

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»

УДК 621.396

Анализ эффективности алгоритмов совместного слежения за фазами пилотных компонент сигналов L10С 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

С.П. Ипполитов – магистрант, кафедра радиотехнических систем,
«Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Приведены уравнения оптимального совместного слежения за фазами пилотных компонент сигналов открытого доступа L10С ГЛОНАСС. Методом имитационного моделирования проведен анализ эффективности данных алгоритмов слежения для навигационной аппаратуры с различной динамикой движения.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, аппаратура потребителей, совместное слежение, фаза сигнала.

The equations of optimal joint tracking phases for the pilot components of open access L10C GLONASS signals were presented. By imitation modeling analyzed efficiency of these algorithms for navigation equipment with different motion dynamics.

Keywords: phase lock loop, joint tracking, navigation receiver, satellite navigation systems.

Вопросы совершенствования алгоритмов обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) является актуальной задачей, особенно в свете модернизации существующих СРНС ГЛОНАСС, GPS и ввода в эксплуатацию новых СРНС Galileo, Compass и др. Применительно к СРНС ГЛОНАСС одним из основных направлений модернизации является введение новых радиосигналов с кодовым разделением [1, 2], которые являются двухкомпонентными сигналами, включающими пилотную и информационную компоненты, и используют новый вид модуляции на поднесущих частотах. Поэтому анализ новых алгоритмов обработки сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением является актуальной задачей.

Одним из путей повышения точностных характеристик приема и обработки перспективных спутниковых сигналов является использование одноэтапных алгоритмов обработки принимаемой совокупности сигналов. Например, применительно к оценке фаз принимаемых сигналов суть одноэтапных алгоритмов заключается в совместной обработке фаз принимаемых сигналов в одной интегрированной следящей системе. Данное направление разрабатывалось в ряде публикаций. Например, в [3] предложен алгоритм совместной фильтрации составляющих фаз сигналов, обусловленных движением потребителя.

В [4] рассмотрена более общая постановка задачи с введением составляющих фаз сигналов, обусловленных, с одной стороны, общими для фаз всех принимаемых сигналов составляющими, связанными с движением потребителя и опорным генератором приемника, а с другой стороны, индивидуальными для каждого навигационного спутника (НС) составляющими, связанным с движением НС, флуктуациями фаз в бортовой аппаратуре, влиянием ионосферы и др. В указанных работах основной акцент сделан на динамичного потребителя и повышение эффективности совместного отслеживания динамики движения потребителя. В тоже время, повышение точности слежения за фазой сигнала представляет существенный интерес для беззапросных измерительных систем (БИС), которые являются стационарными объектами. В статьях [3, 4] выводы сформулированы для всех типов НАП, как стационарных, так и динамичных. Однако данный факт представляется спорным. Поэтому необходимо проведение более детального анализа характеристик системы совместного слежения за фазами сигналов НС с использованием методов имитационного моделирования их работы при приеме пилотной компоненты сигнала открытого доступа L10Ср, а не просто анализ дисперсионных уравнений оптимальной системы фильтрации, как это сделано в [4].

Ц е л ь р а б о т ы – проведение детального анализа эффективности алгоритмов совместного слежения за фазами пилотных компонент сигналов L10С ГЛОНАСС.

Постановка задачи синтеза оптимального алгоритма совместной фильтрации фаз совокупности навигационных сигналов

Рассмотрим прием пилотной компоненты сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением [2]. На входе системы обработки на интервалах времени $[t_k, t_{k+1}]$ наблюдения имеют вид

$$y_{k,l} = \sum_{i=1}^n A_i \tilde{h}_{p,i}(t_{k,l} - \tau_{i,k}) \cos(\omega_{np} t_{k,l} + \varphi_{i;k,l}) + n_{k,l}, \quad (1)$$

где A_i, ω_{np} – амплитуда и промежуточная частота сигнала i -го НС; $\tilde{h}_{p,i}(t_{k,l})$ – функция модуляции пилотной компоненты сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением [2]; $t_{k,l} = kT + lT_d, l = \overline{1, N}$ – моменты времени, для которых T_d – шаг дискретизации в АЦП, T – длительность тактовых интервалов обработки в корреляторах; $n_{k-1,l}$ – дискретный белый гауссовский шум (ДБГШ) с дисперсией $D_n = N_0/(2T_d)$, где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника; $\varphi_{i;k,l}$ – фаза сигнала i -го НС.

Следуя [4], изменение фазы φ_i сигнала i -го НС будем характеризовать рядом факторов: взаимным движением потребителя относительно НС, влиянием опорного генератора (ОГ) приемника и бортового стандарта частоты, условиями распространения сигнала в ионосфере и тропосфере и др. Среди данных факторов можно выделить те, которые одинаково влияют на фазы сигналов всех НС (т.е. являются общими), и факторы, которые индивидуальны для каждого сигнала i -го НС (т.е. различаются для каждого сигнала). К первой группе факторов относятся движение потребителя и влияние ОГ. Ко второй группе факторов относятся влияние бортового стандарта частоты, влияние ионосферы и тропосферы на трассе распространения от i -го НС до потребителя и др.

Учитывая сказанное, представим фазу $\varphi_{i;k,l}$ сигнала i -го НС в виде

$$\varphi_{i;k,l} = \varphi_{об;k,l} + \varphi_{инд;i;k,l}, \quad (2)$$

где $\varphi_{об;k,l}$ – составляющая фазы сигнала, обусловленная «общими» факторами; $\varphi_{инд;i;k,l}$ – составляющая фазы сигнала, обусловленная «индивидуальными» для сигнала i -го НС факторами.

Запишем модели изменения введенных составляющих фаз сигналов.

Отметим, что, как показано в [5], выбор модели для индивидуальных составляющих $\varphi_{инд;i;k,l}$ может влиять на процедуру синтеза оптимального алгоритма фильтрации. Поэтому рассмотрим более простой вариант, предложенный в [1] и описываемый в дискретные моменты времени t_k уравнением

$$\varphi_{инд;i;k} = \varphi_{инд;i;k-1} + \xi_{i,k-1}, \quad (3)$$

где $\xi_{i,k-1}$ – ДБГШ с дисперсией $D_\xi = S_{\xi_\varphi} / (2T)$, которую полагаем одинаковой для всех индивидуальных фаз.

Рассмотрим модель составляющей фазы сигнала, обусловленной «общими» факторами, т.е. движением потребителя и влиянием ОГ. На рис. 1 приведена геометрическая схема движения потребителя и навигационных спутников.

Уравнение изменения фазы, обусловленное движением потребителя и опорным генератором (ОГ), в тактовые моменты времени t_k имеют вид [1]

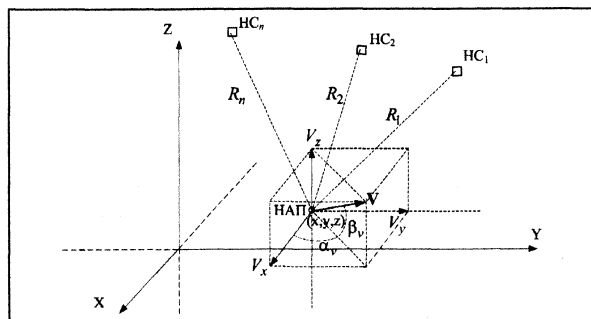


Рис. 1. Геометрическая схема движения потребителя и НС

$$\varphi_{об;k} = \varphi_{об;k-1} + T \left(-\frac{\omega_{нс}}{c} (\mathbf{V}_{нс,k-1} - \mathbf{V}_{k-1})^T \mathbf{e}_{i,k-1} - \omega_{нс} \delta v_{от,k-1} \right), \quad (4)$$

где $\omega_{нс}$ – несущая частота сигнала НС; $\delta v_{от}$ – относительная нестабильность частоты ОГ; $\mathbf{V} = \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix}$ – вектор скорости потребителя;

$\mathbf{V}_{нс} = \begin{pmatrix} V_{нс,x} \\ V_{нс,y} \\ V_{нс,z} \end{pmatrix}$ – вектор скорости i -го НС; $\mathbf{e}_i = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_i) \\ \cos(\beta_i) \\ \cos(\gamma_i) \end{pmatrix}$ – вектор направляющих косинусов на i -й НС, который полагаем известным; c – скорость света.

Перепишем (2) в виде

$$\varphi_{об;k} = \varphi_{об;k-1} + T \frac{\omega_{нс}}{c} \mathbf{V}_{k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1} - T \omega_{нс} \delta v_{от,k-1} - T \frac{\omega_i}{c} \mathbf{V}_{нс,k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1}, \quad (5)$$

где последнее слагаемое является известной функцией времени.

Уравнение для относительной нестабильности частоты ОГ имеет вид [2]

$$\delta v_{от,k} = \delta v_{от,k-1} + \xi_{v,k-1}, \quad (6)$$

где $\xi_{v,k-1}$ – ДБГШ с дисперсией $D_{\xi_v} = S_{\xi_v} / (2T)$.

Уравнения для составляющих вектора скорости потребителя будут такими

$$V_{x,k} = V_{x,k-1} + a_{x,k-1}T, \quad V_{y,k} = V_{y,k-1} + a_{y,k-1}T, \quad V_{z,k} = V_{z,k-1} + a_{z,k-1}T, \quad (7)$$

$$a_{x,k} = a_{x,k-1} + \xi_{a_x,k-1}, \quad a_{y,k} = a_{y,k-1} + \xi_{a_y,k-1}, \quad a_{z,k} = a_{z,k-1} + \xi_{a_z,k-1}, \quad (8)$$

где $\xi_{a_x,k-1}$, $\xi_{a_y,k-1}$, $\xi_{a_z,k-1}$ – некоррелированные ДБГШ с равными дисперсиями $D_{\xi_a} = S_{\xi_a} / (2T)$.

С учетом (5)–(8) запишем уравнение для суммарной фазы сигнала i -го НС тактовые моменты времени t_k

$$\begin{aligned} \varphi_{i;k} = & \varphi_{i;k-1} + T \frac{\omega_{нс}}{c} \mathbf{V}_{k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1} - T \omega_{нс} \delta v_{от,k-1} - T \frac{\omega_i}{c} \mathbf{V}_{нсi,k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1} + \xi_{i,k-1} = \varphi_{i;k-1} + \\ & + T \frac{\omega_{нс}}{c} [V_{x,k-1} \cos(\alpha_{i,k-1}) + V_{y,k-1} \cos(\beta_{i,k-1}) + V_{z,k-1} \cos(\gamma_{i,k-1})] - T \omega_{нс} \delta v_{от,k-1} - T \frac{\omega_i}{c} \mathbf{V}_{нс,k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1} + \xi_{i,k-1}. \end{aligned} \quad (9)$$

Введем вектор оцениваемых параметров (вектор состояния)

$$\mathbf{x}_k = \left[\varphi_{1,k} \quad \dots \quad \varphi_{n,k} \quad \delta v_{от,k} \quad V_{x,k} \quad V_{y,k} \quad V_{z,k} \quad a_{x,k} \quad a_{y,k} \quad a_{z,k} \right]^T,$$

для которого запишем разностное уравнение

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F} \mathbf{x}_{k-1} - \mathbf{B} \mathbf{E}_{k-1} \mathbf{V}_{нсi,k-1} + \mathbf{G} \xi_{k-1}, \quad (10)$$

где

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 0 & -T \omega_{нс} & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\alpha_{1,k-1}) & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\beta_{1,k-1}) & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\gamma_{1,k-1}) & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 1 & -T \omega_{нс} & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\alpha_{n,k-1}) & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\beta_{n,k-1}) & T \frac{\omega_{нс}}{c} \cos(\gamma_{n,k-1}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad (11)$$

$$\xi_k = \left[\xi_{1,k} \quad \dots \quad \xi_{n,k} \quad \xi_{v,k} \quad \xi_{a_x,k} \quad \xi_{a_y,k} \quad \xi_{a_z,k} \right]^T;$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{(n+1) \times (n+1)} & \mathbf{0}_{(n+1) \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times (n+1)} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times (n+1)} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{pmatrix} - \text{матрица размером } (n+7) \times (n+4); \quad \mathbf{E}_k = \begin{pmatrix} \cos(\alpha_{1,k-1}) & \cos(\beta_{1,k-1}) & \cos(\gamma_{1,k-1}) \\ \dots & \dots & \dots \\ \cos(\alpha_{n,k-1}) & \cos(\beta_{n,k-1}) & \cos(\gamma_{n,k-1}) \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{B} = T \frac{\omega_{\text{НС}}}{c} \begin{vmatrix} \mathbf{I}_{n \times n} \\ \mathbf{0}_{7 \times n} \end{vmatrix} \quad (\text{здесь } \mathbf{I}_{n \times n} \text{ – единичная матрица } n \times n; \mathbf{0}_{7 \times n} \text{ – матрица размером } 7 \times n, \text{ состоящая из нулей}).$$

Матрица дисперсий шумов ξ_k имеет вид

$$\mathbf{D}_{\xi} = \begin{vmatrix} D_{\xi} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & D_{\xi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D_{\xi_v} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{\xi_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_{\xi_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_{\xi_a} \end{vmatrix}.$$

Ставится задача синтеза оптимальной фильтрации вектора \mathbf{x}_k , динамика изменения которого в тактовые моменты времени t_k , следующие с интервалом T , описывается уравнением (10) при наблюдениях (1), проводимых в дискретные моменты времени $t_{k,l}$, следующие с шагом дискретизации T_d .

Для решения задачи синтеза представим (9) в виде

$$\varphi_{i;k} = \varphi_{i;k-1} + T \omega_{\text{д},i,k-1}, \quad (12)$$

где $\omega_{\text{д},i,k-1}$ – доплеровское смещение частоты сигнала i -го НС:

$$\omega_{\text{д},i,k-1} = \frac{\omega_{\text{НС}}}{c} \mathbf{V}_{k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1} - \omega_{\text{НС}} \delta v_{\text{от},k-1} - \frac{\omega_{\text{НС}}}{c} \mathbf{V}_{\text{НС},k-1}^T \mathbf{e}_{i,k-1}. \quad (13)$$

Положим, что на каждом из интервалов длительностью T значение доплеровского смещения частоты постоянно, например, для интервала времени $[t_k, t_{k+1}]$ оно равно $\omega_{\text{д},i,k}$. Тогда для каждой внутренней точки такого интервала, например $t_{k,l}$, можно записать аналогичное (12) выражение

$$\varphi_{i;k,l} = \varphi_{i;k} + l T_d \omega_{\text{д},i,k}. \quad (14)$$

С учетом (14) наблюдения (1) запишем в виде

$$y_{k,l} = \sum_{i=1}^n A_i \tilde{h}_{p,i}(t_{k,l} - \tau_{i,k}) \cos(\omega_{\text{пр}} t_{k,l} + \varphi_{i;k} + l T_d \omega_{\text{д},i,k}) + n_{k,l}. \quad (15)$$

На интервале времени $[t_k, t_{k+1}]$ наблюдения (15) для сигнала каждого НС содержат два параметра $\varphi_{i;k-1}$, $\omega_{\text{д},i,k-1}$, которые подлежат оценке. В [1] показано, что учет при синтезе в наблюдениях двух указанных параметров приводит к системе фильтрации с комбинированным частотно-фазовым дискриминатором. В более простом случае при синтезе в наблюдениях (15) можно учитывать только один оцениваемый параметр $\varphi_{i;k-1}$, полагая второй известным. Воспользуемся таким подходом, полагая, кроме того, известными задержки $\tau_{i,k}$.

Синтез оптимального алгоритма совместной фильтрации фаз совокупности навигационных сигналов

Используя общие уравнение оптимальной фильтрации вектора \mathbf{x}_k в гауссовском приближении в тактовые моменты времени t_k , запишем

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{\mathbf{x},k} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T, \quad \tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} - \mathbf{B} \mathbf{E}_{k-1} \mathbf{V}_{\text{НС},k-1}, \quad (16), (17)$$

$$\mathbf{D}_{\mathbf{x},k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T, \quad \tilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k} = \mathbf{F} \mathbf{D}_{\mathbf{x},k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{G} \mathbf{D}_{\xi} \mathbf{G}^T, \quad (18), (19)$$

где $\mathbf{D}_{x,k}$ – матрица дисперсий ошибок фильтрации вектора состояния; $\tilde{\mathbf{D}}_{x,k}$ – матрица дисперсий ошибок экстраполяции вектора состояния;

$$F_k(\mathbf{x}_k) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N y_{k,l} \sum_{i=1}^n A_i \tilde{h}_{p,i}(t_{k,l} - \tau_{i,k}) \cos(\omega_{np} t_{k,l} + \varphi_{i,k} + lT_d \omega_{d,i,k}). \quad (20)$$

Отметим, что уравнения фильтрации (16), (17) записаны для оценок $\hat{\mathbf{x}}_k$, соответствующих моменту времени t_k , но формируемых в момент времени t_{k+1} . Обусловлено это тем, что принимаемые на интервале времени $[t_k, t_{k+1}]$ наблюдения (15) зависят от значений вектора состояния, соответствующих моменту времени t_k , поэтому и информация из этих наблюдений извлекается о значении вектора состояния \mathbf{x}_k .

Рассмотрим производную, входящую в (16). Введем вектор $\boldsymbol{\lambda} = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \dots \ \varphi_n]^T$, который связан с вектором состояния соотношением $\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{c}\mathbf{x}$, где $\mathbf{c} = [\mathbf{I}_{n \times n} \ \mathbf{0}_{n \times 7}]$, и запишем искомую производную в виде

$$\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \frac{\partial \boldsymbol{\lambda}}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \mathbf{c}. \quad (21)$$

Рассмотрим производную

$$\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}} = \left[\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1} \quad \frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_2} \quad \dots \quad \frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_n} \right], \quad (22)$$

где

$$\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_j} = -\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N y_{k,l} A_i \tilde{h}_{p,i}(t_{k,l} - \tau_{i,k}) \sin(\omega_{np} t_{k,l} + \varphi_{i,k} + lT_d \omega_{d,i,k}). \quad (23)$$

Формула (23) описывает фазовый дискриминатор при работе по пилотной компоненте сигнал i -го НС. Поэтому введем обозначение

$$u_{\text{фд},i,k+1} = -\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N y_{k,l} A_i \tilde{h}_{p,i}(t_{k,l} - \tau_{i,k}) \sin(\omega_{np} t_{k,l} + \varphi_{i,k} + lT_d \omega_{d,i,k}) \quad (24)$$

и запишем уравнение оптимальной фильтрации (16) в виде

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{x,k} \mathbf{c}^T \mathbf{u}_{\text{фд},k+1}(\tilde{\mathbf{x}}_k), \quad (25)$$

где

$$\mathbf{u}_{\text{фд},k+1}(\tilde{\mathbf{x}}_k) = \left[u_{\text{фд},1,k+1}(\tilde{\varphi}_{1,k}) \quad u_{\text{фд},2,k+1}(\tilde{\varphi}_{2,k}) \quad \dots \quad u_{\text{фд},n,k+1}(\tilde{\varphi}_{n,k}) \right]^T. \quad (26)$$

В дисперсионное уравнение (18) входит вторая производная функции $F_k(\mathbf{x}_k)$, выражение для которой с учетом (23) запишем в виде

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T = \mathbf{c}^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \left[\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \right]^T \right\} \mathbf{c}, \quad (27)$$

где

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \left(\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \right)^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1^2} & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1 \partial \varphi_2} & \dots & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1 \partial \varphi_n} \\ \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1 \partial \varphi_2} & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_2 \partial \varphi_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_1 \partial \varphi_n} & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_2 \partial \varphi_n} & \dots & \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_n^2} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Вычислим производные, входящие в (28):

$$\frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_j^2} = -\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^N y_{k,l} A_j \tilde{h}_{p,j}(t_{k,l} - \tau_{j,k}) \cos(\omega_{np} t_{k,l} + \varphi_{j;k} + l T_d \omega_{d,j,k}), \quad \frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_j \partial \varphi_m} = 0. \quad (29)$$

Матрица (28) зависит от вектора состояния \mathbf{x}_k , что затрудняет решение дисперсионных уравнений (18). Для упрощения данной задачи заменим матрицу $\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T$ ее средним значением

$$M \left[\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \right]. \text{ Вычислим средние значения элементов данной матрицы}$$

$$M \left[\frac{\partial^2 F_k(\mathbf{x}_k)}{\partial \varphi_j^2} \right] = -q_{c/n_0,j} T, \quad (30)$$

где $q_{c/n_0,j} = P_{c,j} / N_0$ – отношения мощности $P_{c,j}$ сигнала j -го НС к спектральной плотности мощности внутреннего шума приемника.

Отметим, что при выводе (30) учтено, что пилотная компонента сигнал ГЛОНАСС с кодовым разделением на периоде интегрирования занимает лишь половину временного интервала. Вторая половина временного интервала занята информационной компонентой сигнала.

Полагая $q_{c/n_0,j}$ одинаковыми для всех НС ($q_{c/n_0,j} \equiv q_{c/n_0}$) и принимая во внимание (27)–(30), запишем дисперсионное уравнение (18) в виде

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + q_{c/n_0} T \mathbf{c}^T \mathbf{c}. \quad (31)$$

Уравнение (31) совместно в (19) являются детерминированными уравнениями, не зависящими от оценок вектора состояния, и достаточно просто решаются на ЭВМ.

На рис. 2 приведена схема совместного слежения за фазами сигналов НС.

Имитационное моделирование системы совместного слежения

Приведем результаты расчета дисперсионных уравнений (31) для различной динамики движения объекта. Положим следующие характеристики: $T = 4$ мс; $q_{c/n_0} = 10^4$ Гц (40 дБГц); $S_{\varepsilon_\varphi} = 0,1$ рад²с⁻¹; слабая динамика объекта: $S_{\varepsilon_a} = 0,1$ м²с⁻⁵; $S_{\varepsilon_v} = 10^{-21}$ с⁻¹; средняя динамика объекта: $S_{\varepsilon_a} = 10$ м²с⁻⁵; $S_{\varepsilon_v} = 10^{-21}$ с⁻¹; сильная динамика объекта: $S_{\varepsilon_a} = 10^6$ м²с⁻⁵; $S_{\varepsilon_v} = 10^{-19}$ с⁻¹.

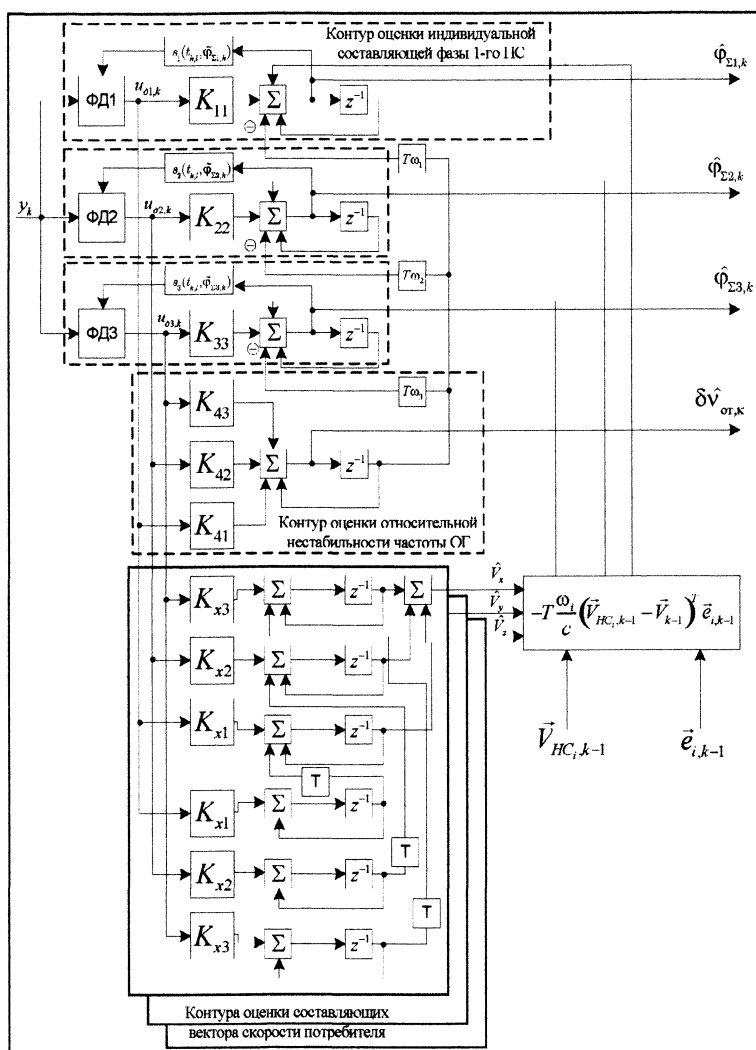


Рис. 2. Схема совместного слежения за фазами сигналов НС

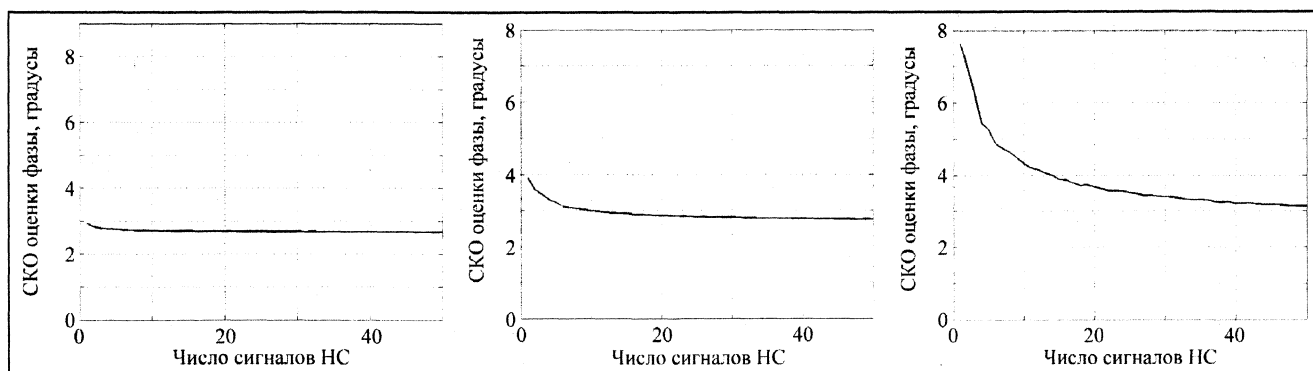


Рис. 3. Графики СКО оценки фазы при слабой (а), средней (б) и сильной (в) динамике объекта

На рис. 3 приведены зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) фильтрации фазы для приведенных типов динамики объекта. СКО рассчитывалось как среднее значение между ошибками фильтрации фаз всех обрабатываемых сигналов при случайном задании расположения НС относительно НАП. Из приведенных зависимостей следует, что больший выигрыш от совместной обработки фаз принимаемых сигналов имеет место при сильной динамике объекта и составляет 1,8 раза по СКО при совместной обработке 10 сигналов НС. При слабой динамике объекта выигрыш по СКО составляет 1,05 раза от СКО при совместной обработке 10 сигналов НС. При увеличении числа обрабатываемых сигналов НС свыше 10 нарастание выигрыша в СКО существенно замедляется: увеличивается на 10–20% при возрастании числа обрабатываемых сигналов НС до 50 (в 5 раз).

Отметим, что зависимость СКО оценки фазы, приведенная на рис. 3,а, для сильно динамичного объекта совпадает с аналогичной зависимостью, приведенной в [4].

Рассмотрим работу многосигнальной ССФ при движении НАП по детерминированной траектории с рывком, временная зависимость которого приведена на рис. 4. Положим $T = 4$ мс; $q_{c/n_0} = 10^{4,5}$ Гц (45 дБГц); $S_{\xi_\varphi} = 0,1$ рад²с⁻¹; $S_{\xi_a} = 20$ м²с⁻⁵; $S_{\xi_v} = 10^{-21}$ с⁻¹; $S_{\xi} = 0,1$ рад·с⁻¹.

На рис. 5 приведена зависимость ошибки оценки фазы в одноканальной ССФ. СКО оценки фазы, рассчитанное по данной реализации равно $\sigma_\varphi = 2,53^\circ$. На рис. 6 приведена зависимость ошибки оценки фазы в ССФ, совместно обрабатывающей 10 сигналов НС. СКО оценки фазы, рассчитанное по данной реализации, равно $\sigma_\varphi = 1,89^\circ$, т.е. в 1,34 меньше, чем в предыдущем случае.

Рассмотрим помехоустойчивость многосигнальной ССФ при воздействии шумовой полосовой помехи с шириной спектра $\Delta f_n = 4$ МГц. Под помехоустойчивостью будем понимать максимальное значение отношения мощности помехи к мощности навигационного сигнала $K_n = P_n/P_c$, при котором происходит срыв слежения хотя бы в одном канале. Положим $T = 4$ мс; $q_{c/n_0} = 10^4$ Гц (40 дБГц); $S_{\xi_v} = 10^{-21}$ с⁻¹.

В таблице приведены значения помехоустойчивости для различной динамики движения НАП и различного числа совместно обрабатываемых сигналов НС n .

Из таблицы следует, что при слабой динамике НАП помехоустойчивость практически не зависит от числа совместно обрабатываемых сигналов НС. При средней и сильной динамике

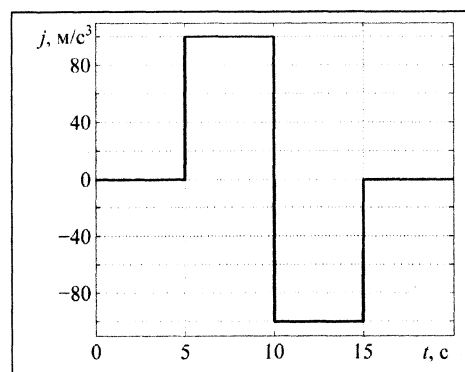


Рис. 4. Графическое представление временной зависимости рывка

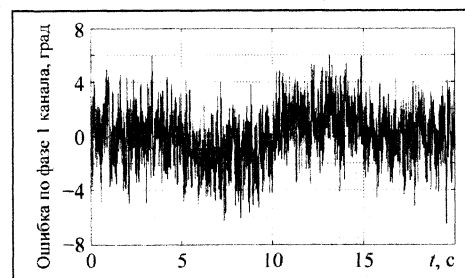


Рис. 5. График ошибки оценки фазы в одноканальной ССФ

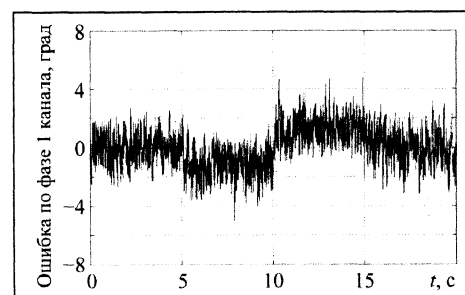


Рис. 6. График ошибки оценки фазы в 10-ка-

Таблица. Значения помехоустойчивости для различной динамики движения многосигнальной НАП

| Значение D_{ξ} , рад ² с ⁻¹ | Значение $S_{\xi a}$, м ² с ⁻⁵ | $K_{\text{п}}$, дБ | | | | |
|---|---|---------------------|---------|---------|----------|----------|
| | | $n = 1$ | $n = 3$ | $n = 5$ | $n = 10$ | $n = 15$ |
| 0,1 | 0,1 | 49 | 49 | 50 | 50 | 50 |
| | 10 | 45 | 46 | 47 | 49 | 50 |
| | 10 ⁴ | 39 | 40 | 41 | 43 | 44 |
| | 10 ⁶ | 34 | 36 | 37 | 38 | 39 |
| 10 | 0,1 | 43 | 43 | 42 | 42 | 42 |

НАП помехоустойчивость возрастает с ростом числа совместно обрабатываемых сигналов НС. Так, например, при возрастании числа совместно обрабатываемых сигналов НС от 1 до 15 помехоустойчивость возрастает на 5 дБ (~ 3 раза). В соответствии с [1] помехоустойчивость в этом случае должна была бы возрасти в 5 раз (7 дБ).

- Имитационное моделирование, проведенное для анализа эффективности предложенных алгоритмов оптимального совместного сле-

жения за фазами пилотных компонент сигналов открытого доступа L1OC ГЛОНАСС, показало, что для стационарных и слабо динамичных объектов совместное слежение за фазами нескольких сигналов практически не дает выигрыша ни в точности слежения, ни в помехоустойчивости. Для средне и сильно динамичных объектов использование алгоритмов совместного слежения за фазами НС позволяет повысить точность слежения за фазами сигналов и помехоустойчивость режима слежения. Так, при совместном слежении за фазами 10 сигналов НС среднеквадратическая ошибка слежения за фазами снижается в 1,4–1,8 раза, а помехоустойчивость режима слежения повышается на 4 дБ по сравнению со случаем слежения за фазой каждого сигнала НС раздельно.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Изд. 4-е / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010.
2. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012.
3. Кушнир А.А., Шувалов А.В. Оптимальный алгоритм совместного сопровождения спутниковых сигналов в навигационной аппаратуре GPS/ГЛОНАСС // Радиотехника. 2007. № 7. Радиосистемы (Журнал в журнале).
4. Харисов В.Н., Кушнир А.А. Многосигнальная система ФАП для повышения помехоустойчивости приемника СРНС // Радиотехника. 2013. № 7.
5. Перов А.И., Устинов А.Ю., Ипполитов С.П. Синтез и анализ алгоритма совместного слежения за фазами сигналов навигационных спутников в беззапросной измерительной систем // Радиотехнические тетради. 2014. № 53.

Поступила 27 июня 2015 г.

Efficiency analysis of joint tracking algorithms for the pilot component of 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

S.P. Ippolitov – Undergraduate, Radio System Department, «National Research University «MPEI» (Moscow)

In connection with development of satellite navigation systems in the near future consumers will be available more than one hundred navigation signals. When considering the relative motion of the consumer and navigation satellites in the phases of the received signals can be distinguished component, which will be common to all phases of navigations satellites signals. In view of above, can be synthesized an algorithm of joint tracking, job characteristics which are of practical interest.

The article presents the results of synthesis of optimal joint tracking system for phases (PLL) pilot signal components of several open access L1OC GLONASS signals. The equations of optimal filtering and block diagram of joint PLL showed in article. By simulation methods produced some characteristics of the joint PLL at different dynamics of the consumer.

References

1. GLONASS. Principy' postroeniya i funkcionirovaniya. Izd. 4-e / Pod red. A.I. Perova, V.N. Xarisoval. M.: Radiotekhnika. 2010.
2. Perov A.I. Osnovy' postroeniya sputnikovy'x radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012.
3. Kushnir A.A., Shuvalov A.V. Optimal'ny'j algoritm sovmestnogo soprovozhdeniya sputnikovy'x signalov v navigacionnoj apparature GPS/GLONASS // Radiotekhnika. 2007. № 7. Radiosistemy' (Zhurnal v zhurnale).
4. Xarisov V.N., Kushnir A.A. Mnogosignal'naya sistema FAP dlya pov'sheniya pomexoustojchivosti priemnika SRNS // Radiotekhnika. 2013. № 7.
5. Perov A.I., Ustinov A.Yu., Ippolitov S.P. Sintez i analiz algoritma sovmestnogo slezheniya za fazami signalov navigacionny'x sputnikov v bezzaprosnoj izmeritel'noj sistem // Radiotekhnicheskie tetradi. 2014. № 53.