизнедеятельности человека, обеспечивая высокие точностные характеристики определения координат потребителя. Однако в условиях сложной электромагнитной обстановки точность определения координат может существенно ухудшаться. Для поддержания высокой точности определения координат в локальном регионе в дополнение к ГНСС могут разворачиваться локальные наземные радионавигационные системы (ЛНС) на базе псевдоспутников, в которых для лучшей совместимости с ГНСС могут использоваться радиосигналы, аналогичные радиосигналам ГНСС, например, сигналы ГНСС GPS на несущей частоте 1575,42 МГц [1–4]. При размещении на Земле (или вышках) псевдоспутник обеспечивает дальность действия 30...40 км. Особенностью применения ЛНС на базе псевдоспутников является большой динамический диапазон мощности сигнала на входе приемника, который может составлять 40 дБ и более. Для сигналов ГНСС GPS с C/A-кодом кодовое разделение сигналов обеспечивает снижение уровня взаимной помехи только на минус ~ 28 дБ (по мощности). Поэтому превышение мощности одного из сигналов ЛНС над другим на 30 дБ и более приводит к существенному ухудшению точности определения псевдодальности в канале обработки слабого сигнала, вплоть до срыва слежения. Улучшить характеристики слежения за слабым сигналом в этом случае можно за счет изменения алгоритмов обработки сигналов.

Ц е л ь р а б о т ы – провести синтез и анализ алгоритма квазиоптимальной системы фильтрации, позволяющего компенсировать взаимовлияние сигналов разной интенсивности.

Постановка задачи синтеза

На вход системы цифровой обработки навигационного приемника в дискретные моменты времени t_j , определенные на шкале времени приемника (рис. 1) и следующие с шагом дискретизации T_d , поступает аддитивная смесь n навигационных сигналов и внутреннего шума приемника

$$y_j = \sum_{i=1}^n s_i(t_j, \lambda_j) + n_j, \quad (1)$$

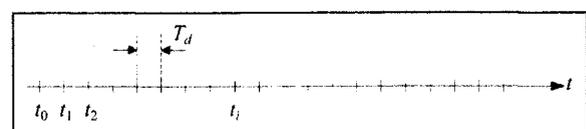


Рис. 1. Шкала времени приемника

где n_j – дискретный белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2T_d}$ (N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника).

Навигационный сигнал описывается формулой

$$s_i(t_j, \lambda_{i,j}) = A_i h_{\text{мод},i}(t_j - \tau_{i,j}) \cos(\omega_0 t_j + \vartheta_{i,j} \pi + \varphi_{i,j}), \quad (2)$$

где ω_0 – несущая частота навигационных сигналов, которая полагается единой для всех НС; A_i – амплитуда сигнала i -го НС; $\tau_{i,j}$, $\varphi_{i,j}$ – задержка и фаза сигнала i -го НС в момент времени t_j ; $\vartheta_{i,j}$ – значение символа навигационного сообщения сигнала i -го НС в момент времени t_j ; $\lambda_{i,j} = [\tau_{i,j} \quad \varphi_{i,j}]^T$ – вектор оцениваемых (информативных) параметров сигнала i -го НС в момент времени t_j ; $h_{\text{мод},i}(t_j)$ – функция модуляции i -го НС, которую будем полагать периодической псевдослучайной последовательностью (ПСП) (модуляция BPSK(1)) с периодом T . Данную ПСП принято называть дальномерным кодом (ДК).

Для отображения периодической функции $h_{\text{мод},i}(t_j)$ на шкале времени введем двойную индексацию (рис. 2), определив тактовые моменты времени t_k , которые совпадают с началом формирования первого символа периодического ДК, а моменты времени, лежащие внутри временного интервала $[t_k, t_{k+1}]$, будем обозначать $t_{k,l}$, $l = \overline{1, N}$. Таким образом, полагаем, что $t_{k+1} - t_k = T$ и $T = NT_d$.

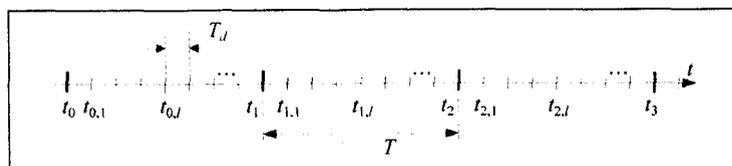


Рис. 2. Шкала времени приемника с двойной индексацией

В качестве модели изменения вектора оцениваемых параметров λ_i сигнала i -го НС примем следующую модель: задержка τ_i внутри каждого временного интервала (t_k, t_{k+1}) не меняется, а на границах временных интервалов происходит ее изменение в соответствии с алгоритмом

$$\tau_{i,k+1} = \tau_{i,k} + T v_{\tau,i,k}, \quad v_{\tau,i,k+1} = v_{\tau,i,k} + \xi_{\tau,i,k}, \quad (3)$$

где $\xi_{\tau,i,k}$ – дискретный белый гауссовский шум (ДБГШ) с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D_{\xi_{\tau}}$.

Задержка φ_i внутри каждого временного интервала (t_k, t_{k+1}) меняется линейно:

$$\varphi_{i,k,l} = \varphi_{i,k} + T_d \omega_{\varphi,i,k}, \quad (4)$$

а на границах временных интервалов происходит ее изменение в соответствии с алгоритмом

$$\omega_{\varphi,i,k+1} = \omega_{\varphi,i,k} + T v_{\varphi,i,k}, \quad v_{\varphi,i,k+1} = v_{\varphi,i,k} + \xi_{\varphi,i,k}, \quad (5)$$

где $\xi_{\varphi,i,k}$ – ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D_{\xi_{\varphi}}$.

Ставится задача синтеза оптимальной системы совместной фильтрации параметров $\lambda_{i,k}$ в тактовые моменты времени t_k по наблюдениям (1) при известных значениях амплитуд принимаемых сигналов A_i , $i = \overline{1, n}$.

Синтез квазиоптимальной системы фильтрации

Введем векторы состояний $\mathbf{x}_{\tau,i;k} = \begin{bmatrix} \tau_{i,k} & \nu_{\tau,i;k} \end{bmatrix}^T$ и $\mathbf{x}_{\varphi,i;k} = \begin{bmatrix} \varphi_{i,k} & \omega_{\varphi,i;k} & \nu_{i,k} \end{bmatrix}^T$, которые подлежат фильтрации. В рассматриваемой задаче на интервале времени $[t_k, t_{k,N-1}]$ наблюдения $Y_k^{k,N-1} = \{y_{k,1}, y_{k,2}, \dots, y_{k,N-1}\}$ зависят от значений векторов состояния $\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}$, соответствующих моменту времени t_k . Поэтому по наблюдениям $Y_0^{k,N-1} = \{Y_0^{0,N-1}, Y_1^{1,N-1}, \dots, Y_k^{k,N-1}\}$ возможно формирование оценок $\hat{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \hat{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}$, также определенных для момента времени t_k . Тогда, следуя теории оптимальной фильтрации [5], для синтеза оптимальных оценок необходимо рассмотреть апостериорную плотность вероятности (АПВ) $p(\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n} | Y_0^{k,N-1})$.

Возьмем некоторое конкретное значение i , например $i = p$, и представим указанную АПВ в виде

$$p(\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n} | Y_0^{k,N-1}) = p(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | \mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p; Y_0^{k,N-1}) \times p(\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p | Y_0^{k,N-1}). \tag{6}$$

Используем следующую методику дальнейшего синтеза. Основываясь на методе скользящей фильтрации [5], будем искать оценки векторов состояния $\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k}$, которые максимизируют условную АПВ $p(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k}, A_p | \mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p; Y_0^{k,N-1})$, входящую в правую часть равенства (6). В полученной в результате решения такой задачи системе фильтрации вместо фиксированных значений параметров $\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p$ будем использовать их оценки, которые максимизируют АПВ $p(\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p | Y_0^{k,N-1})$, входящую в правую часть равенства (6). Такую процедуру повторим для каждого значения $p = \overline{1, n}$.

Рассмотрим условную АПВ $p(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | \mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p; Y_0^{k,N-1})$. В этом случае наблюдения (1) с использованием двойной индексации времени запишем в виде

$$y_{k,l} = s_p(t_{k,l}, \mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k}, \mathcal{G}_{p;k}) + \sum_{i=1; i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, \mathcal{G}_{i;k}) + n_{k,l}. \tag{7}$$

При рассмотрении условной АПВ второе слагаемое в правой части (7) является детерминированной функцией с фиксированными значениями параметров $\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, A_i, i = \overline{1, n}, i \neq p$.

Для сокращения записи введем обозначение

$$p(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | \mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}, i \neq p; Y_0^{k,N-1}) \triangleq \tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1}).$$

Рассматривая АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k}, A_p | Y_0^{k,N-1})$, опять воспользуемся описанной выше методикой.

Представим АПВ в виде

$$\tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1}) = \tilde{p}(\mathbf{x}_{\varphi,p;k} | \mathbf{x}_{\tau,p;k}; Y_0^{k,N-1}) \tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k} | Y_0^{k,N-1}) \tag{8}$$

и

$$\tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k}, \mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1}) = \tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k} | \mathbf{x}_{\varphi,p;k}; Y_0^{k,N-1}) \tilde{p}(\mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1}). \tag{9}$$

Для синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации фазы сигнала p -го НС используем представление (8), в котором, как и выше, основываясь на методе скользящей фильтрации, будем искать сначала оценку вектора состояния $\mathbf{x}_{\varphi,p;k}$, которая максимизирует условную АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\varphi,p;k} | \mathbf{x}_{\tau,p;k}; Y_0^{k,N-1})$, входящую в правую часть равенства (8). В полученной в результате решения такой задачи системе фильтрации вместо фиксированных значений параметров $\mathbf{x}_{\tau,p;k}$ будем использовать их оценки, которые максимизируют АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k} | Y_0^{k,N-1})$, входящей в правую часть равенства (8).

Для синтеза квазиоптимального алгоритма фильтрации задержки сигнала p -го НС используем представление (9), в котором, как и выше, основываясь на методе скользящей фильтрации, будем искать сначала оценку вектора состояния $\mathbf{x}_{\tau,p;k}$, которая максимизирует условную АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\tau,p;k} | \mathbf{x}_{\varphi,p;k}; Y_0^{k,N-1})$, входящую в правую часть равенства (9). В полученной в результате решения такой задачи системе фильтрации вместо фиксированных значений параметров $\mathbf{x}_{\varphi,p;k}$ будем использовать их оценки, которые максимизируют АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1})$, входящую в правую часть равенства (9).

Рассмотрим синтез квазиоптимальной системы фильтрации фазы сигнала p -го НС с использованием АПВ $\tilde{p}(\mathbf{x}_{\varphi,p;k} | Y_0^{k,N-1})$. В гауссовском приближении оценка вектора состояния определяется следующим образом [5]:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k} = \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k} + \mathbf{D}_{\varphi,p;k} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T, \quad \mathbf{D}_{\varphi,p;k}^{-1} = \left(\mathbf{F}_{\varphi} \mathbf{D}_{\varphi,p;k} \mathbf{F}_{\varphi}^T + \mathbf{G}_{\varphi} \mathbf{G}_{\varphi}^T D_{\xi_{\varphi}} \right)^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T, \quad (10), (11)$$

где

$$\mathbf{F}_{\varphi} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{\varphi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}) = \ln \tilde{p}(Y_k^{k,N-1} | \mathbf{x}_{\varphi,p;k}). \quad (12)$$

Условная плотность вероятности $\tilde{p}(Y_k^{k,N-1} | \mathbf{x}_{\varphi,p;k})$ для наблюдений (7) записывается для фиксированных значений $\mathbf{x}_{\tau,i;k}, \mathbf{x}_{\varphi,i;k}, i = \overline{1, n}$ параметров навигационных сигналов при усреднении по случайным значениям символов цифровой информации (ЦИ) $\mathcal{G}_{i;k}, i = \overline{1, n}$ данных сигналов.

Используя методику, приведенную в [6], для производной, входящей в правую часть (10), получаем следующее выражение:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T &= \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{th} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \times \right. \\ &\times \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n \left[s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \mathcal{G}_{i;k} = 0) \operatorname{th} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} y_{k,l} s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \mathcal{G}_{i;k} = 0) \right) \right] \right\} \times \\ &\times s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \mathcal{G}_{p;k} = 0) \left. \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \left(\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \mathcal{G}_{p;k} = 0)}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T \times \right. \right. \\ &\times \left. \left. \left[y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \mathcal{G}_{i;k} = 0) \operatorname{th} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} y_{k,l} s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \mathcal{G}_{i;k} = 0) \right) \right] \right\} \right\}. \quad (13) \end{aligned}$$

В (13) $\text{th} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} y_{k,l} s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \right)$ – оценка символа ЦИ сигнала i -го НС, которую обо-

значим как $\hat{\vartheta}_{i;k}$. С учетом данного факта запишем (13) в виде

$$\left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T = \frac{1}{\sigma_n^2} \text{th} \left[\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0) \right] \times \sum_{l=0}^{N-1} \left[\left(\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0)}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T \times \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) \right]. \quad (14)$$

В (14) сомножитель $\text{th}[*]$ – это оценка символа ЦИ сигнала p -го НС, за которым ведется слежение, которую обозначим как $\hat{\vartheta}_{p;k}$, поэтому запишем (14) как

$$\left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T = \frac{\hat{\vartheta}_{p;k}}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} \left[\left(\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0)}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T \times \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) \right]. \quad (15)$$

Введем вектор-строку $\mathbf{c} = [1 \ 0 \ 0]$ и запишем $\varphi_p = \mathbf{c} \mathbf{x}_{\varphi,p}$. Тогда выражение (15) можно записать так:

$$\left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\varphi,p}} \right)^T = \mathbf{c}^T \mathbf{u}_{\varphi,p} = \frac{\mathbf{c}^T \hat{\vartheta}_{p;k}}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} \left[\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0)}{\partial \varphi_p} \times \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) \right]. \quad (16)$$

Здесь $\mathbf{u}_{\varphi,p}$ – фазовый дискриминатор системы, следящей за фазой сигнала p -го НС, в котором в наблюдениях $y_{k,l}$ компенсируются сигналы других НС и используются экстраполированные оценки векторов состояния $\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}$, $i = \overline{1, n}$ сигналов всех НС.

С учетом (16) уравнение фильтрации фазы (10) записывается в виде

$$\hat{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k} = \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k} + \mathbf{D}_{\varphi,p;k} \mathbf{c}^T \mathbf{u}_{\varphi,p,k}. \quad (17)$$

$$\mathbf{u}_{\varphi,p,k} = \frac{\hat{\vartheta}_{p;k}}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} \left[\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0)}{\partial \varphi_p} \times \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) \right]. \quad (18)$$

Уравнения, аналогичные (16), (17), (11), используются для слежения за сигналами всех видимых НС. Для системы слежения за задержкой сигнала используются аналогичные уравнения

$$\hat{\mathbf{x}}_{\tau,p;k} = \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k} + \mathbf{D}_{\tau,p;k} \mathbf{c}_1^T \mathbf{u}_{\tau,p,k}, \quad (19)$$

$$\mathbf{u}_{\tau,p,k} = \frac{\hat{\vartheta}_{p;k}}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N-1} \left[\frac{\partial s_p(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,p;k}, \vartheta_{p;k} = 0)}{\partial \tau_1} \times \left(y_{k,l} - \sum_{i=1, i \neq p}^n s_i(t_{k,l}, \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,i;k}, \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi,i;k}, \vartheta_{i;k} = 0) \hat{\vartheta}_{i;k} \right) \right], \quad (20)$$

$$\mathbf{D}_{\tau,p;k}^{-1} = \left(\mathbf{F}_{\tau} \mathbf{D}_{\tau,p;k-1} \mathbf{F}_{\tau}^T + \mathbf{G}_{\tau} \mathbf{G}_{\tau}^T D_{\xi_{\tau}} \right)^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}_{\tau,p}} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k})}{\partial \mathbf{x}_{\tau,p}} \right)^T, \quad \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k} = \mathbf{F}_{\tau} \hat{\mathbf{x}}_{\tau,p;k-1}, \quad (21)$$

где $\mathbf{F}_\tau = \begin{vmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$, $\mathbf{G}_\tau = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}$, $F_k(\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,p;k}) = \ln \tilde{p}(Y_k^{k,N-1} | \mathbf{x}_{\varphi,p;k})$.

Результаты моделирования

Приведем результаты моделирования синтезированных алгоритмов. Для наглядности иллюстраций рассмотрим случай приема двух навигационных сигналов разной мощности. При моделировании будем полагать, что для слабого сигнала всегда выполняется условие $q_{c/n_0} = P_{c,сл}/N_0 = 10^{4,2}$ (42 дБ). Для сильного сигнала $P_{c,сил}$ будет равна или выше мощности слабого сигнала $P_{c,сл}$. Следящие системы по фазе и задержке будем рассматривать с установившимися значениями коэффициентов усиления, которые соответствуют полосам пропускания следящих систем за фазой сигнала (ССФ) $\Delta f_{ССФ} = 20$ Гц и следящих систем за задержкой сигнала (ССЗ) $\Delta f_{ССЗ} = 2$ Гц. Время накопления в корреляторах полагаем $T = 1$ мс. Движение потребителя определим следующим образом: на интервале времени $0 \dots 0,5$ с движение с постоянной скоростью, в момент времени $t = 0,5$ с скачком изменяется ускорение $a = 30$ м/с² и рывок $j_{erc} = 100$ м/с³.

Рассмотрим сначала работу приемника по одному слабому сигналу. На рис. 3,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения по фазе и задержке соответственно. На рис. 3,а явно видны переходные процессы при отработке начальных ошибок и скачкообразного изменения динамики потребителя при $t = 0,5$ с.

Теперь рассмотрим ситуацию, когда в вход приемника поступают два сигнала равной мощности ($P_{c,сил}$). На рис. 4,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения за «слабым» сигналом по фазе и задержке соответственно.

На рис. 5,а и б для данной ситуации приведены аналогичные ошибки слежения за вторым сигналом по фазе и задержке соответственно. Различие в переходных процессах при слежении за фазой первого и второго сигналов обусловлено тем, что движение потребителя относительно разных псевдоспутников различно.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда мощность второго сигнала $P_{c,сил}$ на 32 дБ больше мощности первого сигнала $P_{c,сл}$. На рис. 6,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения за «слабым» сигналом по фазе и задержке соответственно.

Из сравнения зависимостей рис. 4,а и 6,а видно, что ошибки слежения за фазой сигнала практически не изменились. Ошибка слежения по задержке (рис. 4,б и 6,б) несколько возросла по сравнению со случаем работы по сигналам равной малой мощности.

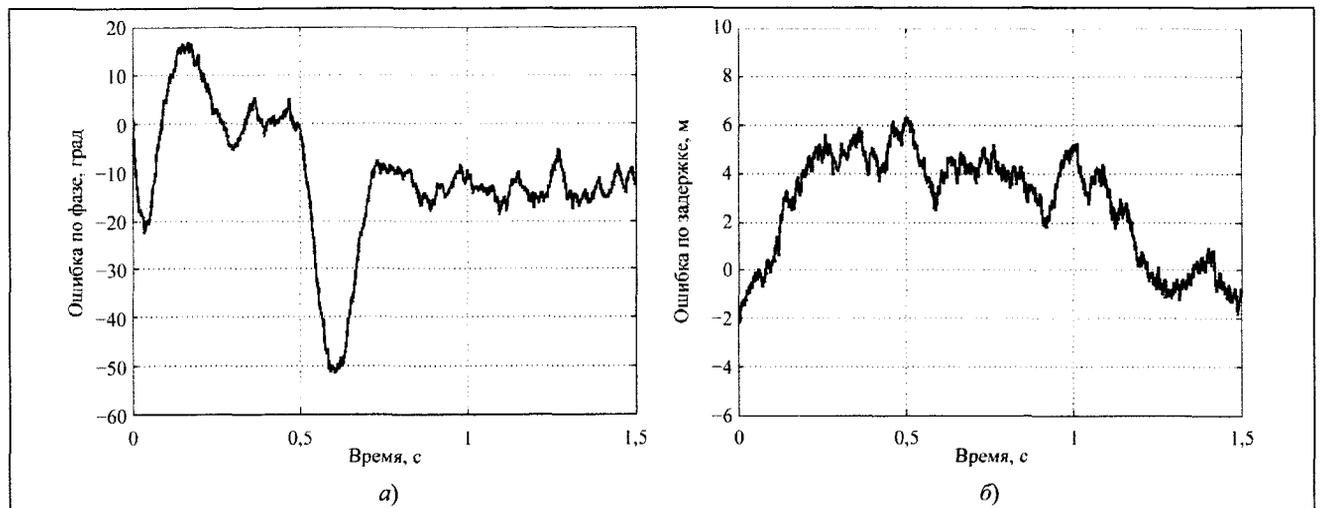


Рис. 3. Изменение во времени ошибки слежения по фазе (а) и задержки (б) при приеме одного сигнала

Рассмотрим теперь ту же сигнальную ситуацию, но работу приемника слабого сигнала с использованием стандартных алгоритмов обработки (без компенсации второго сигнала в дискриминаторе). На рис. 7,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения за «слабым» сигналом по фазе и задержке соответственно. Из приведенных зависимостей видно, что ошибки слежения за фазой и задержкой в приемнике, работающем с использованием стандартных алгоритмов обработки, существенно ухудшаются. При дальнейшем увеличении мощности второго сигнала до уровня 32,5 дБ наблюдается срыв слежения за фазой сигнала, а потом и за задержкой. Таким образом, приемник, работающий с использованием стандартных алгоритмов обработки, может работать только в тех ситуациях, когда мощность второго навигационного сигнала превышает не более чем на 32 дБ мощность слабого сигнала.

Отметим, что в рассмотренной выше ситуации второй сигнал можно трактовать как сигналподобную помеху [7]. Тогда параметр 32 дБ — это коэффициент подавления приемника при воздействии сигналподобной помехи. Данное значение коэффициента подавления согласуется как с теоретическими, так и с экспериментальными результатами. На рис. 7,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения за «слабым» сигналом по фазе и задержке соответственно.

Рассмотрим до какого превышения мощности второго сигнала мощностью слабого сигнала будет работать приемник с синтезированными алгоритмами. На рис. 8,а и б для данной ситуации приведены ошибки слежения за «слабым» сигналом по фазе и задержке соответственно. Из приведенных рисунков видно, что приемник следит за задержкой и фазой «слабого» сигнала. Однако при дальнейшем увеличении мощности сильного сигнала на 0,5 дБ наблюдается срыв работы приемника.

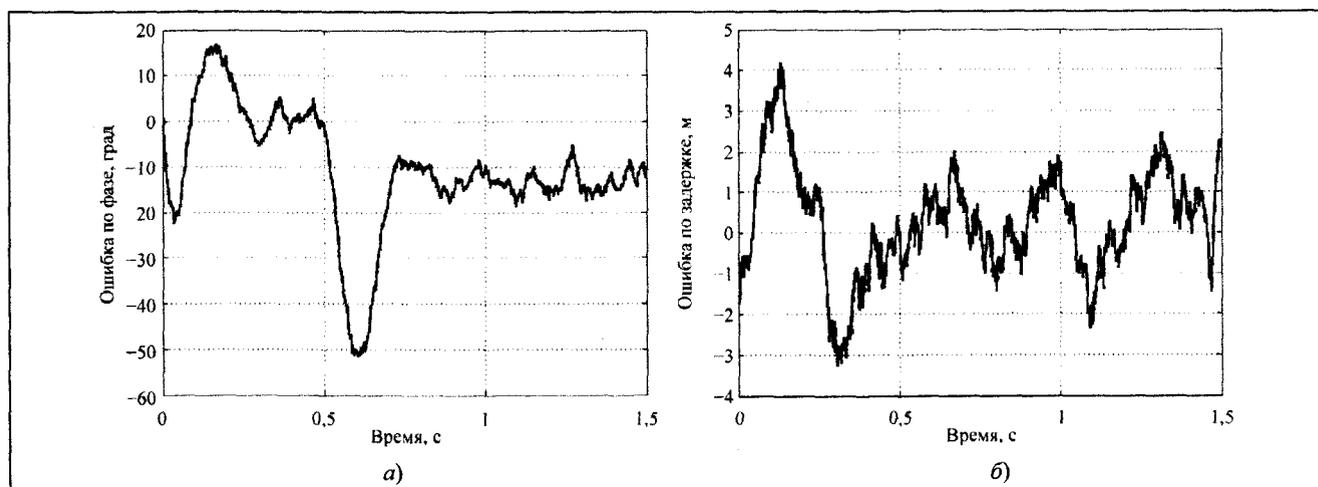


Рис. 4. Изменение во времени ошибки слежения за фазой (а) и задержкой (б) слабого сигнала при приеме двух сигналов равной мощности

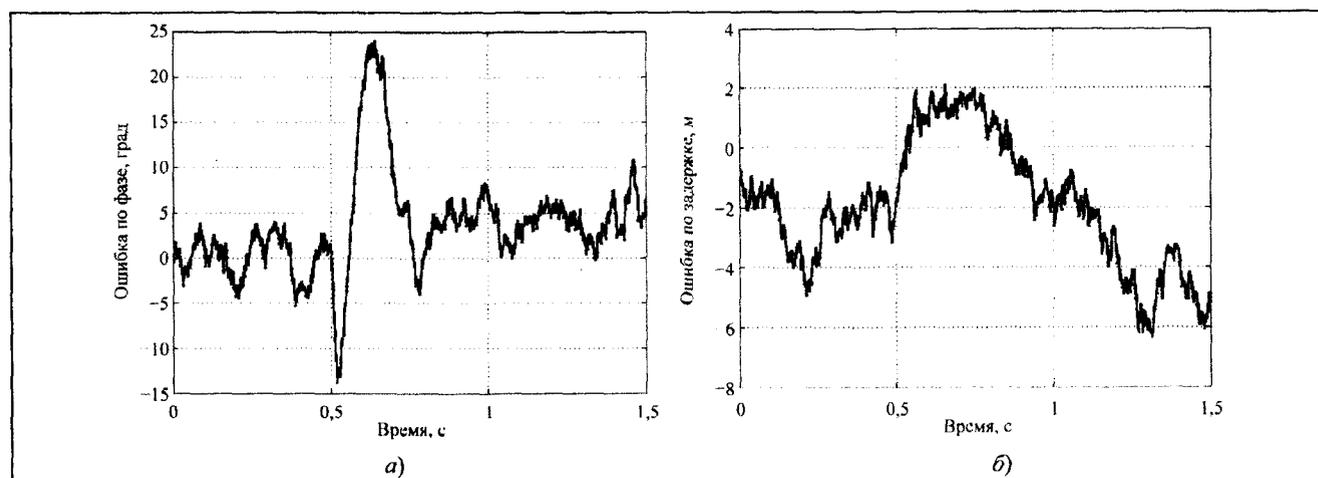


Рис. 5. Изменение во времени ошибки слежения за фазой (а) и задержкой (б) второго сигнала при приеме двух сигналов равной мощности

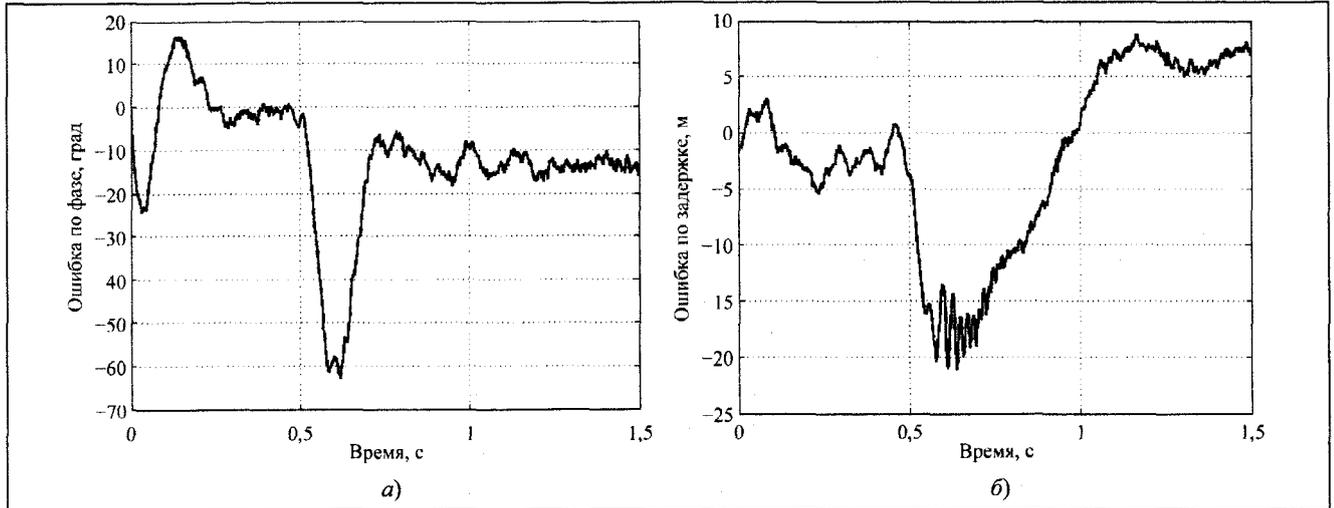


Рис. 6. Изменение во времени ошибки слежения за фазой (а) и задержкой (б) «слабого» сигнала при приеме двух сигналов и при мощности второго сигнала на 32 дБ больше мощности слабого сигнала

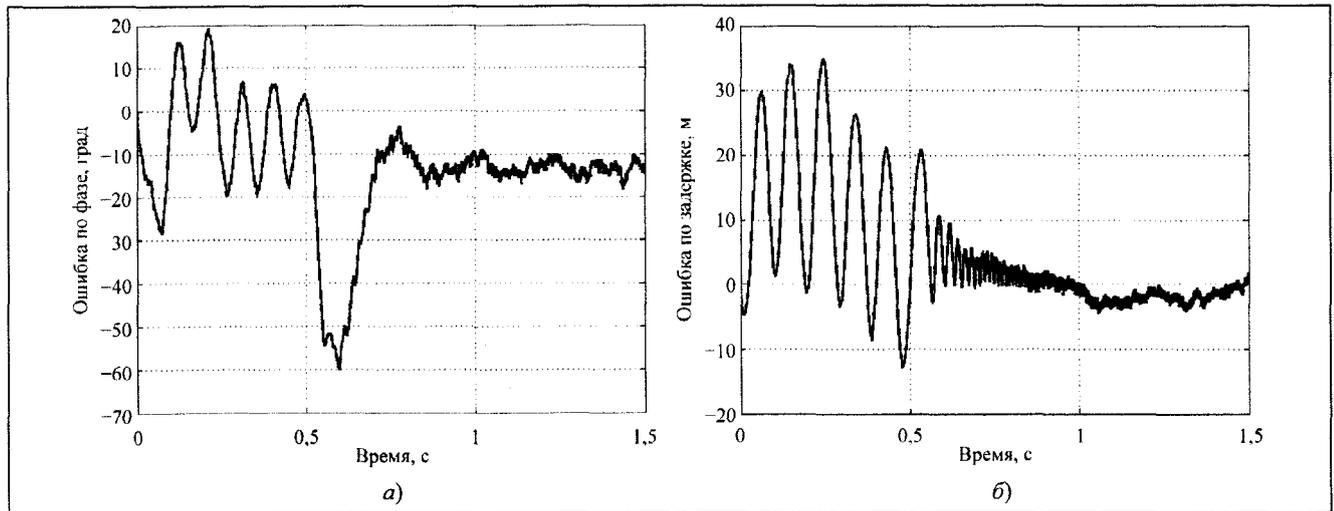


Рис. 7. Изменение во времени ошибки слежения за фазой (а) и задержкой (б) «слабого» сигнала в приемнике со стандартными алгоритмами при приеме двух сигналов и при мощности второго сигнала на 32 дБ больше мощности слабого сигнала

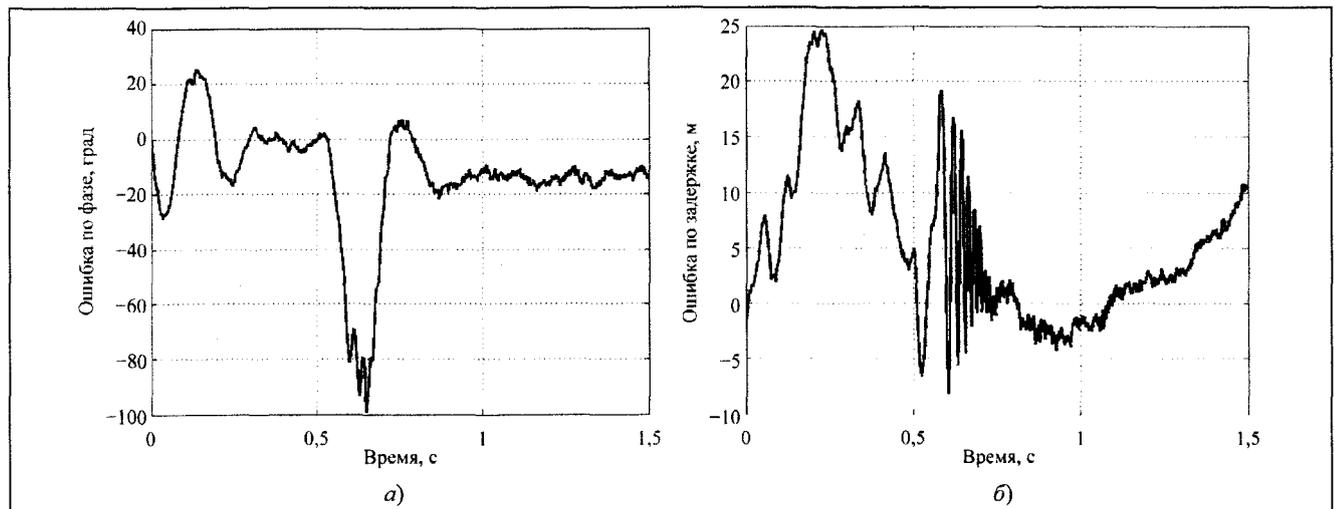


Рис. 8. Изменение во времени ошибки слежения за фазой (а) и задержкой (б) «слабого» сигнала в приемнике с синтезированными алгоритмами при приеме двух сигналов и при мощности второго сигнала на 51 дБ больше мощности слабого сигнала

Таким образом, приемник, работающий с использованием синтезированных алгоритмов обработки, может работать, когда мощность второго навигационного сигнала превышает не более чем на 51 дБ мощность слабого сигнала, что на 19 дБ лучше аналогичной характеристики для приемника, работающего с использованием известных (стандартных) алгоритмов обработки.

- В статье проведен синтез квазиоптимальных алгоритмов фильтрации фазы и задержки навигационных сигналов локальной навигационной системы на базе псевдоспутников, имеющих существенно различную мощность. Синтезированные алгоритмы отличаются от известных тем, что в них в дискриминаторах фазы и задержки осуществляется компенсация мешающих сигналов. Приведены результаты моделирования синтезированных алгоритмов, из которых следует, что они обеспечивают слежение за навигационными сигналами, мощность которых может различаться до 51 дБ, что на 19 дБ лучше аналогичной характеристики для приемника, работающего с использованием известных (стандартных) алгоритмов обработки и перекрывает возможный диапазон различия мощностей сигналов в наземных локальных навигационных системах на базе псевдоспутников.

Литература

1. Kim S., So H., Lee T., Kee C. A Pseudolite-Based Positioning System for Legacy GNSS Receivers // Sensors. 2014. 14. P. 6104–6123.
2. RapiĚski J. Pseudolite augmentation navigation for automotive application // Journal of Kones Powertrain and Transport. 2011. V. 18. № 4. P. 405–411.
3. Tsujii T., Harigae M., Okano K. A new positioning/navigation system based on pseudolites installed on high altitude platforms systems (HAPS) // 24th International congress of the aeronautical sciences. 2004. P. 1–10.
4. Проект «Псевдоспутник». U = <http://www.vedapro.ru/pseudo.php>.
5. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника. 2003.
6. Шувалов А.В. Анализ и синтез алгоритмов первичной обработки сигналов GPS/ГЛОНАСС в навигационных комплексах при воздействии структурно-детерминированных помех. Дис. ... канд. техн. наук: Москва. МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2006.
7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010.

Поступила 3 августа 2016 г.

Quasioptimal reception of satellite navigation signals with different powers in local radio navigation systems

© Authors, 2016
© Radiotekhnika, 2016

A.I. Perov – Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of Department of Radio Systems, «National Research University «MPEI» (Moscow)

A.Yu. Ustinov – Post-graduate Student, Department of Radio Systems, «National Research University «MPEI» (Moscow)

Satellite radio navigation system (SRNS) are used in various areas of national economy, and the area of applications is constantly expanding. One of directions of development of SRNS is to use a local navigation systems (LNS) based on pseudo satellites (PS), which are similar on navigation satellites (NS) located on ground. Using LFD, you can also conduct navigation measurement, including situation when radio signals from NS are not available or insufficient. The feature of receiver operation when receiving LNS radio signals is large signal power latitude that lead to degradation of receiving characteristics of weak signals. In the article there are synthesized a quasi-optimal filtration algorithm that makes it possible to compensate an influence of greater power signals on lower power signals receiving characteristics when receiving navigation signals collection with different powers. Simulation results of synthesized quasi-optimal filtration algorithm are given that illustrate its efficiency. Using new processing algorithm it is possible to track navigation signals when there powers vary on 51 dB that is 19 dB better then using common processing algorithms.

References

1. Kim S., So H., Lee T., Kee C. A Pseudolite-Based Positioning System for Legacy GNSS Receivers // Sensors. 2014. 14. P. 6104–6123.
2. RapiĚski J. Pseudolite augmentation navigation for automotive application // Journal of Kones Powertrain and Transport. 2011. V. 18. № 4. P. 405–411.
3. Tsujii T., Harigae M., Okano K. A new positioning/navigation system based on pseudolites installed on high altitude platforms systems (HAPS) // 24th International congress of the aeronautical sciences. 2004. P. 1–10.
4. Proekt «Pseudosputnik». U = <http://www.vedapro.ru/pseudo.php>.
5. Perov A.I. Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskix sistem. M.: Radiotekhnika. 2003.
6. Shuvalov A.V. Analiz i sintez algoritmov pervichnoj obrabotki signalov GPS/GLONASS v navigacii x kompleksax pri vozdeystvii strukturno-determinirovanny x pomex. Dis. ... kand. техн. наук: Moskva. MG TU im. N.E. Bauman a. 2006.
7. GLONASS. Principy postroeniya i funkcionirovaniya / Pod red. A.I. Perova, V.N. Xarisova. M.: Radiotekhnika. 2010.