

РАДИОТЕХНИКА

Radioengineering

XXI век

12 2015

В номере:

РАДИОСИСТЕМЫ

Выпуск 197

Информационный конфликт
в спектре электромагнитных волн, № 31

Выпуск 197

Статистический синтез радиосистем, № 20



тел./факс: (495) 625-9241
e-mail: info@radiotec.ru
<http://www.radiotec.ru>

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 70775 В КАТАЛОГЕ АГЕНТСТВА «РОСПЕЧАТЬ»: ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ

RADIOSYSTEMS: STATISTICAL SYNTHESIS OF RADIOSYSTEMS

(Journal in Journal. Editor-in-Chief – Dr. Sci. (Eng) A. I. Perov)

Methods of synthesis and algorithms of optimal signal processing in satellite navigation

GNSS signal reception characteristics in non-gaussian jammers environment
Efimenko V.S., Kharisov V.N., Voronchikhin D.N. 100

Analysis of signal processing algorithms in satellite navigation

Generalized geometrical factor in radionavigation systems with pseudosatellites
Perov A.I., Ustinov A.Yu. 110

Digital simulator of GPS signals
Kharisov V.N., Gavrilov A.I., Golovin P.M., Medvedev P.V., Pavlov V.S. 115

Comparative analysis of algorithms for tracking pilot component of the L1OC GLONASS signal
Perov A.I., Zakharova E.V. 122

Experimental study of search characteristics of navigation radio signals with BOC-modulation
Boldenkov E.N., Lipa I.V., Dneprov D.V. 128

Analysis of angular discriminator in one-stage GNSS-based attitude determination
Dneprov V.V., Korogodin I.V. 138

Efficiency analysis of joint tracking algorithms for the pilot component of L1OC GLONASS signal
Perov A.I., Ippolitov S.P. 146

MATHEMATICAL METHODS IN RADIO ENGINEERING

Linear blur
Bogoslovsky A.V., Bogoslovsky E.A., Zhigulina I.V., Vasilyev V.V., Ponomarev A.V. 153

OPTOELECTRONICS AND ACOUSTOELECTRONICS

Analysis of quality factor of collinear anisotropic diffraction of light on the elastic waves in LiNbO₃-crystals
Golubeva A.A., Ushakov N.M. 161

INFORMATION TECHNOLOGIES, RADIO ENGINEERING CIRCUITS AND CIRCUIT-ELEMENT BASE

Detection and localization of text shapes in images
Korennoi A.V., Yudakov D.S. 168

Radiotekhnika" (Radioengineering) is the leading scientific and technical journal in Russia. It covers wide spectrum of problems in priority areas of the development in communication, radar, navigation, and radioelectronics. Established in 1937.

Внимание!

Журнал «Радиотехника», начиная с № 10'2014, имеет полную английскую версию статей, с которой вы сможете ознакомиться (с июля 2015) на наших сайтах:

<http://www.radiotec.ru>

<http://www.radiotekhnika.com>

или заказать в редакции

Необходимую информацию Вы найдете на нашем сайте <http://www.radiotec.ru>

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-25036 от 12 июля 2006 г.

Сдано в набор 15.10.2015. Подписано в печать 26.11.2015. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Times New Roman».

Печ.л. 21,75. Тираж 600 экз. Изд. № 10.

ЗАО «Издательство «Радиотехника»: 107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6. Тел./факс: (7-495)625-92-41, (7-495)625-78-72.

E-mail: info@radiotec.ru

Дизайн и допечатная подготовка ООО «САЙНС-ПРЕСС».

Отпечатано в ФГУП Издательство «Известия» УД ПРФ. 127254, ул. Добролюбова, д. 6.

Контактные телефоны: 650-38-80. Заказ № 6.

ISSN 0033-8486

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015 г.

Незаконное тиражирование и перевод статей, включенных в журнал, в электронном и любом другом виде запрещено и карается административной и уголовной ответственностью по закону РФ «Об авторском праве и смежных правах»

Сравнительный анализ алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

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

E-mail: alexp@aha.ru

Е.В. Захарова – аспирант, кафедра радиотехнических систем, «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Методом имитационного моделирования проведен сравнительный анализ алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на несущей и поднесущих частотах. В качестве критериев сравнения использованы среднеквадратические ошибки слежения за задержкой, фазой, доплеровским смещением частоты, помехоустойчивость приема. Даны рекомендации по наиболее эффективным алгоритмам.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, угловая ориентация, одноэтапный алгоритм.

A comparative analysis of algorithms for tracking of pilot component of the signal L1OC GLONASS with processing on the carrier frequency and subcarrier frequencies is performed by simulation. Mean-square tracking errors for the delay, phase, Doppler frequency, noise immunity of signal reception are used as the comparison criteria. Recommendations are given on the most effective algorithm.

Keywords: space radio navigation systems, user apparatus, angular orientation, one-stage algorithm.

В перспективной системе ГЛОНАСС в частотном диапазоне L1 планируется излучение новых сигналов с кодовым разделением L1OC на несущей частоте 1600,995 МГц. Отличительной особенностью данных сигналов является то, что они являются двухкомпонентными и включают пилотную L1OCp и информационную L1OCd компоненты, объединение которых в единый сигнал осуществляется путем побитного временного мультиплексирования [1]. Пилотная компонента L1OCp имеет модуляцию ВОС(1,1), а информационная – ВPSK(1) с базовой частотой $f_b = 1,023$ МГц. Алгоритмы слежения за сигналом с модуляцией ВPSK(1) хорошо известны и достаточно полно исследованы [2]. Для сигналов с модуляцией ВОС(1,1) опубликованы различные алгоритмы слежения [3–7], однако данные по характеристикам этих алгоритмов достаточно противоречивы.

Ц е л ь р а б о т ы – проведение сравнительного анализа характеристик описанных алгоритмов в идентичных условиях и по одинаковым показателям качества.

Алгоритмы слежения за сигналом с ВОС-модуляцией различаются, прежде всего, тем, что в них после переноса в приемнике на промежуточную частоту возможно использование обработки на единой промежуточной частоте или на поднесущих частотах (относительно промежуточной частоты). Поэтому в настоящей статье анализируются именно два таких класса алгоритмов. Рассматриваемые в настоящем исследовании квазиоптимальные алгоритмы с обработкой на поднесущих частотах описаны в [4, 5]. Для алгоритмов слежения с обработкой на единой промежуточной частоте возможно построение различных дискриминаторов задержки, например, с двумя стробами сопровождения (запаздывающим и опережающим) [2], с четырьмя стробами сопровождения (запаздывающим, опережающим, «очень запаздывающим» и «очень опережающим») [3, 6]. В настоящей статье анализируются два указанных алгоритма слежения с обработкой на единой промежуточной частоте. В качестве критериев сравнения будем использовать среднеквадратические ошибки слежения за задержкой, фазой, доплеровским смещением частоты и помехоустойчивость приема.

Описание сигналов ГЛОНАСС открытого доступа с кодовым разделением L1OC

Информационная компонента сигнала несет цифровую информацию (ЦИ), а пилотная составляющая не несет цифровую информацию и предназначена для проведения измерений задержки и доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала.

Для пилотной компоненты L1OCp период дальномерного кода равен 8 мс. Период дальномерного кода информационной компоненты – 2 мс, а длительность символа ЦИ – 4 мс (после сверточного кодирования). Эти факторы накладывают ряд особенностей на прием и обработку данных сигналов, одной из кото-

рых является то, что при обработке пилотной компоненты L1OCp время накопления в корреляторах должно быть кратным 8 мс. В данной статье рассматривается обработка только пилотной компоненты L1OCp.

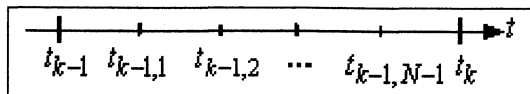


Рис. 1. Временная диаграмма сигнала

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

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

где $t_{k-1,i} = (k-1)T + iT_d$; $T = NT_d$ – шаг дискретной обработки в контуре следящей системы; T_d – период дискретизации в аналого-цифровом преобразователе (АЦП); $n_{k,i}$ – дискретный белый шум с дисперсией $\sigma_n^2 = N_0/(2T_d)$; N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника.

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

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

где \otimes – операция побитного временного мультиплексирования; $h_{dk,p}(t_{k,i})$, $h_{dk,d}(t_{k,i})$ – функции модуляции дальномерными кодами пилотной и информационной составляющих; $h_{цс}(t_{k,i}) = \text{sign}[\sin(2\pi f_s t)]$ – функция модуляции цифровой синусоидой; $h_{ци}(t_{k,i})$ – функция модуляции цифровой информацией; $\omega_{п}$ – промежуточная частота сигнала на выходе радиочастотного блока.

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

$$s(t_{k,i}, \varphi_{k,i}) = \tilde{s}_p(t_{k,i}, \lambda_k) + \tilde{s}_d(t_{k,i}), \quad (3)$$

$$\tilde{s}_p(t_{k,i}, \varphi_{k,i}) = A\tilde{h}_{dk,p}(t_{k,i} - \tau_k)h_{цс}(t_{k,i} - \tau_k)\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}), \quad \tilde{s}_d(t_{k,i}) = A\tilde{h}_{dk,d}(t_{k,i} - \tau_k)h_{ци}(t_{k,i} - \tau_k)\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_{k,i}), \quad (4)$$

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

Алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте

В статье рассматриваются алгоритмы работы навигационной аппаратуры потребителя (НАП) в когерентном режиме работы, что подразумевает совместное слежение за задержкой и фазой сигнала L1OCp. Алгоритм слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте включает в себя набор корреляторов с накоплением на одном периоде дальномерного кода $T = N_{c1}T_d = 8$ мс, фазовый дискриминатор, дискриминатор задержки и следящие цепи систем слежения за фазой и задержкой, причем слежение за задержкой реализуется с поддержкой оценки доплеровского смещения частоты, формируемой в системе, следящей за фазой сигнала.

Приведем соотношения, описывающие корреляторы НАП:

$$\begin{aligned} Q_{pP,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{dk,p}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) h_{цс}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin[\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d] T_d, \\ I_{pE,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{dk,p}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] h_{цс}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] \cos[\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d] T_d, \\ I_{pL,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{dk,p}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] h_{цс}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] \cos[\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d] T_d, \quad (5) \\ I_{pVE,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{dk,p}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau_v/2)] h_{цс}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau_v/2)] \cos[\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d] T_d, \\ I_{pVL,k} &= \sum_{l=1}^{N_{c1}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{dk,p}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau_v/2)] h_{цс}[t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau_v/2)] \times \cos[\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y,k-1}(l-1)T_d] T_d, \end{aligned}$$

где $\tilde{\tau}_{k-1}$ – задержка, устанавливаемая в опорном сигнале; $\tilde{\omega}_{y,k-1} = \frac{\hat{\phi}_{k-1} - \hat{\phi}_{k-2}}{T}$ – сигнал управления частотой управляемого цифрового генератора гармонического сигнала; $\hat{\phi}_{k-1}$ – оценка фазы в ССФ на $(k-1)$ -м шаге; $\Delta\tau$ – расстройка между опережающей (E) и запаздывающей (L) компонентами; $\tilde{h}_{дк,p}(t_{k-1,l})$ – кодовая последовательность пилотной компоненты (расширенной) $h_{дк,p}(t_{k,l})$, первую половину каждого символа которой полагаем равной нулю; $h_{цс}(t_{k-1,l})$ – цифровая синусоида с частотой $F = 1,023$ МГц.

Алгоритмы для слеящей системы за фазой сигнала. Алгоритм работы фазового дискриминатора (ФД) описывается формулой

$$u_{дф,k} = -Q_{pP,k} / S_{дфp},$$

где $S_{дф}$ – нормирующий множитель, значение которого выбирается из условия получения единичной крутизны дискриминационной характеристики ФД, которая для принятой модели равна

$$S_{дфp} = \frac{AT}{4} = \frac{AT_2}{2},$$

где $T_2 = T/2$ – время накопления пилотной компоненты без учета (с исключенными) «нулевых» слотов.

Алгоритм слежения за фазой сигнала имеет вид [2]

$$\hat{x}_{1,k} = \tilde{x}_{1,k} + K_1 u_{дф,k}, \quad \hat{x}_{2,k} = \tilde{x}_{2,k} + K_2 u_{дф,k}, \quad \hat{x}_{3,k} = \hat{x}_{3,k-1} + K_3 u_{дф,k}, \quad (6)$$

$$\tilde{x}_{1,k} = \hat{x}_{1,k-1} + T\hat{x}_{2,k-1}, \quad \tilde{x}_{2,k} = \hat{x}_{2,k-1} + T\hat{x}_{3,k-1}, \quad (7)$$

где $\hat{x}_1 = \hat{\phi}$ – оценка фазы сигнала; $\hat{x}_2 = \hat{\omega}_д$ – оценка доплеровского смещения частоты; $\hat{x}_3 = \hat{\omega}'_д$ – оценка производной доплеровского смещения частоты сигнала; \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 – соответствующие экстраполированные оценки; K_1, K_2, K_3 – весовые коэффициенты, которые удобно представить в виде $K_1 = K_{1н}T, K_2 = K_{2н}T, K_3 = K_{3н}T$, причем рекомендуется использовать $K_{1н} = 2(K_{3н})^{1/3}, K_{2н} = 2(K_{3н})^{2/3}$.

Значение коэффициента $K_{3н}$ определяется требуемой полосой пропускания $\Delta f_{ССФ}$ слеящей системы за фазой сигнала (ССФ) в соответствии с формулой [2]

$$K_{3н} = \frac{216}{125} (\Delta f_{ССФ})^3.$$

Алгоритмы работы временного дискриминатора. Как отмечалось выше, рассматриваются два типа дискриминаторов задержки: с двумя и четырьмя расстроенными каналами.

Алгоритм дискриминатора задержки с двумя расстроенными каналами имеет вид

$$u_{д\tau,k} = \frac{(I_{pE,k} - I_{pL,k})}{S_{д\tau p}}, \quad (8)$$

где $I_{pE,k}, I_{pL,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = \tau_c/3$.

$$\text{Нормировочный множитель равен } S_{д\tau p} = \frac{AT}{0,664\tau_c} = \frac{AT_2}{0,332\tau_c}.$$

В дальнейшем данный тип дискриминатора задержки будем называть двухстробовым.

Алгоритм дискриминатора задержки с четырьмя расстроенными каналами имеет вид

$$u_{д\tau,k} = \frac{a_1(I_{pE,k} - I_{pL,k}) + a_2(I_{pVE,k} - I_{pVL,k})}{S_{д\tau v p}}, \quad (9)$$

где $I_{pE,k}, I_{pL,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = 2\tau_c/9$; $I_{pVE,k}, I_{pVL,k}$ – вторые запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau_v = 8\tau_c/9, \Delta\tau_v = 8\tau_c/9$; $a_1 = 1/4, a_2 = 3/4$ – весовые коэффициенты.

$$\text{Нормировочный множитель равен } S_{д\tau v p} = \frac{AT}{0,652\tau_c} = \frac{AT_2}{0,326\tau_c}.$$

В дальнейшем данный тип дискриминатора задержки будем называть четырехстробовым.

Алгоритм работы следящей системы за задержкой сигнала. Следящая система за задержкой сигнала (ССЗ) с поддержкой оценкой доплеровского смещения частоты описывается соотношениями

$$\hat{\tau}_{k-1} = \tilde{\tau}_{k-1} + K_{\tau} u_{\text{дт};k}, \quad \tilde{\tau}_{k-1} = \hat{\tau}_{k-2} - \tilde{v}_{\tau,k-1} T, \quad (10), (11)$$

где $\tilde{v}_{\tau,k-1} = \frac{\tilde{x}_{2,k}}{2\pi f_s}$; $\tilde{x}_{2,k}$ – оценка доплеровского смещения частот частоты, формируемая в ССФ (7); f_s – несущая частота навигационного сигнала; $K_{\tau} = K_{\text{нт}} \tilde{T}$ (где $K_{\text{нт}} = 4\Delta f_{\text{ССЗ}}$ – коэффициент, определяющий полосу пропускания $\Delta f_{\text{ССЗ}}$ ССЗ).

Алгоритмы слежения с обработкой на поднесущих частотах

Оптимальные алгоритмы слежения за фазой и задержкой сигнала Л1ОСр с обработкой на поднесущих частотах описаны в [4, 5]. Отметим, что поднесущими частотами для сигнала с модуляцией ВОС(1,1) являются частоты, отстоящие от несущей частоты на $\pm 1,023$ МГц. При переносе сигналов в радиочастотном блоке на промежуточную частоту $\omega_{\text{п}}$ поднесущие частоты также будут отстоять на $\pm 1,023$ МГц от промежуточной частоты.

Алгоритмы для корреляторов. Приведем соотношения, описывающие корреляторы НАП с обработкой на поднесущих частотах, полагая, как и выше, время накопления в корреляторах $T = N_{\text{с1}} T_d = 8$ мс.

$$\begin{aligned} I_{\text{п1P},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} (t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \cos [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п1P},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} (t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ I_{\text{п2P},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} (t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \cos [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п2P},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} (t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1}) \sin [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ I_{\text{п1E},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] \cos [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п1E},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] \sin [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ I_{\text{п2E},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] \cos [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п2E},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} + \Delta\tau/2)] \sin [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ I_{\text{п1L},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] \cos [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п1L},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] \sin [\omega_{\text{п1}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ I_{\text{п2L},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] \cos [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \\ Q_{\text{п2L},k} &= \sum_{l=1}^{N_{\text{с1}}} y_{k-1,l} \tilde{h}_{\text{дк},p} [t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_{k-1} - \Delta\tau/2)] \sin [\omega_{\text{п2}} t_{k-1,l} + \tilde{\omega}_{y;k-1} (l-1) T_d] T_d, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\omega_{п1} = \omega_{п} + \Omega$, $\omega_{п2} = \omega_{п} - \Omega$, – поднесущие частоты; $\Omega = 2\pi F$, $F = 1,023$ МГц – частота цифровой синусоиды; $\tilde{\tau}_{k-1}$ – задержка, устанавливаемая в опорном сигнале; $\tilde{\omega}_{y;k-1} = \frac{\hat{\varphi}_{k-1} - \hat{\varphi}_{k-2}}{T}$ – сигнала управления частотой управляемого цифрового генератора гармонического сигнала; $\hat{\varphi}_{k-1}$ – оценка фазы в ССФ на $(k-1)$ -м шаге; $\Delta\tau$ – расстройка между опережающей (E) и запаздывающей (L) компонентами опорных сигналов.

Алгоритмы для следящей системы за фазой сигнала. Алгоритм работы фазового дискриминатора имеет вид

$$u_{дф,k} = \left[(I_{п1P,k} - I_{п2P,k}) \cos(\Omega \tilde{\tau}_k) + (Q_{п1P,k} + Q_{п2P,k}) \sin(\Omega \tilde{\tau}_k) \right] / S_{дф}, \quad (13)$$

где $S_{дф}$ – нормирующий множитель, значение которого выбирается из условия получения единичной крутизны дискриминационной характеристики ФД, которая для принятой модели равна $S_{дф} = \frac{AT}{4} = \frac{AT_2}{2}$.

Алгоритм слежения за фазой сигнала описывается уравнениями (6)–(7).

Алгоритм работы временного дискриминатора. Алгоритм дискриминатора задержки с двумя расстроенными каналами имеет вид

$$u_{д\tau,k} = \frac{\left[(Q_{п1E,k} - Q_{п1L,k}) - (Q_{п2E,k} - Q_{п2L,k}) - 2\pi (I_{п1P,k} + I_{п2P,k}) \right] \cos(\Omega \tilde{\tau}_k)}{S_{д\tau}} - \frac{\left[(I_{п1E,k} - I_{п1L,k}) + (I_{п2E,k} - I_{п2L,k}) + 2\pi (Q_{п1P,k} - Q_{п2P,k}) \right] \sin(\Omega \tilde{\tau}_k)}{S_{д\tau}}, \quad (14)$$

где $I_{п1E,k}$, $I_{п2E,k}$, $I_{п1L,k}$, $I_{п2L,k}$ – запаздывающая и опережающая компоненты, сдвинутые между собой на $\Delta\tau = \tau_c$.

Нормировочный множитель равен $S_{д\tau} = \frac{AT}{0,064\tau_c} = \frac{AT_2}{0,032\tau_c}$.

Алгоритм работы следящей системы за задержкой. Работа следящей системы за задержкой сигнала описывается уравнениями (10)–(11).

Оценка характеристик алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала Л1ОС

В статье исследована работа НАП, установленной на сильно- и слабодинамичных объектах. При этом для сильнодинамичного объекта изменение рывка вдоль линии визирования определим в соответствии с зависимостью, приведенной на рис. 2, а для слабодинамичного объекта значение рывка зададим в виде константы, равной 0,1 (м/с³).

Для слабодинамичного объекта полагались следующие характеристики следящих систем: полоса пропускания ССЗ – 0,1 Гц, полоса пропускания ССФ – 10 Гц; а для сильнодинамичного – полоса ССФ равна 20 Гц при той же полосе пропускания ССЗ.

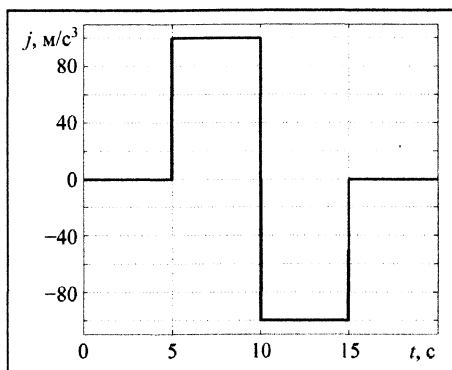


Рис. 2. Изменение рывка вдоль линии визирования

Исследование характеристик НАП в следящем режиме исследовалось с использованием имитационного моделирования на ЭВМ в среде имитационного моделирования MathLab.

В таблице приведены характеристики точности и помехоустойчивости для слабодинамичного объекта для двух значений отношения сигнал/шум: 35 дБГц и 44 дБГц, откуда следует, что лучшие характеристики по точности оценки задержки (дальности) обеспечивают алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте с четырех стробовым дискриминатором. Лучшую (на 3–4 дБ) помехоустойчивость обеспечивают также алгоритмы слежения с опорным сигналом на промежуточной частоте.

Таблица. Характеристики НАП для слабодинамического объекта

Характеристика	q_c/p_0 , дБГц	Тип ВД		
		2-хстробовый	4-хстробовый	На поднесущей
σ_φ , град	35	8,6	8,6	12,0
	44	3,8	4,0	4,9
$\sigma_{f_{\text{зад}}}$, м/с	35	0,19	0,19	0,22
	44	0,15	0,15	0,16
σ_R , м	35	0,6	0,47	1,0
	44	0,27	0,21	0,42
$K_{\text{п}}$, дБ	35	39	39	35
	44	39	39	36

Рассмотрим характеристики НАП для сильнодинамического объекта. На рис. 3 и 4 приведены ошибки слежения за фазой и задержкой соответственно в НАП с обработкой сигналов на поднесущих частотах при отношении сигнал/шум 45 дБГц.

Из приведенной на рис. 3 зависимости видно, что наличие рывка в 10 м/с^3 приводит к постоянной составляющей в ошибке слежения в $\pm 12^\circ$, что хорошо согласуется с теоретическими расчетами. Среднеквадратическое значение ошибки слежения (за вычетом постоянной составляющей) равно $\sim 4^\circ$.

Из рис. 4 следует, что средний квадрат ошибки слежения на задержкой (дальностью) составляет $\sim 0,35 \text{ м}$.

- Проведенный сравнительный анализ характеристик трех алгоритмов слежения за пилотной компонентой сигнала L1OC ГЛОНАСС (двух алгоритмов с опорными сигналами на единой промежуточной частоте и двумя типами дискриминаторов задержки (2- и 4-хстробовыми) и оптимального алгоритма слежения с обработкой на поднесущих частотах) показал, что при использовании алгоритмов слежения с обработкой на поднесущих частотах среднеквадратическая ошибка (СКО) слежения за фазой сигнала в $\sim 1,3$ раза больше, а СКО слежения за задержкой сигнала в ~ 2 раза больше, чем при использовании алгоритмов слежения с опорными сигналами на единой промежуточной частоте. Показано также, что использование 4-хстробового дискриминатора задержки в алгоритмах слежения с опорными сигналами на единой промежуточной частоте позволяет снизить СКО оценки задержки на $\sim 20\%$ по сравнению со случаем использования 2-хстробового дискриминатора задержки.

Литература

1. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010.
3. Wendel J., Schubert F.M., Hager S. A robust technique for unambiguous BOC tracking // Navigation journal of Institute of Navigation. 2014. V. 61. № 3.
4. Перов А.И. Синтез и анализ алгоритма слежения за фазой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах // Вестник МЭИ. 2015. № 1.
5. Перов А.И. Синтез и анализ когерентного алгоритма слежения за задержкой пилотной компоненты сигнала L1OC ГЛОНАСС с обработкой на поднесущих частотах // Радиотехника. 2013. № 10.

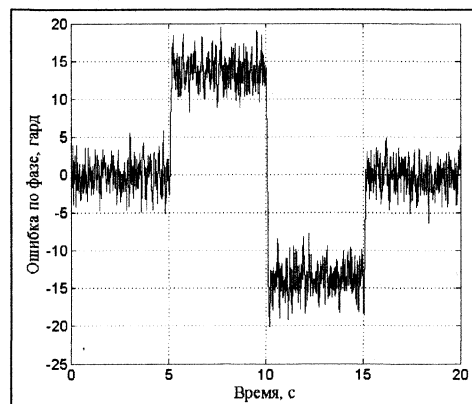


Рис. 3. График реализации погрешности работы системы слежения за фазой сигнала

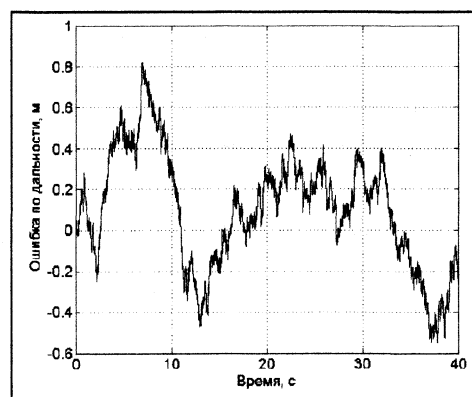


Рис. 4. График реализации погрешности работы системы слежения за задержкой сигнала

6. *Castro D., Diez J., Fernández A., Sleewaegen J.-M.* A New Unambiguous Low-Complexity BOC Tracking Technique // ION GNSS 19th International Technical Meeting of the Sattelite Division. 26–29 September 2006. Fort Worth, TX.

Поступила 27 июня 2015 г.

Comparative analysis of algorithms for tracking pilot component of the L1OC GLONASS signal

© Authors, 2015
© Radiotekhnika, 2015

A.I. Perov – Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of Radio System Department, «National Research University «MPEI» (Moscow)
E-mail: alexp@aha.ru

E.V. Zakharova – Post-graduate Student, Radio System Department, «National Research University «MPEI» (Moscow)

A comparative analysis of three algorithms for tracking of pilot component of the signal L1OC GLONASS: two algorithms that use processing at common intermediate frequency and two type of delay discriminators – two and four gates and an optimal tracking algorithm that uses processing at subcarrier frequencies. It is shown when using the algorithm with processing at subcarrier frequencies root-mean-square error of phase tracking is $\sim 1,3$ times grater and root-mean-square error of delay tracking is ~ 2 times grater then when using the algorithm with processing at the common intermediate frequency. It is shown also that using four gates delay discriminator in the algorithm with processing at the common intermediate frequency permits to lower root-mean-square error of delay tracking in 1,2 times as compared with case of using tow gates delay discriminator.

References

1. *Perov A.I.* Osnovy' postroeniya sputnikov'x radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012.
2. GLONASS. Principy' postroeniya i funkcionirovaniya. Izd. 4-e / Pod red. *A.I. Perova, V.N. Xarisovala*. M.: Radiotekhnika. 2010.
3. *Wendel J., Schubert F.M., Hager S.* A robust technique for unambiguous BOC tracking // Navigation journal of Institute of Navigation. 2014. V. 61. № 3.
4. *Perov A.I.* Sintez i analiz algoritma slezheniya za fazoj pilotnoj komponenty' signala L1OC GLONASS s obrabotkoj na podnesushnix chastota // Vestnik MEI. 2015. № 1.
5. *Perov A.I.* Sintez i analiz kogerentnogo algoritma slezheniya za zaderzhkoj pilotnoj komponenty' signala L1OC GLONASS s obrabotkoj na podnesushnix chastotax // Radiotekhnika. 2013. № 10.
6. *Castro D., Diez J., Fernández A., Sleewaegen J.-M.* A New Unambiguous Low-Complexity BOC Tracking Technique // ION GNSS 19th International Technical Meeting of the Sattelite Division. 26–29 September 2006. Fort Worth, TX.

Уважаемые читатели!

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу



Перов А.И., Замолодчиков В.Н., Чиликин В.М.

РАДИОАВТОМАТИКА

Изложены принципы действия, способы математического описания, методы анализа качества работы и синтеза систем радиоавтоматики; рассмотрены структурные схемы; дан анализ устойчивости, точности непрерывных и дискретных систем радиоавтоматики; большое внимание уделено математическому описанию и структурным схемам непрерывных и дискретных систем методами пространства состояний. Весь теоретический материал подкреплен примерами и контрольными вопросами.

Для студентов, обучающихся по направлению подготовки специалистов 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы» и направлению подготовки бакалавров 210400 «Радиотехника», а также для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием систем радиоавтоматики.

По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу: 107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6

Тел./факс (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37

Полный перечень книг, выпускаемых Издательством «Радиотехника», размещен на сайте

<http://www.radiotec.ru>; e-mail: info@radiotec.ru