

РАДИОТЕХНИКА

Radioengineering

XXI век

9 2014

В номере:

Журнал в журнале

РАДИОСИСТЕМЫ

Выпуск 187

Информационный конфликт

в спектре электромагнитных волн, № 30

Выпуск 188

Статистический синтез радиосистем, № 19



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

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

Algorithm to assess the range of moving air object. Koziratsky Yu.L., Prokhorov D.V., Kuryanov I.Yu., Kuleshov P.E.	75
Coherent processing of multifrequency radio and acoustic signals in geolocatin systems. Ageev D.M., Ponkin V.A.	78
Perspectives of perfection systems radio wave control of radio physical characteristics coverings and materials. Mikhailov V.V., Ponkin V.A.	83
Algorithm for measuring ultra-wideband bistatic radar characteristics of objects on compact radar range of matrix type. Emelyanov E.S., Emelyanov S.V., Ageev D.M.	87

STATISTICAL SYNTHESIS OF RADIOSYSTEMS

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

METHODS OF SYNTHESIS AND ALGORITHMS OF OPTIMAL SIGNAL PROCESSING IN SATELLITE NAVIGATION

Optimum clock synchronization algorithm without accumulation limit. Kharisov V.N., Golovin P.M., Pel'tin A.V.	96
One-stage coherent-noncoherent algorithm of object attitude estimation using satellite navigation radio signals. Perov A.I.	105
Combined phase-frequency tracking in GNSS receivers. Dneprov V.V., Korogodin I.V.	112
Integrated filtering algorithm of phase difference of two space radio navigation signals with using of inertial sensors measurements. Perov A.I.	118

ANALYSIS of SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS IN SATELLITE NAVIGATION

The temporary accumulation algorithm for monitoring of the GLONASS signals. Kharisov V.N., Peltin A.V.	124
Analysis of a-priory information affect to signal acquisition performance. Lipa I.V., Boldenkov E.N.	128
New methods of space-time processing algorithms implementation. Efimenko V.S., Pastukhov A.V., Voronchikhin D.N.	134
Interference situation monitoring in the global navigation satellite systems frequency band. The practical implementation. Pastukhov A.V., Oganesyana A.A., Golovin P.M., Pavlov V.S., Medvedev P.V., Gavrilov A.I.	140

"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.

Полный список опубликованных статей, а также аннотации к ним Вы найдете на нашем сайте: <http://www.radiotec.ru>

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

Сдано в набор 04.08.2014. Подписано в печать 15.09.2014. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Times New Roman».

Печ.л. 17,5. Тираж 600 экз. Изд. № 9.

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 ЗАО «САЙНС-ПРЕСС».

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

Контактные телефоны: 650-38-80. Заказ № 3506.

ISSN 0033-8486

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2014 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 621.376

Совмещение систем слежения за частотой и фазой в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем

© Авторы, 2014

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2014

В.В. Днепров – магистр, Национальный исследовательский университет «МЭИ»**И.В. Корогодин** – к.т.н., ассистент кафедры радиотехнических систем, Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Предложен способ совмещения систем слежения за частотой и фазой для организации комбинированного когерентно-некогерентного алгоритма слежения. Синтезирован фазовый дискриминатор, работающий по выходным сигналам коррелятора, замкнутого в кольцо системы слежения за частотой. Приведены результаты имитационного моделирования и экспериментальных исследований комбинированного когерентно-некогерентного алгоритма.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, ГЛОНАСС, GPS, аппаратура потребителей.

A combined frequency-phase lock loop's algorithm is given. A novel discriminator of phase was synthesized. A phase lock loop contains the discriminator and it estimates a phase of a navigation signal. The discriminator uses output signals of correlators. The correlators are controlled by means of a frequency lock loop. There are no links between the correlators and the phase lock loop in this system; hence an antijam capability and a sensitivity are defined by the frequency lock loop. Results of a simulation and a prototyping are presented.

Keywords: space radio navigation systems, GLONASS, GPS, user apparatus, phase tracking, carrier tracking, frequency tracking, lock loop.

Введение

Алгоритмы обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) активно развиваются. Современная НАП способна работать как в когерентном, т.е. с оценкой фазы сигнала, так и в некогерентном, т.е. без оценивания фазы сигнала, режимах. Алгоритмы работы данных режимов различны, также различны и характеристики НАП, работающей в этих режимах. Когерентный режим позволяет получать более точные оценки параметров навигационного сигнала. С другой стороны, работа в некогерентном режиме возможна при неблагоприятных условиях и, следовательно, позволяет получить большую помехоустойчивость и чувствительность НАП. Таким образом, современная НАП должна уметь работать как в одном, так и в другом режимах.

Цель работы – улучшение характеристик НАП путем разработки объединенного когерентно-некогерентного алгоритма слежения за параметрами навигационного сигнала, позволяющего использовать преимущества обоих режимов работы.

Постановка задачи

Для построения объединенной когерентно-некогерентной системы синтезируем систему слежения за фазой (ССФ), входными сигналами которой являются выходные сигналы коррелятора, работающего в кольце системы слежения за частотой (ССЧ).

Рассмотрим некогерентную ССЧ. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема этой системы. На ее вход поступают отсчеты радионавигационного сигнала в аддитивной смеси с тепловым шумом приемника:

$$y(t_i, \lambda(t_i)) = S(t_i, \lambda(t_i)) + n(t_i), \quad (1)$$

где $S(t_i, \lambda(t_i))$ – отсчеты принимаемого сигнала в моменты времени

t_i ; $n(t_i)$ – отсчеты дискретного белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2T_d}$, где N_0 – односторонняя спектральная плотность внутреннего шума приемника, T_d – интервал дискретизации; $\lambda(t_i)$ – вектор информативных [1], т.е. подлежащих оцениванию, параметров сигнала.

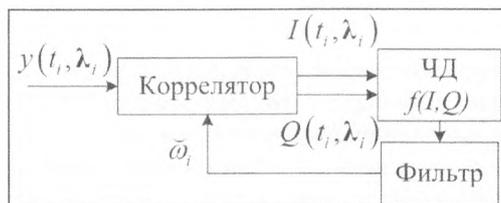


Рис. 1

Примем следующую модель радионавигационного сигнала $S(t_i, \lambda(t_i))$:

$$S(t_{k,l}, \lambda(t_{k,l})) = A_k h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \tau_k) h_{\text{нс},k} \cos(\Phi(t_{k,l}, \lambda(t_{k,l}))), \quad (2)$$

где A_k – амплитуда принимаемого сигнала, которая в дальнейшем полагается известной; τ_k – задержка сигнала, также полагается известной; $h_{\text{дк}}(t_{k,l})$ – известная функция модуляции дальномерным кодом, принимающая значения $\{-1, 1\}$; $h_{\text{нс},k}$ – неизвестный символ навигационного сообщения, принимающий значение из множества $\{-1, 1\}$ с равной вероятностью, постоянное на интервале $T_{\text{нс}}$; $\Phi(t_{k,l}, \lambda(t_{k,l}))$ – полная фаза сигнала. Индексы $l = 1, \dots, L$; k разбивают ось времени: $t_{k,l} = t_{k,0} + lT_d = kT + lT_d$, $t_{k,0} = t_{k-1,L}$, $T = LT_d$. Считается, что ее можно разбить на равные интервалы длительностью T , содержащие L отсчетов наблюдения (1), такие, что в течение данного интервала времени параметры сигнала полагается постоянными: $h_{\text{нс},k} = \text{const}$, $\lambda(t_{k,l}) = \lambda_k = \text{const}$. Изменение параметров сигнала происходит при смене интервала, т.е. при переходе от момента времени $t_{k-1,L}$ к $t_{k,0}$. Учитывая постоянство параметров сигнала и введенную шкалу времени, примем кусочно-линейную аппроксимацию полной фазы сигнала на интервале T . Модель полной фазы сигнала запишем в виде:

$$\Phi(t_{k,l}, \lambda_k) = \omega_{\text{пр}} t_{k,l} + \omega_{\text{д},k} lT_d + \varphi_k, \quad (3)$$

где $\omega_{\text{пр}}$ – известная промежуточная частота принимаемого сигнала; $\omega_{\text{д},k}$ – доплеровский сдвиг частоты, обусловленный взаимным движением навигационного спутника (НС) и НАП; φ_k – фаза сигнала в момент времени $t_{k,0}$.

Известно [2], что дискриминатор рассматриваемой следящей системы за частотой (рис. 1) формируется при помощи выходных сигналов устройства, называемого коррелятором. Выходные сигналы коррелятора, называемые синфазной и квадратурной компонентой коррелятора, можно записать в виде [3]:

$$I_k = \sum_{l=1}^L y(t_{k,l}, \lambda_k) \cdot h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \bar{\tau}_k) \cos(\Phi(t_{k,l}, \tilde{\lambda}_k)), \quad (4)$$

$$Q_k = \sum_{l=1}^L y(t_{k,l}, \lambda_k) \cdot h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \bar{\tau}_k) \sin(\Phi(t_{k,l}, \tilde{\lambda}_k)), \quad (5)$$

где $\Phi(t_{k,l}, \tilde{\lambda}_k)$ – полная фаза опорного сигнала, определяемая как $\Phi(t_{k,l}, \tilde{\lambda}_k) = \omega_{\text{пр}} t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\text{д},k} lT_d + \tilde{\varphi}_k$.

Опорные сигналы для коррелятора формируются генератором опорных сигналов с учетом оценок вектора λ , производимых следящей системой. Здесь и в дальнейшем верхний индекс « $\tilde{}$ » означает, что величина с таким индексом является параметром опорного сигнала коррелятора. Так как принято допущение, что задержка навигационного сигнала полагается известной (т.е. $\tau_k = \bar{\tau}_k$), фазы дальномерного кода радионавигационного сигнала и дальномерного кода в опорном сигнале коррелятора совпадают, и их произведение равно $h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \tau_k) h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \bar{\tau}_k) = h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \tau_k)^2 = 1$.

После подстановки в выражения (4), (5) всех введенных величин получаем следующую запись выходных сигналов коррелятора:

$$I_k = A_k h_{\text{нс},k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_0 t_{k,l} + \omega_{\text{д},k} lT_d + \varphi_k) \cos(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\text{д},k} lT_d + \tilde{\varphi}_k) + \sum_{l=1}^L n(t_{k,l}) h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \bar{\tau}_k) \cos(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\text{д},k} lT_d + \tilde{\varphi}_k), \quad (6)$$

$$Q_k = A_k h_{\text{нс},k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_0 t_{k,l} + \omega_{\text{д},k} lT_d + \varphi_k) \sin(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\text{д},k} lT_d + \tilde{\varphi}_k) + \sum_{l=1}^L n(t_{k,l}) h_{\text{дк}}(t_{k,l} - \bar{\tau}_k) \sin(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\text{д},k} lT_d + \tilde{\varphi}_k). \quad (7)$$

Отметим, что в записи модели полной фазы опорного сигнала присутствует начальная фаза $\tilde{\varphi}_k$. Обычно [3] при синтезе некогерентных систем слежения начальная фаза полагается неинформативным параметром, и управление опорными сигналами коррелятора по этому параметру не производится. В рассматриваемом случае параметр $\tilde{\varphi}_k$ является фазой опорного сигнала в момент $t_{k,0}$. Данный параметр не оценивается системой ССЧ, и он не будет подстраиваться синтезируемой в работе ССФ. Его значение можно, в зависимости от реализации коррелятора в

НАП, получить непосредственно, опросив регистры памяти коррелятора, либо рассчитать на основании истории управления коррелятором. Поэтому в дальнейшем изложении этот параметр полагается известным.

Введем вектор информативных параметров

$$\lambda_k = \begin{bmatrix} \varphi_k & \omega_{\Delta,k} \end{bmatrix}^T. \quad (8)$$

К неинформативным параметрам, т.е. таким параметрам сигнала, оценка которых не требуется, отнесем символ навигационного сообщения $\mu_k = h_{\text{нс},k}$.

Введенный вектор информативных параметров часто используют при синтезе систем слежения за фазой сигнала [3]. При этом для описания изменения компонент вектора информативных параметров во времени используют математическую модель вида

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \omega_{k-1}T, \quad \omega_k = \omega_{k-1} + v_{k-1}T, \quad (9);(10)$$

где v_{k-1} имеет смысл скорости роста частоты, т.е. в непрерывном времени производной частоты по времени

$\frac{d\omega(t)}{dt} = \nu(t)$. Такая модель, с одной стороны, хорошо соответствует реальному изменению компонент вектора λ_k , с другой – для такой модели получены алгоритмы фильтрации информативных параметров [2], что позволяет провести сравнение синтезируемого в работе алгоритма с известными аналогами.

В статистической теории радиотехнических систем [1] используют отображение m -мерного вектора λ n -мерным вектором $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_n]^T$, называемым вектором состояний. Связь между λ и \mathbf{x} задается соотношением $\lambda_k = \mathbf{c}\mathbf{x}_k$, где \mathbf{c} – матрица размером $m \times n$. При синтезе систем слежения за фазой вводят следующий вектор состояний \mathbf{x} [1]:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \varphi & \omega & v \end{bmatrix}^T. \quad (11)$$

Для описания изменения компонент вектора состояний во времени модель дополняют уравнением

$$v_k = v_{k-1} + \xi_{k-1}, \quad (12)$$

где ξ_{k-1} – дискретный белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D_ξ , называемый в литературе [3] формирующим шумом. Согласно [3] модели ускорения по линии визирования НАП – КА в виде случайного процесса с экспоненциальной функцией корреляции $r_v(\tau) = 2(33\sigma_a)^2 \alpha$ можно сопоставить модели (9), (10), (12). При этом дисперсия формирующего шума может быть рассчитана через среднеквадратическое значение (СКЗ) ускорения σ_a [1]: $D_\xi = 2(33\sigma_a)^2 \alpha T$, где α – ширина спектра ускорения.

Запишем модель динамики вектора состояний в векторно-матричном виде:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}\xi_{k-1}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Вектор состояния \mathbf{x}_0 в момент, предшествующий началу оценивания, считается многомерной нормальной случайной величиной с известным вектором математических ожиданий и известной ковариационной матрицей.

Поставим задачу по наблюдениям (6), (7) формировать в моменты $t_{k,L}$ оптимальные по критерию минимума среднего квадрата ошибки (СКОш) фильтрации оценки вектора $\hat{\lambda}_k$.

Синтез фазового дискриминатора

Согласно теории оптимальной фильтрации при приеме сигнала на фоне белого гауссовского шума процесс на выходе дискриминатора следящей системы может определяться соотношением [1]

$$\mathbf{u}_{\Delta,k}(\lambda_k - \tilde{\lambda}_k) = \left. \left(\frac{\partial \ln(p(I_k, Q_k | \lambda_k))}{\partial \lambda_k} \right)^T \right|_{\lambda_k = \tilde{\lambda}_k}, \quad (14)$$

где $p(I_k, Q_k | \lambda_k)$ – функция правдоподобия наблюдаемой реализации, рассматриваемая как функция λ_k .

Наблюдения (6), (7), можно представить как сумму систематической и случайной составляющих

$$I_k = \bar{I}_k + n_{I,k}, \quad Q_k = \bar{Q}_k + n_{Q,k}, \quad (15);(16)$$

где $\sigma_{IQ}^2 = \frac{\sigma_n^2 L}{2}$; $\bar{I}_k = M[I_k | \lambda_k, \mu_k]$, $\bar{Q}_k = M[Q_k | \lambda_k, \mu_k]$ – условные математические ожидания, определяемые выражениями:

$$\bar{I}_k = A_k h_{nc,k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_0 t_{k,l} + \omega_{\Delta,k} l T_d + \varphi_k) \cdot \cos(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\Delta,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k), \quad (17)$$

$$\bar{Q}_k = A_k h_{nc,k} \sum_{l=1}^L \cos(\omega_0 t_{k,l} + \omega_{\Delta,k} l T_d + \varphi_k) \cdot \sin(\omega_0 t_{k,l} + \tilde{\omega}_{\Delta,k} l T_d + \tilde{\varphi}_k); \quad (18)$$

$$n_{I,k}, n_{Q,k} \sim N(0, \sigma_{IQ}^2); \quad D_{n_I n_Q} = M[n_{I,k} n_{Q,k}] \approx 0. \quad (19)$$

Запишем функцию правдоподобия для наблюдений (6), (7)

$$p(I_k, Q_k | \lambda_k, \mu_k) = \frac{1}{2\pi\sigma_{IQ}^2} \exp\left(-\frac{(I_k - \bar{I}_k(\lambda_k, \mu_k))^2}{2\sigma_{IQ}^2}\right) \exp\left(-\frac{(Q_k - \bar{Q}_k(\lambda_k, \mu_k))^2}{2\sigma_{IQ}^2}\right), \quad (20)$$

Усредним ее по неинформативному параметру

$$p(I_k, Q_k | \lambda_k) = C \exp\left(-\frac{\bar{I}_k(\lambda_k)^2 + \bar{Q}_k(\lambda_k)^2}{2\sigma_{IQ}^2}\right) \text{ch}\left(\frac{\bar{I}_k(\lambda_k)I_k + \bar{Q}_k(\lambda_k)Q_k}{\sigma_{IQ}^2}\right), \quad (21)$$

$$C = \frac{c_I c_Q}{2\sigma_{IQ}^2}, \quad c_I = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_{IQ}^2} I_k^2\right), \quad c_Q = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_{IQ}^2} Q_k^2\right).$$

Подстановка (21) в (14), дифференцирование по фазе и дальнейшие преобразования приводят к следующему выражению, описывающему фазовый дискриминатор,

$$u_{\Delta,\varphi} = -\text{sign}\left(I_k \cos\left(\frac{\tilde{\delta}\omega_{\Delta,k} T}{2} + \tilde{\delta}\varphi_k\right) - Q_k \sin\left(\frac{\tilde{\delta}\omega_{\Delta,k} T}{2} + \tilde{\delta}\varphi_k\right)\right) \left(I_k \sin\left(\frac{\tilde{\delta}\omega_{\Delta,k} T}{2} + \tilde{\delta}\varphi_k\right) + Q_k \cos\left(\frac{\tilde{\delta}\omega_{\Delta,k} T}{2} + \tilde{\delta}\varphi_k\right)\right). \quad (22)$$

где $\tilde{\delta}\omega_{\Delta,k} = \tilde{\omega}_{\Delta,k} - \tilde{\omega}_{\Delta,k}$ – разница сформированной в ССФ экстраполяции частоты и частоты в опорном сигнале коррелятора; $\tilde{\delta}\varphi_k = \tilde{\varphi}_k - \tilde{\varphi}_k$ – разница сформированной в ССФ экстраполяции фазы и фазы в опорном сигнале коррелятора.

Дискриминационная характеристика определяется выражением

$$U(\delta\varphi_k) = \frac{A_k L}{2} \sin\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{\Delta,k} T}{2}\right) \text{erf}\left(\frac{\frac{A_k L}{2} \cos\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{\Delta,k} T}{2}\right)}{\sigma_{IQ} \sqrt{2}}\right), \quad (23)$$

где $\delta\omega_{\Delta,k} = \omega_{\Delta,k} - \tilde{\omega}_{\Delta,k}$, $\delta\varphi_k = \varphi_k - \tilde{\varphi}_k$ – разница между истинными параметрами сигнала и соответствующими им экстраполяциями, сформированными в ССФ. Крутизна дискриминационной характеристики в точке нулевого рассогласования по фазе и частоте равна

$$S_{\Delta,\varphi} = \frac{A_k L}{2} \text{erf}\left(\sqrt{q_{\varphi n_0} T}\right). \quad (24)$$

Дисперсия флуктуационной составляющей на выходе дискриминатора определяется выражением

$$D_{\eta_\varphi}(\delta\varphi_k) = M\left[\left(u_{\Delta,\varphi}(\delta\varphi_k) - M[u_{\Delta,\varphi}(\delta\varphi_k)]\right)^2\right] = \left(\frac{A_k L}{2} \sin\left(\delta\varphi_k + \frac{\delta\omega_{\Delta,k} T}{2}\right)\right)^2 - U(\delta\varphi_k)^2 + \sigma_{IQ}^2. \quad (25)$$

На рис. 2 приведено семейство дискриминационных характеристик синтезированного фазового дискриминатора, полученное в результате имитационного моделирования в среде Matlab при различных временах накопления в корреляторе T . Также на рисунок нанесены зависимости вида $y(\delta\varphi) = S_{\Delta,\varphi} \delta\varphi$. Ширина апертуры синтезированного фазового дискриминатора составляет 180° , крутизна растет с увеличением времени накопления в корреляторе.

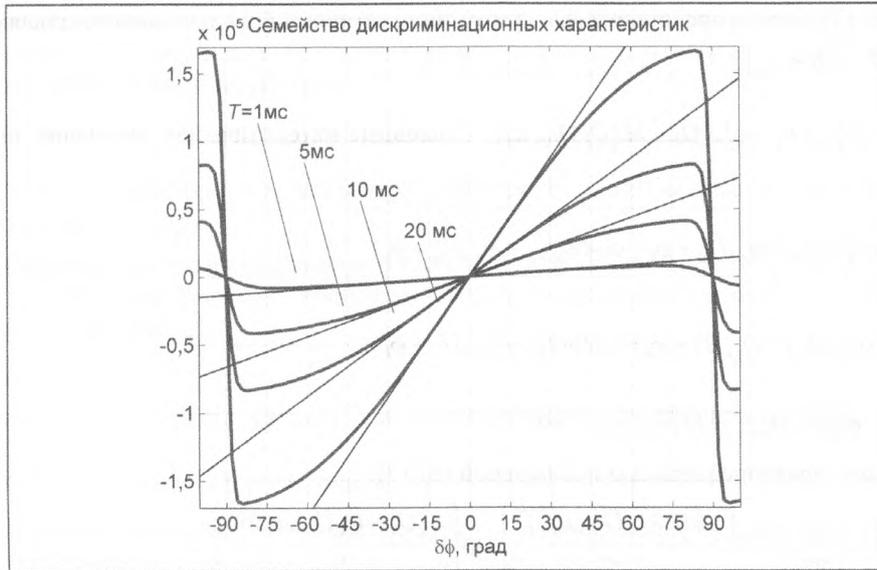


Рис. 2

Комбинированная когерентно-некогерентная система слежения

Структурная схема, иллюстрирующая предлагаемый способ объединения когерентной ССФ, и некогерентной ССЧ представлена на рис. 3. Такое построение системы позволит при высоких отношениях сигнал/шум использовать

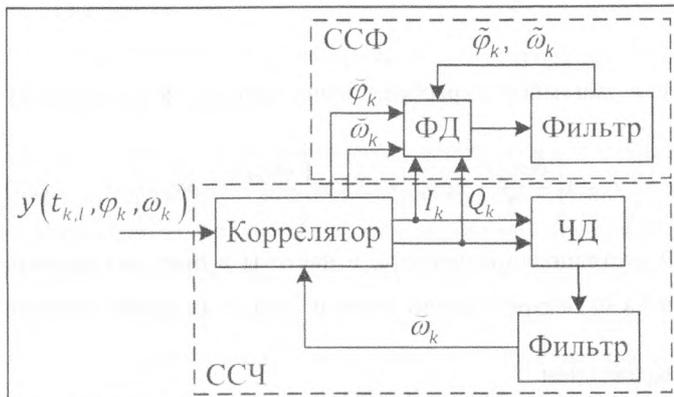


Рис. 3

более точные оценки параметров сигнала, формируемые когерентной системой слежения за фазой, а при низких отношениях сигнал-шум, когда система слежения за фазой уже не работает, использовать оценку частоты из системы слежения за частотой. Отметим, что подстройка частоты опорных сигналов коррелятора осуществляется более помехоустойчивой некогерентной ССЧ, сохраняющей рабочий режим при меньших, чем ССФ, отношениях сигнал-шум. Поэтому срыв слежения последней не приведет к потере слежения комбинированной системой в целом.

Тип дискриминатора и структура фильтра ССЧ полагаются известными и описанными, например, в [3]. Структура фильтра ССФ определяется [1] моделью динамики вектора состояний x_k . В случае гауссовской

аппроксимации апостериорной плотности вероятности и модели динамики вектора состояний (13), отвечающей модели марковского процесса, оценка \hat{x}_k формируется алгоритмом фильтрации, называемым расширенным фильтром Калмана (РФК). Для рассматриваемой задачи фильтрации фазы уравнения РФК записываются в виде [2]:

$$\hat{x}_k = Fx_{k-1} + \frac{K_k}{S_{\Delta\varphi}} u_{\Delta\varphi}(\delta\varphi_k); \quad K_k = D_{x,k} H^T D_{\eta_\varphi}^{-1}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (26);(27)$$

$$D_{x,k} = \left(\tilde{D}_{x,k}^{-1} + H^T D_{\eta_\varphi}^{-1} H \right)^{-1}, \quad \tilde{D}_{x,k} = F D_{x,k} F^T + G D_\xi G^T. \quad (28);(29)$$

В выражениях (27), (28) $D_{\eta_\varphi}^{-1}$ – дисперсия процесса на выходе фазового дискриминатора при нулевом рассо-

гласовании по дискриминируемому параметру $\delta\varphi_k = 0$, приведенная к его входу: $D_{\eta_\varphi} = \frac{D_{\eta_\varphi}}{S_{\Delta\varphi}^2} \Big|_{\delta\varphi_k=0}$.

Имитационное моделирование

Для проверки работоспособности полученного алгоритма слежения и исследования его точностных характеристик проведено имитационное моделирование в среде Matlab. Под точностными характеристиками понимается

СКОш оценивания компонент вектора информативных параметров, которое определяется следующим выражением: $СКОш_{\lambda} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\lambda_k - \hat{\lambda}_k)^2}$. Число K задает количество интервалов времени T , в течение которых моделируется работа алгоритма: $K = \frac{T_{\text{мод}}}{T}$, где $T_{\text{мод}}$ – время моделирования. Для сравнения полученных результатов

кроме синтезированного алгоритма проведено моделирование известной ССФ третьего порядка [3] с дискриминатором вида $u_{\text{д,}\phi} = -\text{sign}(I_k) Q_k$. Точностные характеристики, полученные для такой ССФ, в дальнейшем именуются референсными.

На рис. 4, 5 приведены примеры результатов имитационного моделирования, проведенного при следующих параметрах: СКЗ ускорения $\sigma_a = 1 \text{ м/с}^2$, ширина спектра ускорения $\alpha = 0,1 \text{ с}^{-1}$, время накопления в корреляторе $T = 5 \text{ мс}$, время моделирования $T_{\text{мод}} = 60 \text{ с}$. На рис. 4 представлена зависимость СКОш оценивания фазы от отношения $q_{\text{с/ш0}} = \frac{P_c}{N_0}$ сигнал-шум. Из рисунка следует, что точность ССФ, работающей по выходным сигналам коррелятора, замкнутого в кольце ССЧ, практически совпадает с аналогичной характеристикой референсной системы.

На рис. 5 представлена зависимость СКОш оценивания частоты от отношения сигнал-шум. Предложенный в работе вариант совмещения систем слежения позволяет получать оценки частоты в большем, по сравнению с одиночной ССФ, диапазоне отношений сигнал-шум. В области отношений сигнал-шум 23...25 дБГц происходит срыв слежения когерентной ССФ и нужно переходить в некогерентный режим работы. Для этого достаточно сравнивать оценки частоты, формируемые ССЧ и ССФ, и в случае их разницы, использовать оценки частоты из ССЧ. Еще один положительный эффект, достигаемый при предложенном построении комбинированной когерентно-некогерентной системы, состоит в повышении точности оценивания частоты в области высоких отношений сигнал-шум за счет использования оценок из ССФ, т.е. работы НАП в когерентном режиме.

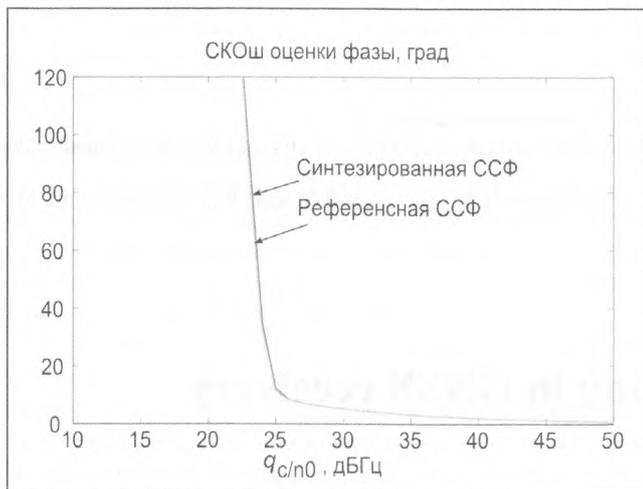


Рис. 4

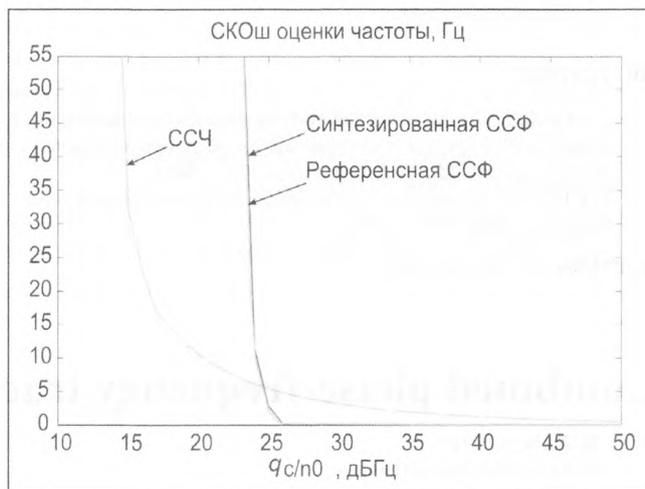


Рис. 5

Реализация алгоритма в НАП

Рассмотренный в работе вариант объединения ССФ и ССЧ реализован в НАП «Импала», разрабатываемой сотрудниками УИЦ «СРТТ» и кафедры радиотехнических систем НИУ «МЭИ». Полосы ССФ и ССЧ оптимизированы для стационарного режима работы НАП. Проведен ряд экспериментов для проверки работоспособности алгоритма и получения точностных характеристик. Схема экспериментального стенда представлена на рис. 6, а на рис. 7 показана реакция ССЧ и ССФ на скачкообразное изменение частоты величиной в 50 Гц. Зависимость среднеквадратического отклонения оценки частоты от отношения сигнал-шум приведена на рис. 8. Ее вид качественно совпадает с аналогичной зависимостью (см. рис. 5), полученной при имитационном моделировании.

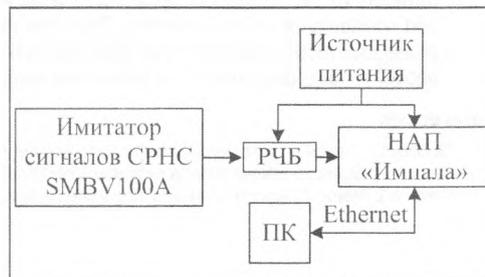


Рис. 6

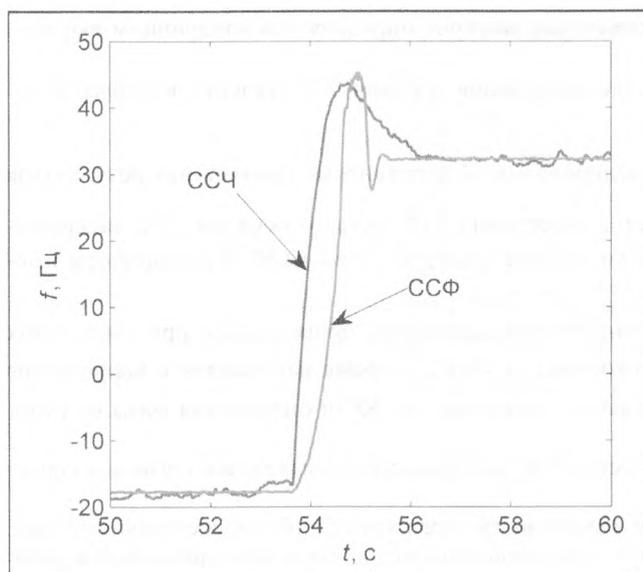


Рис. 7

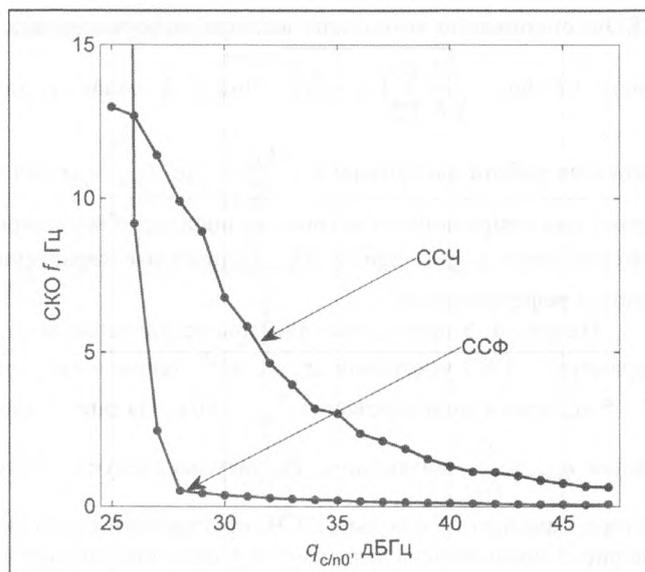


Рис. 8

- Представлен возможный вариант объединения систем слежения за частотой и фазой в НАП для организации комбинированной когерентно-некогерентной системы слежения. Проведен синтез и анализ фазового дискриминатора, работающего по выходным сигналам коррелятора, замкнутого в кольце ССЧ. С помощью имитационного моделирования проверена работоспособность комбинированного алгоритма, получены его характеристики. Алгоритм реализован в НАП, проведен ряд экспериментов, подтверждающих его работоспособность и характеристики.

Литература

1. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника. 2003. 400 с.
2. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под. ред. Перова А.И., Харисова В.Н. изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.

Поступила 3 июля 2014 г.

Combined phase-frequency tracking in GNSS receivers

© Authors, 2014
© Radiotekhnika, 2014

V.V. Dneprov – Master Engineering, Department of Radio Systems, National Research University «MPEI»
I.V. Korogodin – Ph.D. (Eng), Department of Radio Systems, National Research University «MPEI»

Signal processing algorithms in GNSS receivers are actively developing. Modern GNSS receivers are capable to work both in a coherent mode, i.e. with the phase estimation, and in a noncoherent mode, i.e. without the phase estimation. Algorithms for these modes are different, and also GNSS receiver's characteristics are different in these modes. Coherent mode provides more accurate estimates of the parameters of the navigation signal. On the other hand, noncoherent mode under adverse conditions provides a greater noise immunity and sensitivity of a GNSS receiver. Thus, the modern GNSS receiver should be able to operate in both modes. The combined frequency-phase lock loop's algorithm is proposed in this article. This algorithm allows to obtain advantages of both modes, which were mentioned above. A novel discriminator of phase was synthesized. Results of a simulation and a prototyping are presented.

References

1. GLONASS. Principy' postroeniya i funkcionirovaniya / pod. red. Perova A.I., Xarisova V.N. izd. 4-e, pererab. i dop. M.: Radiotekhnika. 2010. 800 s.
2. Perov A.I. Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskix sistem. M.: Radiotekhnika. 2003. 400 s.
3. Perov A.I. Metody' i algoritmy' optimal'nogo priema signalov v apparature potrebitelej sputnikovyx radionavigacionny'x sistem. M.: Radiotekhnika. 2012. 240 s.