*Д.т.н., проф. Перов А.И., асп. Устинов А.Ю., студ. Ипполитов С.П.*

# СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ СИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ В БЕЗЗАПРОСНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

## Введение

В спутниковой радионавигации беззапросные измерительные системы (БИС) предназначены для мониторинга характеристик спутниковых сигналов, что обуславливает высокие требования к точности измерения псевдозадержек и псевдофаз принимаемых сигналов. В последнее время к БИС предъявляются дополнительные требования обеспечения высокой помехоустойчивости приема сигналов. Одним из путей повышения точностных характеристик приема и обработки спутниковых сигналов является использование одноэтапных алгоритмов обработки принимаемой совокупности сигналов. Применительно к оценке псевдофаз принимаемых сигналов суть одноэтапных алгоритмов заключается в совместной обработке псевдофаз принимаемых сигналов в одной интегрированной следящей системе. Данное направление разрабатывалось в ряде публикаций. Например, в [1] предложен алгоритм совместной фильтрации составляющих фаз сигналов, обусловленных движением потребителя. В [2] рассмотрена более общая постановка задачи с введением составляющих фаз сигналов, обусловленных, с одной стороны, общими для псевдофаз всех принимаемых сигналов составляющими, связанными с движением потребителя и опорным генератором преемника, а с другой стороны, индивидуальными для каждого НС составляющими, связанным с движением навигационных спутников (НС), флуктуациями фаз в бортовой аппаратуре, влиянием ионосферы и др. В указанных работах основной акцент сделан на динамичного потребителя и повышении эффективности совместного отслеживания динамики движения потребителя. Применительно к БИС, которые являются стационарными объектами, ряд положений, высказанных, например в [2], для динамичных объектов, не реализуются. Кроме того, оптимальные алгоритмы совместной фильтрации псевдо фаз для БИС представляются в ином виде, чем это описано в [1, 2]. Целью настоящей статьи является синтез и анализ алгоритма совместного слежения за фазами сигналов навигационных спутников в беззапросной измерительной системе.

## Постановка задачи синтеза оптимального алгоритма совместной фильтрации фаз совокупности навигационных сигналов

Рассмотрим прием пилотной компоненты сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением. На входе системы обработки на интервалах времени $\left[t_k, t_{k+1}\right]$ наблюдения от $i$ -го НС имеют вид

$$y_{k,l} = \sum_{i=1}^{m} A_i h_{\text{дк}\,i}\left(t_{k,l} - \tau_{i,k}\right) \times$$
$$\times \cos\left(\omega_{\text{пр}} t_{k,l} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k} + \omega_{\text{ог},k}\right) l T_d + \varphi_{i;k} + \varphi_{\text{ог};k}\right) + n_{i;k,l}, \quad (1)$$

где $A_i$, $\omega_{\text{пр}}$ — амплитуда и промежуточная частота $i$ -го НС; $t_{k,l} = kT + lT_d$, $l = \overline{1,N}$ — моменты времени, для которых $T_d$ — шаг дискретизации в АЦП, $T$ — длительность тактовых интервалов обработки в корреляторах; $n_{i;k-1,l}$ — независимые БГШ с одинаковыми дисперсиями $D_n$; $\varphi_{i;k}$ — фазы, обусловленные внешними относительно БИС факторами (ионосфера, борт и т.д.), индивидуальные для каждого НС и для которых предлагается модель

$$\varphi_{i;k} = \varphi_{i;k-1} + \omega_{\text{д}\,i,k-1} T + \xi_{\varphi_{i;k-1}}, \quad (2)$$

где $\xi_{\varphi_{i;k-1}}$ — дискретный белый гауссовский шум с дисперсией $D_{\xi_{\varphi_i}}$; $\omega_{\text{д}\,i,k-1}$ — доплеровское смещение частоты, обусловленное движением НС, которое полагаем известным (эфемериды НС известны, а БИС — неподвижна); $\varphi_{\text{ог};k}$ — фаза, обусловленная характеристиками опорного генератора (ОГ), одинаковыми для всех НС, для которой принимается модель

$$\varphi_{\text{ог};k} = \varphi_{\text{ог};k-1} + T\omega_{\text{ог};k-1},$$
$$\omega_{\text{ог};k} = \omega_{\text{ог};k-1} + \xi_{\text{ог},k-1}, \quad (3)$$

где $\xi_{\text{ог},k-1}$ — дискретный белый гауссовский шум с дисперсией $D_{\xi_{\text{ог}}}$.

Рассмотрим вопрос о выборе вектора состояния для решения задачи синтеза оптимальной системы фильтрации. Из представления (1) вектор состояния можно определить следующим образом $\mathbf{x} = \left|\varphi_1 \quad \ldots \quad \varphi_m \quad \varphi_{\text{ог}} \quad \omega_{\text{ог}}\right|^{\text{T}}$.

В [2] предложено (1) записать в виде

$$y_{k,l} = \sum_{i=1}^{m} A_i h_{\text{дк}\,i}\left(t_{k,l} - \tau_{i,k}\right) \times$$
$$\times \cos\left(\omega_{\text{пр}} t_{k,l} + \omega_{\text{д}\,i,k} l T_d + \varphi_{\Sigma i;k}\right) + n_{i;k,l},$$

где $\varphi_{\Sigma i;k} = \varphi_{i;k} + \varphi_{\text{ог};k}$, а в качестве модели изменения $\varphi_{\Sigma i;k}$ использовать модель, объединяющую (2) и (3), т.е.

$$\varphi_{\Sigma i;k} = \varphi_{\Sigma i;k} + \omega_{\text{д}\,i,k-1} T + \omega_{\text{ог},k} T + \xi_{\varphi_{i;k-1}}$$
$$\omega_{\text{ог};k} = \omega_{\text{ог};k-1} + \xi_{\text{ог},k-1}. \quad (4)$$

В качестве вектора состояния при таком описании наблюдения рекомендовано брать $\mathbf{x} = \left|\varphi_{\Sigma 1} \quad \varphi_{\Sigma 2} \quad \ldots \quad \varphi_{\Sigma m} \quad \omega_{\text{ог}}\right|^{\text{T}}$.

Такой подход допустим, т.к. при принятых марковских моделях (2), (3) суммарная фаза $\varphi_{\Sigma i;k}$ также является многомерным марковским процессом. Однако, если, например, вместо марковской модели (2) взять марковскую модель

$$\varphi_{i;k} = a\varphi_{i;k-1} + \xi_{\varphi_{i;k-1}}, \quad a < 1,$$

то суммарная фаза $\varphi_{\Sigma i;k} = \varphi_{i;k} + \varphi_{\text{ог};k}$ уже не является многомерным марковским процессом, а, следовательно, использование теории оптимальной фильтрации становится некорректным.

В настоящей статье будем использовать более простую модель (4), полагая доплеровское смещение частоты $\omega_{\text{д}i,k-1}$, обусловленное движением НС, известным.

**Синтез оптимального алгоритма совместной фильтрации фаз $m$ спутниковых сигналов**

Рассмотрим логарифм функционала правдоподобия

$$\tilde{F}_k = \frac{1}{D_n}\left(\sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} \sum_{i=1}^{m} A_i h_{\text{дк}i}\left(t_{k-1,l} - \tau_{i,k-1}\right) \times \right.$$

$$\left. \times \cos\left(\omega_{\text{пр}} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right)\right) =$$

$$= \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{D_n} \sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} A_i h_{\text{дк}i}\left(t_{k,l} - \tau_{i,k}\right) \times$$

$$\times \cos\left(\omega_{\text{пр}} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right) =$$

$$= \sum_{i=1}^{m} \tilde{F}_{i,k},$$

где

$$\tilde{F}_{i,k} = \frac{1}{D_n} \sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} A_i h_{\text{дк}i}\left(t_{k-1,l} - \tau_{i,k-1}\right) \times$$

$$\times \cos\left(\omega_{\text{пр}} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right). \tag{5}$$

Введем вектор параметров сигнала

$$\boldsymbol{\lambda} = \left|\varphi_{\Sigma 1} \quad \varphi_{\Sigma 2} \quad \ldots \quad \varphi_{\Sigma m}\right|^{\text{T}}, \ \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{c}\mathbf{x},$$

$$\text{где } \mathbf{c} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Запишем уравнения (2)-(3) для вектора состояния $\mathbf{x}_k$ в векторном виде

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}\boldsymbol{\omega}_{\text{д},k-1} T + \mathbf{G}\boldsymbol{\xi}_{k-1}, \tag{6}$$

где $\boldsymbol{\omega}_{\text{д},k-1} = \left|\omega_{\text{д}1,k-1} \quad \ldots \quad \omega_{\text{д}m,k-1}\right|^{\text{T}}$;

$$\boldsymbol{\xi}_{k-1} = \left|\xi_{\varphi_{1;k-1}} \quad \ldots \quad \xi_{\varphi_{m;k-1}} \quad \xi_{\text{ог},k-1}\right|^{\text{T}}$$

— вектор ДБГШ с матрицей дисперсией

$$\mathbf{D}_\xi = \begin{vmatrix} D_{\xi_{\varphi 1}} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & D_{\xi_{\varphi 2}} & \ldots & 0 \\ \ldots & & \ldots & \\ 0 & 0 & \ldots & D_{\xi_{\text{ог}}} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \ldots & & & \ldots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{F} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \ldots & T \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \ldots & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \ldots & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \ldots & T \\ \ldots & & & & \ldots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \ldots & & & & \ldots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \end{vmatrix}.$$

Запишем уравнения оптимальной фильтрации вектора состояния $\mathbf{x}$ в гауссовском приближении [3]

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{x,k}\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\mathbf{x}}_k\right)}{\partial \mathbf{x}}\right)^{\text{T}},$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}\boldsymbol{\omega}_{\text{д},k-1} T, \tag{7}$$

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}}\left[\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\mathbf{x}}_k\right)}{\partial \mathbf{x}}\right)^{\text{T}}\right], \tag{8}$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F}\mathbf{D}_{x,k-1}\mathbf{F}^{\text{T}} + \mathbf{G}\mathbf{D}_\xi \mathbf{G}^{\text{T}}.$$

Рассмотрим производную в (7)

$$\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\mathbf{x}}_k\right)}{\partial \mathbf{x}}\right)^{\text{T}} = \left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\boldsymbol{\lambda}}\right)}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\mathbf{c}\right)^{\text{T}} = \mathbf{c}^{\text{T}}\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\boldsymbol{\lambda}}\right)}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\right)^{\text{T}}, \tag{9}$$

$$\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\boldsymbol{\lambda}}\right)}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\right)^{\text{T}} = \left(\frac{\partial \sum_{i=1}^{m} \tilde{F}_i}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\right)^{\text{T}} = \left|\frac{\partial \tilde{F}_i}{\partial \varphi_{\Sigma 1}} \quad \frac{\partial \tilde{F}_1}{\partial \varphi_{\Sigma 2}} \quad \ldots \quad \frac{\partial \tilde{F}_m}{\partial \varphi_{\Sigma m}}\right|^{\text{T}}.$$

Введем дискриминаторы

$$u_{\text{д}\varphi_i,k} = \frac{\partial \tilde{F}_i}{\partial \varphi_{\Sigma i}},$$

векторный дискриминатор

$$\mathbf{u}_{\text{д},k} = \left|u_{\text{д}\varphi_1,k} \quad u_{\text{д}\varphi_2,k} \quad \ldots \quad u_{\text{д}\varphi_m,k}\right|^{\text{T}}$$

и запишем (7) в виде

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{x,k}\mathbf{c}^{\text{T}}\mathbf{u}_{\text{д},k}, \ \tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}\boldsymbol{\omega}_{\text{д},k-1} T. \tag{10}$$

Вычислим вторую производную, входящую в (9),

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}}\left[\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\mathbf{x}}_k\right)}{\partial \mathbf{x}}\right)^{\text{T}}\right] = \mathbf{c}^{\text{T}}\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\left[\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k\right)}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\right)^{\text{T}}\right]\mathbf{c}, \tag{11}$$

$$\mathbf{P} = -\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\left[\left(\frac{\partial \tilde{F}\left(\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k\right)}{\partial \boldsymbol{\lambda}}\right)^{\text{T}}\right] =$$

$$
=-\begin{vmatrix}
\dfrac{\partial^2 \tilde{F}_1}{\partial \varphi_{\Sigma 1}^2} & 0 & 0 & \dots & 0 \\
0 & \dfrac{\partial^2 \tilde{F}_2}{\partial \varphi_{\Sigma 2}^2} & 0 & \dots & 0 \\
0 & 0 & \dfrac{\partial^2 \tilde{F}_3}{\partial \varphi_{\Sigma 3}^2} & \dots & 0 \\
 & & & \dots & \\
\dots & & & & \\
0 & 0 & 0 & \dots & \dfrac{\partial^2 \tilde{F}_m}{\partial \varphi_{\Sigma m}^2}
\end{vmatrix}. \qquad (12)
$$

С учетом (11)-(12) запишем (8) в виде

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{c}. \qquad (13)$$

Рассмотрим вторые производные

$$\frac{\partial^2 \tilde{F}_i}{\partial \varphi_{\Sigma i}^2} = \frac{-1}{D_n}\sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} A_i \times \qquad (14)$$

$$\times \cos\left(\omega_{\text{пр}\,i} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right).$$

Рассчитаем среднее значение (14)

$$M\left[\frac{-1}{D_n}\sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} A_i h_{\text{дк}\,i}\left(t_{k,l} - \tau_{i,k}\right) \times\right.$$

$$\left.\times \cos\left(\omega_{\text{пр}\,i} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right)\right] =$$

$$= \frac{-A_i^2}{N_0}\int_0^T \cos\left(\Delta\varphi_{i,k}\right) dt = \frac{-A_i^2 T \cos\left(\Delta\varphi_{i,k}\right)}{N_0} \approx$$

$$\approx \frac{-A_i^2 T}{N_0} = -2 q_{c_i/n_0} T, \qquad (16)$$

где

$$\Delta\varphi_{i,k} = \varphi_{\Sigma i;k-1} - \tilde{\varphi}_{\Sigma i;k-1}.$$

Положим далее что мощности всех сигналов одинаковые, т.е.

$$q_{c_i/n_0} = \frac{P_{ci}}{N_0} = q_{c/n_0} = \frac{P_c}{N_0}.$$

Заменим матрицу $\mathbf{P}$ на среднее значение $\overline{\mathbf{P}} = M\left[\mathbf{P}\right]$ и, учитывая (16), запишем

$$
\overline{\mathbf{P}} = 2 q_{c/n_0} T \begin{vmatrix}
1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\
0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\
\dots & & & \dots & 0 \\
0 & 0 & 0 & \dots & 1
\end{vmatrix} = 2 q_{c/n_0} T \mathbf{I},
$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица.

Положим в (13) вместо $\mathbf{P}$ среднее значение $\overline{\mathbf{P}}$

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + 2 q_{c/n_0} T \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{c}. \qquad (17)$$

Рассмотрим производные, входящие в (13)

$$\frac{\partial \tilde{F}_i}{\partial \varphi_{\Sigma i}} \equiv \frac{-1}{D_n}\sum_{l=1}^{N} y_{k-1,l} A h_{\text{дк}\,i}\left(t_{k,l} - \tau_{i,k}\right) \times$$

$$\times \sin\left(\omega_{\text{пр}} t_{k-1,l} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right). \qquad (18)$$

Вычислим среднее значение полученного выражения

$$M\left[\frac{-1}{D_n}\sum_{j=1}^{N} y_{k-1,j} A_i \times\right.$$

$$\left.\times \sin\left(\omega_i t_{k-1,j} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right)\right]$$

$$= \bar{u}_{\text{д}\,\varphi_i,k} = 2 q_{c_i/n_0} T \sin\left(\Delta\varphi_{i,k}\right).$$

Введем крутизну дискриминационной характеристики (18) $S_{\text{д}\,\varphi} = 2 q_{c/n_0} T$. Дисперсия шумовой составляющей в (18) равна $D_{u_{\text{д}\varphi_i}} = 2 q_{c_i/n_0} T$. Следовательно, для дисперсии шума эквивалентных линейных наблюдений [4] можно записать выражение

$$D_{\tilde{\eta}_{\text{э}\varphi}} = D_{u_{\text{д}\varphi_i}} \Big/ S_{\text{д}\,\varphi}^2 = \left(2 q_{c_i/n_0} T\right)^{-1} = 1/S_{\text{д}\,\varphi}. \qquad (19)$$

и представить (17) в виде

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + D_{\tilde{\eta}_{\text{э}\varphi}}^{-1} \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{c}. \qquad (20)$$

Таким образом, запишем итоговый алгоритм оптимальной фильтрации

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{D}_{x,k}\mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{u}_{\text{д},k}, \quad \tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}\boldsymbol{\omega}_{\text{д},k-1} T,$$

$$\mathbf{u}_{\text{д},k} = \begin{vmatrix} u_{\text{д}\,\varphi_{\text{ог}},k} & u_{\text{д}\,\varphi_1,k} & \dots & u_{\text{д}\,\varphi_n,k} \end{vmatrix}^{\mathrm{T}},$$

$$u_{\text{д}\,\varphi_i,k} = \frac{-1}{D_n}\sum_{j=1}^{N} y_{k-1,j} A_i \times$$

$$\times \sin\left(\omega_i t_{k-1,j} + \left(\omega_{\text{д}\,i,k-1} + \omega_{\text{ог},k-1}\right) l T_d + \varphi_{\Sigma i;k-1}\right),$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F}\mathbf{D}_{x,k-1}\mathbf{F}^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}D_{\xi}\mathbf{G}^{\mathrm{T}},$$

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + D_{\tilde{\eta}_{\text{э}\varphi}}^{-1} \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{c}. \qquad (21)$$

**Результаты имитационного моделирования**

Приведем результаты имитационного моделирования алгоритма совместной фильтрации фаз $m$ навигационных сигналов. Рассмотрим установившиеся значения весовых коэффициентов оптимальной системы фильтрации. Положим $\tilde{q}_{c_i/n_0} = 40$ дБГц, $T = 1$ мс. Вберем значения параметров $D_{\xi_{\varphi 1}} = 0{,}1T$ рад$^2$, $D_{\xi_{\text{ог}}} = 0{,}2T$ рад$^2$с$^{-1}$. При данных значениях параметров оптимальная система слежения за фазой (ССФ) сигнала одного НС имеет полосу пропускания $\Delta f_{\text{сс}} = 11$ Гц. Моделирование показало, что в данном случае среднеквадратическая ошибка (СКО) оценки фазы равна ~ 2,3 град как для системы слежения за фазой сигнала одного НС, так и для системы совместного слежения за фазами сигналов при $m$=3, 9, 50. СКО оценки частоты для $m$=1, 3, 9, 50 соответственно равны 0,04; 0,033; 0,025 и 0,018 Гц. Помехоустойчивость всех указанных следящих систем одинаковая и составляет 48 дБ при воздействии широкополосной шумовой помехи. Положим теперь $D_{\xi_{\varphi i}} = 10^{-5} T$ рад$^2$ при том же значении $D_{\xi_{\text{ог}}}$. При данных значениях параметров оптимальная система слежения за фазой (ССФ) сигнала одного НС имеет полосу пропускания $\Delta f_{cc} = 3,4$ Гц. В табл. 1 приведены значения СКО оценки фазы, частоту и значения помехоустойчивости (ПУ) для рассматриваемых систем ( $m$ =1, 3, 9, 50).

Таблица 1

| $m$ | 1 | 3 | 9 | 50 |
|---|---|---|---|---|
| СКО оценки фазы, град | 1,2 | 0,76 | 0,62 | 0,52 |
| СКО оценки частоты, Гц | 0,032 | 0,02 | 0,018 | 0,014 |
| ПУ, дБ | 54 | 57 | 59 | 62 |

Из приведенных результатов следует, что в рассматриваемой ситуации система с совместной обработкой сигналов всех видимых НС обеспечивает меньшую погрешность оценки фазы и частоты и большую помехоустойчивость. С увеличением числа совместно обрабатываемых сигналов преимущества системы с совместным слежением за фазами сигналов возрастает: при обработке сигналов 9 НС СКО оценки фазы уменьшается в 2 раза, а помехоустойчивость возрастает на 5 дБ.

**Заключение**

В статье синтезирован алгоритм совместного слежения за фазами $m$ сигналов навигационных спутников для беззапросной измерительной системе. Приведены дисперсионные уравнения с усредненными параметрами второй производной функции правдоподобия. Приведены результаты моделирования синтезированной системы фильтрации, из которых сделан вывод о том, что при хороших характеристиках опорного генератора и относительно больших ошибках слежения за составляющими фаз, индивидуальных для каждого НС, совместное слежение за фазами всех видимых НС не обеспечивает повышения точности оценки фаз и помехоустойчивости системы фильтрации при воздействии широкополосных помех по сравнению с системами независимого слежения за фазами каждого НС. Если характеристики опорного генератора таковы, что ошибки оценки составляющей фазы, обусловленной опорным генератором, сопоставимы с ошибками слежения за составляющими фаз индивидуальных для каждого НС компонент, то совместное слежение за фазами всех видимых НС обеспечивает повышение точности оценки фаз и помехоустойчивости системы фильтрации при воздействии широкополосных помех. С увеличением числа совместно обрабатываемых сигналов преимущества системы с совместным слежением за фазами сигналов возрастает: при обработке сигналов 9 НС СКО оценки фазы уменьшается в 2 раза, а помехоустойчивость возрастает на 5 дБ.

**Литература**

1. **Кушнир А.А.,** Шувалов А.В. Оптимальный алгоритм совместного сопровождения спутниковых сигналов в навигационной аппаратуре GPS/ГЛОНАСС //Радиотехника. 2007, № 7.

2. **Харисов В.Н.,** Кушнир А.А. Многосигнальная ФАП для повышения помехоустойчивости приемников СРНС// Радиотехника. 2013, № 7.

3. **Перов А.И**. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003.