

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

Институт Радиоэлектроники
Кафедра Радиотехнических систем

ВЫПУСКНАЯ РАБОТА

бакалавра техники и технологии
(квалификация, присваиваемая по завершении образования)

по направлению 210400 Радиотехника
(номер и название)

Тема: Исследование совместного слежения за фазами нескольких
навигационных сигналов

Студент ЭР-15-10 Ипполитов С.П.
группа подпись фамилия, и., о.,

Научный
руководитель профессор д.т.н. Перов А.И.
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Консультант _____
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Консультант _____
должность звание подпись фамилия, и., о.,

«Работа допущена к защите»

Зав. кафедрой д.т.н. Перов А.И.
звание подпись фамилия, и., о.,

Дата _____

Москва

2014г.

Содержание

Введение.....	3
1 Синтез и анализ совместной системы слежения за фазами N сигналов в линейном режиме	8
2 Синтез и анализ совместной системы слежения за фазами N сигналов в нелинейном режиме	14
3 Моделирование совместной системы слежения за фазами N сигналов.....	21
3.1 Анализ уравнений Риккати для оптимальной совместной системы слежения за фазами N сигналов в линейном режиме.....	21
3.2 Моделирование ССФ, работающей по N сигналам, в нелинейном режиме.....	24
3.3 Моделирование алгоритма совместной фильтрации фаз двух сигналов.	26
Заключение	28
Список литературы	30
Приложение 1. Листинг модели дискриминатора для расчета ДХ.	31
Приложение 2. Листинг программы расчета зависимости СКО ошибки слежения для линейной ССФ.....	33
Приложение 3. Исходный код программы для сравнения характеристик линейной и нелинейной системы.....	35
Приложение 4. Исходный код модели нелинейной ССФ.	40

ВВЕДЕНИЕ

Спутниковая радионавигационная система (СРНС) — это система, обеспечивающая возможность определения координат и скорости потребителя с использованием радиосигналов. Принцип действия основан на использовании радиомаячного способа определения координат, при котором несколько маяков, расположенных в пространственных точках с известными координатами, излучают радиосигналы, а потребитель, принимая и обрабатывая эти сигналы, определяет собственные координаты и скорость.

Структура СРНС включает в себя три основные подсистемы:

- Подсистема космических аппаратов (ПКА) (космический сегмент);
- Подсистема контроля и управления (ПКУ) (наземный командно-измерительный комплекс или сегмент управления);
- Подсистема навигационной аппаратуры потребителей (НАП) СРНС (сегмент потребителей).

ПКА СРНС состоит из определенного числа навигационных спутников (НС), движущихся каждый по заданной орбите. Основная функция НС – формирование и излучение радиосигналов, необходимых для навигационно-временных определений (НВО). Под НВО понимают вычисление трех пространственных координат потребителя, трех составляющих его вектора скорости и текущего времени.

Наземный командно-измерительный комплекс состоит из координационно-вычислительного центра, станций траекторных измерений и управления, системного (наземного) эталона времени и частоты. Задачей ПКУ является высокоточное измерение и прогноз параметров орбитального движения НС, частотно-временное обеспечение НС и т.д.

Навигационная аппаратура потребителей предназначена для приема и обработки сигналов НС с целью определения необходимой потребителю

информации (пространственно-временные координаты, направление и скорость, пространственная ориентация и т.п.). В состав НАП входят антенна с равномерной диаграммой направленности в верхнюю полусферу; высокочастотный приемник, осуществляющий фильтрацию навигационных сигналов, и вычислитель, решающий задачу НВО.

Обычно используют двухэтапное решение задачи НВО. На первом этапе формируют оценки параметров радиосигнала – задержки и доплеровского смещения частоты, и извлекают из сигнала навигационные данные, содержащие, в том числе информацию о параметрах движения НС. На втором этапе рассчитывают координаты потребителя и составляющие его вектора скорости.

Различают когерентную и некогерентную обработку сигналов в приемнике. При когерентной обработке сигналов оценивается фаза принимаемого сигнала, а полученная оценка используется при формировании опорных сигналов дискриминаторов. При некогерентной обработке фаза не оценивается, а оценивается только доплеровское смещение частоты. Приемник с когерентной обработкой сигналов позволяет получить большую точность НВО, чем приемник с некогерентной обработкой, а некогерентный приемник в свою очередь более помехоустойчив, чем когерентный приемник.

Для реализации фазовых измерений и обеспечения возможности выделения навигационного сообщения в блок первичной обработки используется система слежения за фазой навигационного сигнала (ССФ)

В связи с развитием уже действующих и вводом в эксплуатацию новых СРНС, в ближайшее время потребителю будет одновременно доступно более ста сигналов СРНС. Рассмотрим ситуацию, показанную на рисунке:

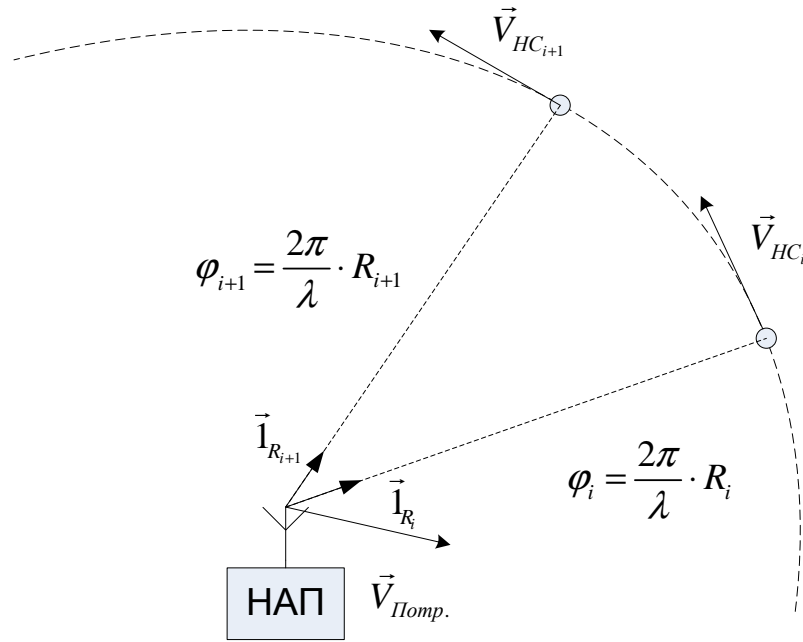


Рисунок 1 - Взаимное движение потребителя и НС

На Рисунке 1: $\vec{1}_{R_i}$ - единичный вектор, направленный от НАП к НС.

Расстояние по линии визирования можно найти из:

$$R_i(t) = R_{0,i} + (\vec{V}_{Помп} \vec{1}_{R_i} + \vec{V}_{НС_i} (-\vec{1}_{R_i}))t.$$

Тогда фазовый набег будет определяться выражением:

$$\varphi_i(t) = \frac{2\pi}{\lambda_i} R_i(t),$$

где λ_i - длина волны несущего колебания.

Производная фазы по времени:

$$\frac{\partial \varphi_i(t)}{\partial t} = \frac{2\pi}{\lambda_i} \frac{\partial R_i(t)}{\partial t} = \frac{2\pi}{\lambda_i} (\vec{V}_{Помп} \vec{1}_{R_i} + \vec{V}_{НС_i} (-\vec{1}_{R_i})).$$

Вектор скорости каждого НС и его положение на орбите известны из навигационного сообщения; также координаты потребителя и вектор его скорости известны из решения навигационной задачи. Таким образом, в приемнике возможно провести оценку того, какой вклад в фазу каждого сигнала будет давать динамика потребителя (его вектор скорости, общий во всех выражениях для фаз сигналов). Фаза сигнала на входе ССФ определяется также нестабильностью опорного генератора (ОГ) приемника.

Так как ОГ связан со всеми каналами слежения, то его нестабильность будет вносить одинаковый вклад в процесс изменения наблюдаемых фаз сигналов, а, значит, эта компонента будет являться общей.

На основании вышесказанного можно утверждать существует общая компонента фазы в сигналах НС, которая обусловлена движением потребителя и нестабильностью опорного генератора НАП. Тогда суммарную фазу сигнала запишем в виде:

$$\varphi_{\Sigma i,k} = \varphi_{i,k} + \varphi_{\text{дин},k},$$

где $\varphi_{i,k}$ - добавка, которая учитывает изменения индивидуальной компоненты фазы; $\varphi_{\text{дин},k}$ - общая для всех каналов компонента фазы сигнала.

В существующих НАП осуществляется автономное слежение за суммарной фазой $\varphi_{\Sigma i,k}$ каждого принимаемого сигнала.

С учетом сказанного выше, суммарные фазы $\varphi_{\Sigma i,k}$ принимаемых сигналов содержат компоненты, одинаковые для всех сигналов, что обуславливает возможность совместной фильтрации данных компонент. Следовательно, автономное слежение за фазами сигналов можно характеризовать как недостаток существующих НАП.

Объектом работы является система совместного слежения за фазами нескольких навигационных сигналов.

Синтез оптимальных алгоритмов совместного слежения за фазами навигационных сигналов и исследование характеристик точности данных алгоритма составляет **предмет работы**.

На сегодняшний день известны некоторые результаты работы по данной проблеме:

- В [3] изложен алгоритм Coop-Tracking, но его реализация является эвристической и не исследованы характеристики помехоустойчивости. Также технология Coop-Tracking является

коммерческой, поэтому подробные сведения о данном алгоритме недоступны.

- В [4] представлен синтез и анализ одноэтапного алгоритма, проведен анализ отклика системы на пропадание отдельных сигналов, рассмотрена сопряженная задача – без учета влияния индивидуальных компонент фаз.

Цель работы - синтез и моделирование системы совместного слежения за фазами нескольких навигационных сигналов.

1 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ СОВМЕСТНОЙ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ N СИГНАЛОВ В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

В обычной системе слежения за фазой сигнала используются (Рисунок 2) (ССФ) фазовый дискриминатор (ФД), фильтр (Ф), подстраиваемый генератор (ПГ).

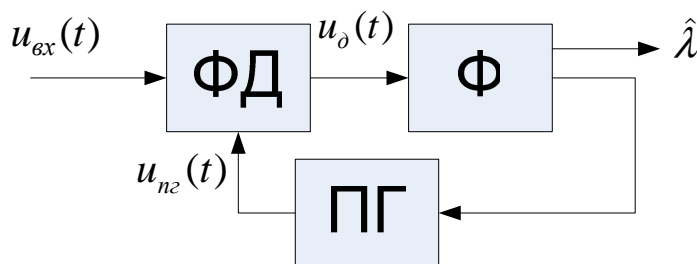


Рисунок 2 - Функциональная схема системы ССФ (ССФ).

Принцип действия системы следующий: на вход ФД поступает входной сигнал и колебание ПГ; на выходе ФД формируется воздействие, пропорциональное рассогласованию по фазе между этими двумя колебаниями; пройдя через фильтр, это воздействие поступает на управляющий вход ПГ, меняя частоту колебания, что приводит к изменению фазы колебания ПГ. При этом фаза сигнала меняется так, чтобы уменьшить рассогласование этих колебаний. Параметры системы выбираются таким образом, чтобы фаза и частота ПГ отслеживали изменение фазы и частоты входного сигнала и, по возможности, меньше изменялись под воздействием шумов.

Рассмотрим задачу фильтрации фаз N навигационных сигналов. Полагаем, что дискриминатор полностью задан, отношение сигнал/шум достаточно велико, так что ошибка слежения мала и не выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики. Также примем, что все остальные параметры сигнала (задержка, доплеровский сдвиг частоты, амплитуда) известны абсолютно точно.

Информационный процесс λ_k определим как совокупность всех суммарных фаз принимаемых сигналов

$$\lambda_k = \begin{bmatrix} \varphi_{\Sigma 1,k} \\ \varphi_{\Sigma 2,k} \\ \dots \\ \varphi_{\Sigma N,k} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\varphi_{\Sigma i,k} = \varphi_{i,k} + \varphi_{\text{дин},k}. \quad (2)$$

Примем следующую модель изменения составляющих фазы i -го сигнала:

$$\begin{aligned} \varphi_{i,k} &= \varphi_{i,k-1} + \xi_{\varphi i,k-1}, \\ \varphi_{\text{дин},k} &= \varphi_{\text{дин},k-1} + \omega_{k-1} T, \\ \omega_k &= \omega_{k-1} + \xi_{\omega,k-1}. \end{aligned} \quad (3)$$

где $\xi_{\varphi i,k}$ и $\xi_{\omega,k}$ - ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями σ_{φ}^2 и σ_{ω}^2 соответственно.

Тогда, с учетом (2) для суммарной фазы сигнала запишем уравнения

$$\begin{aligned} \varphi_{\Sigma i,k} &= \varphi_{\Sigma i,k-1} + \omega_{k-1} T + \xi_{\varphi i,k-1}; \\ \omega_k &= \omega_{k-1} + \xi_{\omega,k-1}. \end{aligned}$$

Информационный процесс λ отображается в пространстве состояний вектором (размерность матрицы $c : N \times (N + 1)$):

$$x_k = \begin{bmatrix} \varphi_{\Sigma 1,k} \\ \varphi_{\Sigma 2,k} \\ \dots \\ \varphi_{\Sigma N,k} \\ \omega_k \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\lambda_k = cx_k, \quad (5)$$

$$c = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Запишем воздействие на входе эквивалентной линейной следящей системы в виде:

$$y_{i,k} = \varphi_{\Sigma_{i,k}} + n_{i,k}, i = \overline{1, N} \quad (7)$$

или

$$y_k = Hx_k + n_k, \quad (8)$$

где $n_{i,k}$ ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2 и

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Размерность матрицы $H : N \times (N + 1)$.

Запишем уравнения (3) в векторной форме (размерность матриц – $(N + 1) \times (N + 1)$):

$$x_k = Fx_{k-1} + G\xi_{k-1}, \quad (10)$$

где

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & T \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & T \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & T \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

При данной постановке задачи возможно использование аппарата теории оптимальной линейной фильтрации. Тогда уравнения оптимальной дискретной фильтрации в данной постановке задачи конкретизируются следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{\Sigma 1,k} = \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k} + K_{11,k}(y_1 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k}) + K_{12,k}(y_2 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k}) + \dots + K_{1N,k}(y_N - \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k}), \\ \hat{\varphi}_{\Sigma 2,k} = \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k} + K_{21,k}(y_1 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k}) + K_{22,k}(y_2 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k}) + \dots + K_{2N,k}(y_N - \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k}), \\ \dots \\ \hat{\varphi}_{\Sigma N,k} = \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k} + K_{N1,k}(y_1 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k}) + K_{N2,k}(y_2 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k}) + \dots + K_{NN,k}(y_N - \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k}), \\ \hat{\omega}_k = \hat{\omega}_{k-1} + K_{(N+1)1,k}(y_1 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k}) + K_{(N+1)2,k}(y_2 - \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k}) + \dots + K_{(N+1)N,k}(y_N - \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k}), \\ \tilde{\varphi}_{\Sigma i,k} = \hat{\varphi}_{\Sigma i,k-1} + \hat{\omega}_{k-1} T, \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} K_k &= D_{x,k} H^T D_n^{-1}, \\ \tilde{D}_{x,k} &= F D_{x,k-1} F^T + G D_\xi G^T, \\ D_{x,k}^{-1} &= \tilde{D}_{x,k}^{-1} + H^T D_n H, \end{aligned} \quad (14)$$

где K_k - матрица весовых коэффициентов, $D_{x,k}$ - матрица дисперсий ошибок фильтрации, $\tilde{D}_{x,k}$ - матрица дисперсий ошибок экстраполяции, D_ξ - матрица дисперсии формирующих шумов.

Получение аналитического решения дисперсионных уравнений для большого количества наблюдений затруднительно, поэтому дальнейший анализ системы проводится на основе результатов численного решения уравнений.

В Главе 3 показано, что величина элементов матрицы коэффициентов $K_{i,j}$ ($i, j = \overline{1, N}; i \neq j$) в установившемся режиме много меньше величины диагональных элементов.

Пренебрегая этими элементами, структурная схема многосигнальной системы ССФ для трех наблюдений выглядит следующим образом (Рисунок 3):

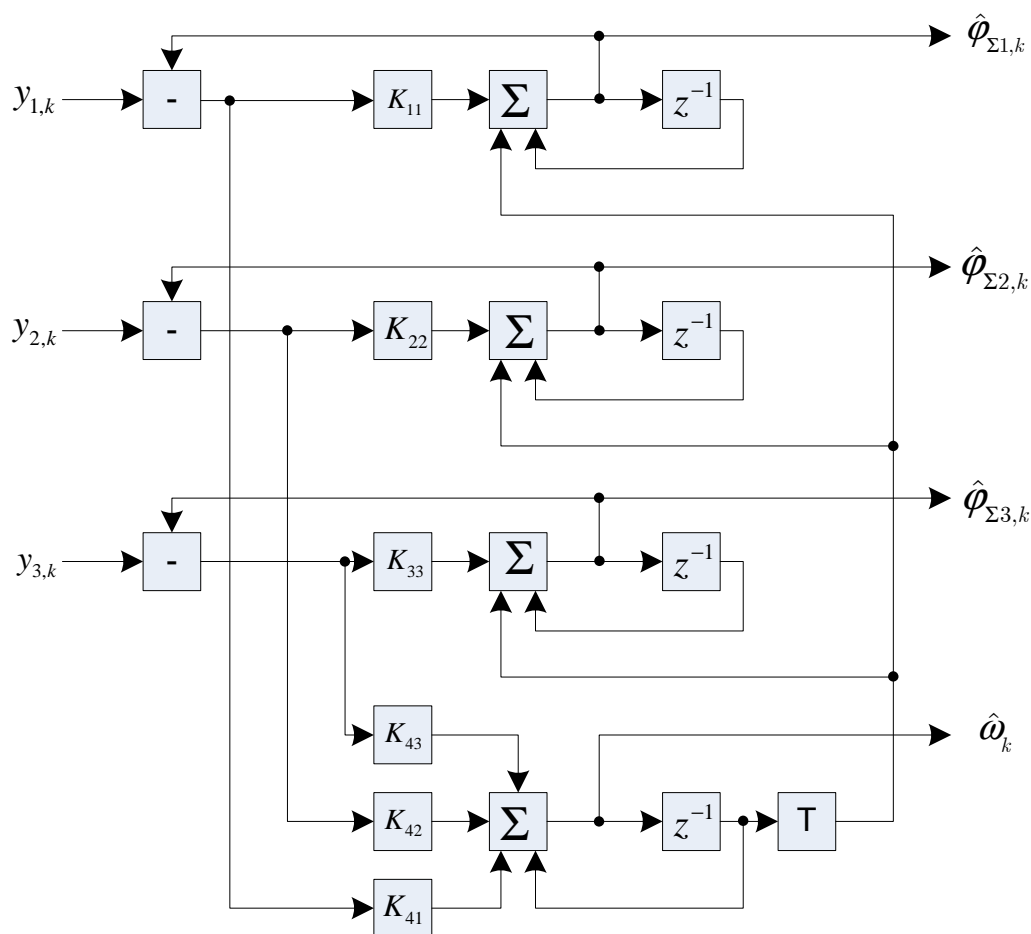


Рисунок 3 - Структурная схема линейной ССФ для трех наблюдений.

Из структурной схемы видно, что в системе выделяются контуры, которые осуществляют слежение за суммарными фазами сигналов, и общий контур, оценивающий частоту. Также стоит отметить, что при оценке частоты используется информация от наблюдений всех фаз всех сигналов.

При увеличении количества наблюдений в структурной схеме добавятся контуры слежения за фазами и количество подведенных связей к сумматору в кольце слежения за частотой.

2 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ СОВМЕСТНОЙ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ N СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

В реальных СРНС применяются высокочастотные узкополосные сигналы с фазовой манипуляцией. Поэтому рассмотрим случай, когда наблюдается процесс:

$$y_{i,k} = s_k(t_{i,k}, \varphi_{\Sigma i,k}) + n_{i,k}, i = \overline{1, N}, \quad (15)$$

где $n_{i,k}$ — ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2 , а сигнальная функция $s_k(\varphi_{\Sigma i,k})$:

$$s_k(t_{l,k}, \varphi_{\Sigma i,k}) = A_i h_{ок}(t_{l,k} - \tau_k) \cos(\omega t_{l,k} + \varphi_{\Sigma i,k}), \quad (16)$$

где $h_{ок}$ - функция модуляции дальномерным кодом, τ - задержка огибающей сигнала, ω - промежуточная частота. Как и в предыдущем случае считаем, что все параметры сигнала, кроме фазы, известны абсолютно точно.

Видно, что теперь информационный параметр связан с наблюдениями нелинейной функцией. Здесь для индексации шкалы времени использована двойная нумерация:

$$t_{l,k} = kT + lT_d, \quad (17)$$

где T - период работы фильтра, T_d - период работы коррелятора.

Модель изменения фазы описывается (10).

В [2] показано, что вся апостериорная информация при решении задачи по наблюдениям (15) содержится в апостериорной плотности вероятности (АПВ) $p(x/Y_0^T)$, где Y_0^T - выборка наблюдений на периоде T . Используем упрощенный подход, в котором полагается, что эта АПВ – гауссовская плотность вероятности.

Тогда, в общем виде, уравнения оптимальной нелинейной фильтрации выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k &= \tilde{x}_k + D_{x,k} \left(\frac{\partial \ln(p(Y/x_k))}{\partial x} \right)^T, \\
\tilde{x}_k &= F\hat{x}_{k-1}, \\
\tilde{D}_{x,k} &= F D_{x,k-1} F^T + G D_\xi G^T, \\
D_{x,k}^{-1} &= \tilde{D}_{x,k}^{-1} - \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \ln(p(Y/x_k))}{\partial x} \right)^T,
\end{aligned} \tag{18}$$

где $p(Y/x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp \left[\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y_k^T s(t_k, \tilde{\lambda}_k) \right]$ - функция правдоподобия.

С учетом (5) представим выражение из (18) как:

$$D_{x,k} \left(\frac{\partial \ln(p(Y/x_k))}{\partial x} \right)^T = D_{x,k} c^T \left(\frac{\partial \ln(p(Y/\lambda_k))}{\partial \lambda} \right)^T = D_{x,k} c^T u_{\Delta,k}. \tag{19}$$

Множитель $\left(\frac{\partial \ln(p(Y/\lambda_k))}{\partial \lambda} \right)^T = u_{\Delta,k}$ в (19) определяет дискриминатор –

устройство, сигнал на выходе которого пропорционален рассогласованию $\delta\lambda_k = \lambda_k - \tilde{\lambda}_k$, между оцениваемыми параметрами и их оценкой.

Запишем статистический эквивалент для процесса на выходе дискриминатора:

$$u_{\Delta,k} = U(\lambda_k - \tilde{\lambda}_k) + \xi_k, \tag{20}$$

где $U(\lambda_k - \tilde{\lambda}_k)$ - дискриминационная характеристика (ДХ), ξ_k - флуктуационный процесс на выходе дискриминатора.

$$\begin{aligned}
u_{\partial,k} &= \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[\ln(p(Y/\lambda_k)) \right] = \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{A_1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y_{1,k,l} \cdot h_{\partial\kappa}(t_{k,l} - \tau_{1,k}) \sin(\omega t_{k,l} + \varphi_{\Sigma 1,k}) \\ -\frac{A_2}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y_{2,k,l} \cdot h_{\partial\kappa}(t_{k,l} - \tau_{2,k}) \sin(\omega t_{k,l} + \varphi_{\Sigma 2,k}) \\ \vdots \\ -\frac{A_N}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y_{N,k,l} \cdot h_{\partial\kappa}(t_{k,l} - \tau_{N,k}) \sin(\omega t_{k,l} + \varphi_{\Sigma N,k}) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -Q_{1,k} \\ -Q_{2,k} \\ \vdots \\ -Q_{N,k} \end{bmatrix}^T \quad (21)
\end{aligned}$$

Структура дискриминатора в каждом канале идентична и представлена на Рисунке 4.

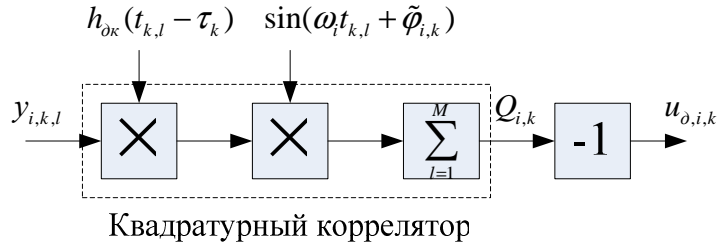


Рисунок 4 - Структура дискриминатора i-того канала.

В структуре дискриминатора можно выделить коррелятор (квадратурный), формирующий корреляционную сумму (компоненту) $Q_{i,k}$ путем накопления отсчетов на интервале интегрирования T .

Применяя статистические характеристики синфазных и квадратурных компонент когерентного приемника, изложенные в [1], получаем:

$$\begin{aligned}
U(\lambda_k - \tilde{\lambda}_k) &= M[u_{\partial,k}] = M \begin{bmatrix} -Q_{1,k} \\ -Q_{2,k} \\ \vdots \\ -Q_{N,k} \end{bmatrix}^T = \\
&= \begin{bmatrix} 2q_{c/n_0,1} T \sin(\varphi_{\Sigma 1,k-1} - \tilde{\varphi}_{\Sigma 1,k-1}) \\ 2q_{c/n_0,2} T \sin(\varphi_{\Sigma 2,k-1} - \tilde{\varphi}_{\Sigma 2,k-1}) \\ \vdots \\ 2q_{c/n_0,N} T \sin(\varphi_{\Sigma N,k-1} - \tilde{\varphi}_{\Sigma N,k-1}) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 2q_{c/n_0,1} T \sin(\varepsilon_{\varphi_{\Sigma 1}}) \\ 2q_{c/n_0,2} T \sin(\varepsilon_{\varphi_{\Sigma 2}}) \\ \vdots \\ 2q_{c/n_0,N} T \sin(\varepsilon_{\varphi_{\Sigma 2}}) \end{bmatrix}^T \quad (22)
\end{aligned}$$

Используя те же статистические характеристики компонент, получим дисперсию квадратурной компоненты, которая получила название - флуктуационная характеристика:

$$D_{\xi} = M \left[(u_{\delta,k} - U(\lambda, \hat{\lambda}))^2 \right]_{\varepsilon_{\varphi}=0} = M \left[Q_{\phi l,k}^2 \right] = 2q_{c/n_0,i} T. \quad (23)$$

Крутизна ДХ определяется производной ДХ по ε_{φ} при нулевом рассогласовании входного и опорного сигнала дискриминатора:

$$S_{Д,i} = 2q_{c/n_0,i} T. \quad (24)$$

Для проверки результата синтеза дискриминатора составлена модель на языке matlab, в которой проведено усреднение значений выходного значения дискриминатора по времени при различных значениях рассогласования на входе. Исходный код модели представлен в Приложении 1. ДХ дискриминатора в каждом канале выглядит следующим образом:

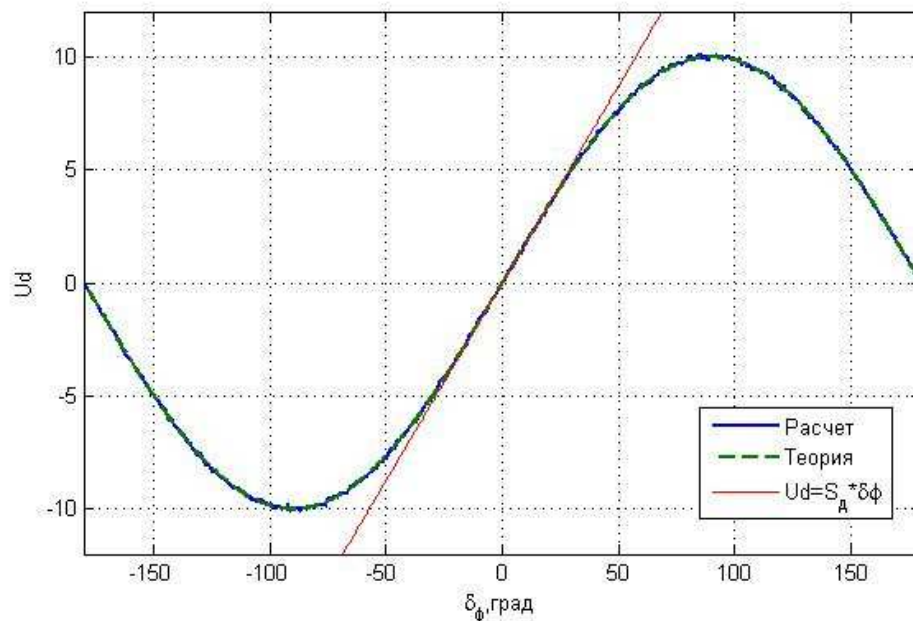


Рисунок 5 - ДХ дискриминатора канала.

Видно (Рисунок 5), что теоретическая кривая и кривая, полученная усреднением, совпадают, следовательно, дискриминатор работает корректно. Также при малых рассогласованиях кривые можно аппроксимировать прямой $u_{\delta} = S_{\delta} \cdot \delta\varphi$.

Тогда (18) можно записать:

$$\begin{aligned}\hat{x}_k &= \tilde{x}_k + K_k u_{\partial,k}, \\ K_k &= D_{x,k} c^T D_n^{-1}.\end{aligned}\quad (25)$$

При больших отношениях сигнал/шум величина ошибки слежения не выходит за пределы линейного участка ДХ, поэтому можно сделать в (25) замену:

$$u_{\partial,k} = S_{\partial}(y_k - H\tilde{x}_k). \quad (26)$$

При этом систему можно рассматривать как линейную.

Структура системы (Рисунок 6), описываемой уравнениями (25) (для трех наблюдений):

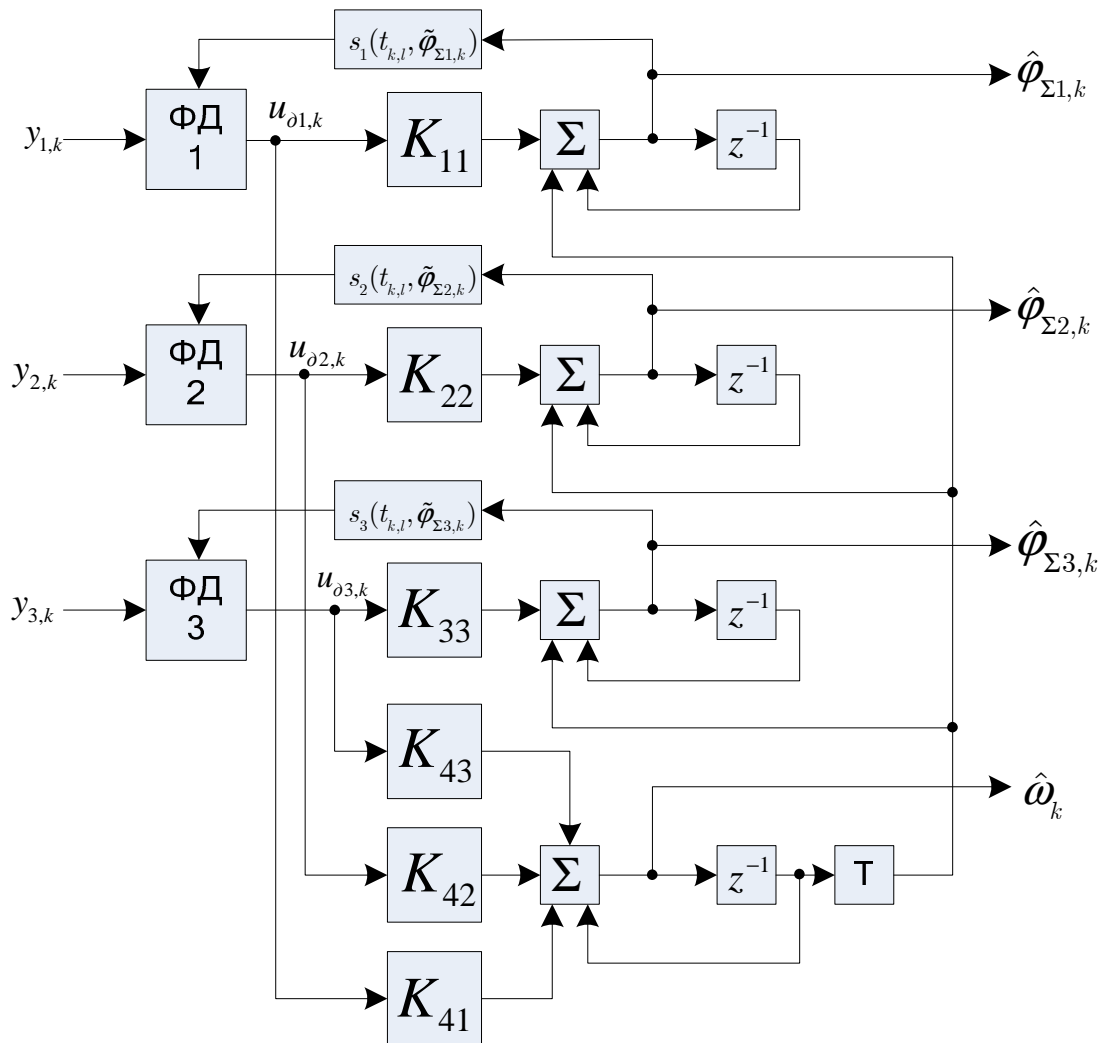


Рисунок 6- Структурная схема нелинейной ССФ для трех наблюдений

Рассмотрим производную, входящую в состав уравнений (18):

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \ln(p(Y/x_k))}{\partial x} \right)^T = \begin{bmatrix} -I_{1,k} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -I_{2,k} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -I_{N,k} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

где $I_{n,k} = \frac{A_n}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y_{n,k,l} \cdot h_{\text{ок}}(t_{k,l} - \tau_{n,k}) \cos(\omega t_{k,l} + \varphi_{\Sigma n,k})$ выход синфазного коррелятора канала.

Видно, что для нелинейной ССФ дисперсионные уравнения зависят от наблюдений. Соответственно система является нестационарной, т.к. весовые коэффициенты фильтра переменны во времени. С целью упрощения системы рассмотрим среднее значение (27) при нулевых ошибках слежения $\varepsilon_{\varphi_{\Sigma i}} = 0$, $i = \overline{1, N}$

$$M \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \ln(p(Y/x_k))}{\partial x} \right)^T \right] = \begin{bmatrix} -M[I_{1,k}] & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -M[I_{2,k}] & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M[I_{N,k}] & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= - \begin{bmatrix} 2q_{c/n_0,1}T & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 2q_{c/n_0,2}T & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 2q_{c/n_0,N}T & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Данное усредненное выражение будем использовать в дисперсионном уравнении (18) вместо «неусредненного» выражения.

Как и для линейной системы, в структурной схеме нелинейной системы слежения выделяется общий контур слежения за частотой, при этом в

систему входят дискриминаторы (ФД), генераторы опорных сигналов, изменился вид весовых коэффициентов фильтра. Так как структура фильтра в следящей системе определяется только моделью изменения информационного процесса, и данная модель не менялась при переходе к нелинейному случаю, то фильтрующая цепь остается такой же, как и в линейном случае. Отметим, что при переходе к наблюдениям (15) структура системы несколько усложнилась.

3 МОДЕЛИРОВАНИЕ СОВМЕСТНОЙ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ N СИГНАЛОВ

3.1 Анализ уравнений Риккати для оптимальной совместной системы слежения за фазами N сигналов в линейном режиме

Уравнения Риккати (14) описывают изменение матрицы дисперсий ошибок совместной фильтрации фаз N сигналов в линеаризованном режиме. Проанализируем данные уравнения для произвольного количества обрабатываемых сигналов.

Спектральную плотность формирующего шума общей $\xi_{\omega,k}$ и индивидуальной ξ_{φ_i} компоненты (3) зададим через дисперсию ускорения σ_a^2 ($\sigma_{a,дин}^2$ - для общей компоненты фазы, $\sigma_{a,i,инд}^2$ - для индивидуальных компонент фаз) вдоль линии потребитель – НС (радиальное ускорение) и используя связь $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} R$:

$$\begin{aligned} S_{\xi_{\omega}} &= \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{\sigma_{a,дин}^2}{\beta}, \\ S_{\xi_{\varphi_i}} &= \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{\sigma_{a,i,инд}^2}{\beta}, \end{aligned} \quad (29)$$

где $\beta \approx 1..4c^{-1}$, $\frac{2\pi}{\lambda} \approx 33м^{-1}$

С помощью программы получена зависимость СКО ошибки фильтрации суммарной фазы сигнала первого НС от количества наблюдений (Рисунок 7). Исходный код программы приведен в Приложении 2.

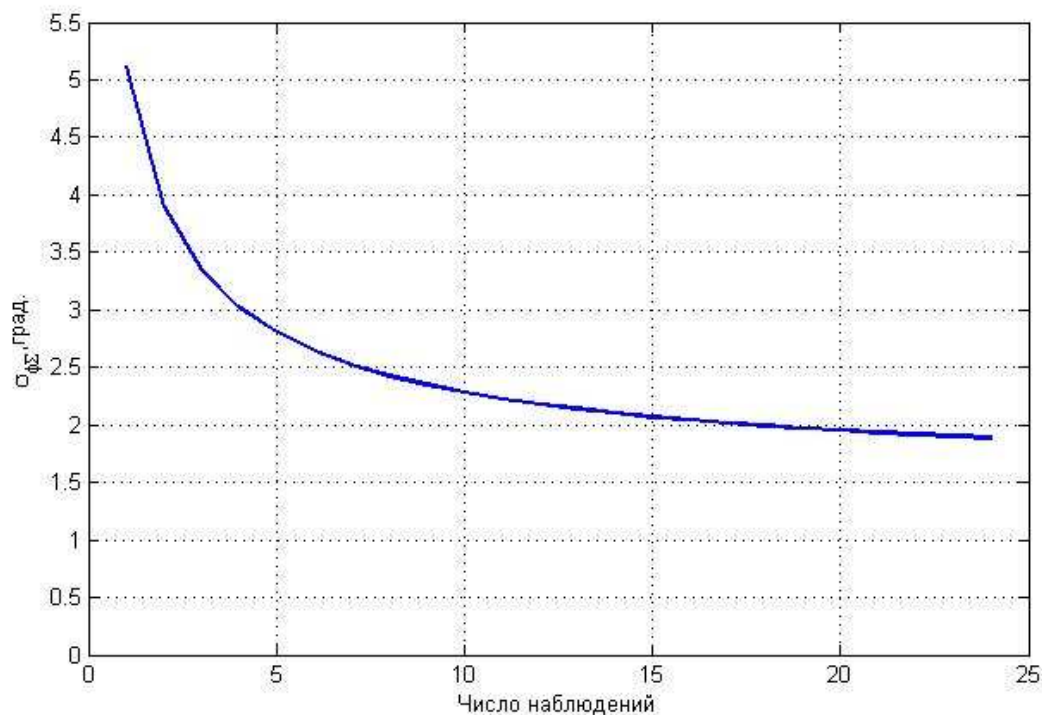


Рисунок 7 - Зависимость СКО ошибки оценивания суммарной фазы сигнала первого НС от количества совместно обрабатываемых сигналов.

Данная зависимость была получена при следующих исходных данных:

- Отношение сигнал/шум $q_{c/n_0} = 40 \text{ дБГц}$,
- СКО радиального ускорения для общей компоненты фазы $\sigma_{a, \text{дин}} = 10 \text{ м} / \text{с}^2$,
- СКО радиального ускорения для индивидуальных компонент фаз $\sigma_{a, i, \text{инд}} = 0,001 \text{ м} / \text{с}^2$,
- Темп работы фильтра $T = 5 \text{ мс}$,
- Время работы фильтров 20с.

Крайняя точка на графике (Рисунок 7) соответствует приему и обработке одного наблюдения (N=1), что соответствует работе автономной ССФ.

Из полученной зависимости можно сделать вывод о том, что СКО ошибки суммарной фазы пропорционально $\sigma_{\varphi\Sigma} \sim \frac{1}{N^{\frac{3}{8}}}$.

Проанализируем уравнения Рикатти (14) при увеличении влияния динамики индивидуальных компонент фаз.

При увеличении динамики каждой индивидуальной компоненты фазы $\varphi_{i,k}$ СКО ошибки оценивания суммарной фазы сигнала убывает медленнее (Рисунок 8), по сравнению с случаем, соответствующему Рисунку 7 (так, при наблюдении 24 сигналов СКО ошибки увеличилось примерно в два раза):

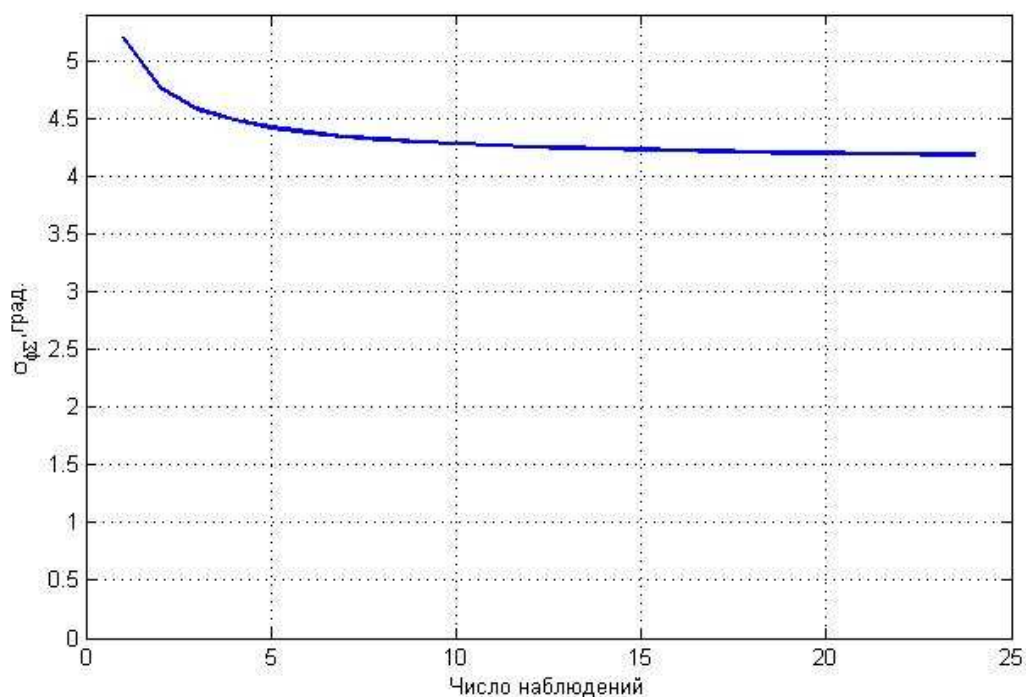


Рисунок 8 - Зависимость СКО ошибки оценивания суммарной фазы сигнала первого НС при увеличении влияния индивидуальных компонент фазы от количества наблюдений

Зависимость получена при следующих условиях:

- Отношение сигнал/шум $q_{c/n_0} = 40 \text{ дБГц}$,
- СКО радиального ускорения для общей компоненты фазы $\sigma_{a,дин} = 10 \text{ м} / \text{с}^2$,

- СКО радиального ускорения для индивидуальных компонент фаз $\sigma_{a,i,ind} = 0.01m / c^2$,
- Темп работы фильтра $T = 5мс$,
- Время работы фильтров 20с.

При анализе матрицы весовых коэффициентов выяснилось, что элементы матрицы $K_{i,j} (i, j = \overline{1, N}; i \neq j)$ имеют много меньший вес, чем остальные элементы. Данный факт приводит к упрощению системы и её структурная схема, как уже было сказано выше, представляется без учета этих элементов (Рисунок 3). Такое упрощение не справедливо для случая, соответствующему Рисунку 7, т.к. все элементы матрицы весовых коэффициентов имеют существенное значение при формировании оценки суммарной фазы.

Таким образом, увеличение числа наблюдений ведет к уменьшению ошибки слежения. Совместная система слежения за фазами N сигналов тем больше эффективна, чем больше собственная динамика движения потребителя.

3.2 Моделирование ССФ, работающей по N сигналам, в нелинейном режиме

Для сравнения нелинейной системы по отношению к линейной в среде Matlab была составлена модель линейной (13) и нелинейной ССФ (18), работающих по двум сигналам при различных значениях отношения сигнал/шум на входе системы. Листинг модели приведен в Приложении 3.

Кривые (Рисунок 9) получены путем моделирования схем фильтрации, расчета дисперсии ошибки слежения и усреднения полученных значений дисперсий для линейной и нелинейной (упрощенный вариант системы – (28)) систем.

В результате моделирования получена следующая зависимость:

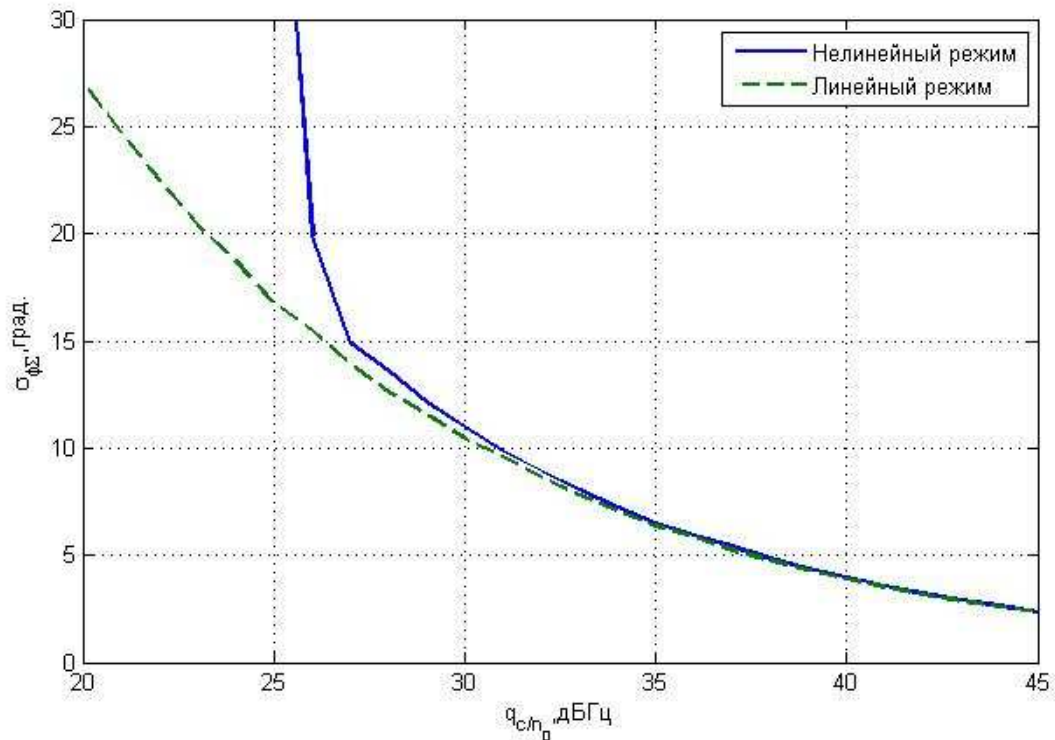


Рисунок 9 - Зависимость СКО ошибки оценивания суммарной фазы сигнала первого НС от отношения сигнал/шум для линейной и нелинейной систем.

Условия моделирования:

- СКО радиального ускорения для общей компоненты фазы $\sigma_{a,дин} = 10м / с^2$,
- СКО радиального ускорения для индивидуальных компонент фаз $\sigma_{a,i,инд} = 0.001м / с^2$,
- Время работы фильтров 5с,
- Темп работы фильтра $T = 5мс$,
- Усреднение по 50 реализациям входного процесса

Полученная зависимость показывает, что при больших значениях отношения сигнал/шум работа двух систем отличается мало. Это можно объяснить тем, что в таких условиях рассогласование между параметрами принимаемого и опорного сигналов мало и их разница не выходит за пределы

линейного участка дискриминационной характеристики. Таким образом, легко убедиться, что значение СКО ошибки слежения при 40дБГц на Рисунке 9 соответствует значению СКО на Рисунке 7 при двух наблюдениях.

При ухудшении условий приема нелинейная ССФ теряет качество фильтрации быстрее, чем линейная система, а при отношении сигнал/шум 25дБГц происходит срыв слежения.

3.3 Моделирование алгоритма совместной фильтрации фаз двух сигналов.

Для проверки работоспособности алгоритма фильтрации, описанного в Главе 2 (нелинейная ССФ), составлена имитационная модель нелинейной ССФ для десяти наблюдений. Исходный код модели приведен в Приложении 4.

Проанализирована работа системы при следующих начальных условиях:

- Темп работы фильтра $T = 5 мс$,
- СКО радиального ускорения для общей компоненты фазы $\sigma_{a,дин} = 10 м / с^2$,
- СКО радиального ускорения для индивидуальных компонент фаз $\sigma_{a,i,инд} = 0.001 м / с^2$,
- Отношение сигнал/шум $q_{c/n_0} = 40 дБГц$,

На Рисунке 10 приведены графики реализации мгновенной ошибки для двух наблюдений автономной ССФ и ССФ для десяти наблюдений:

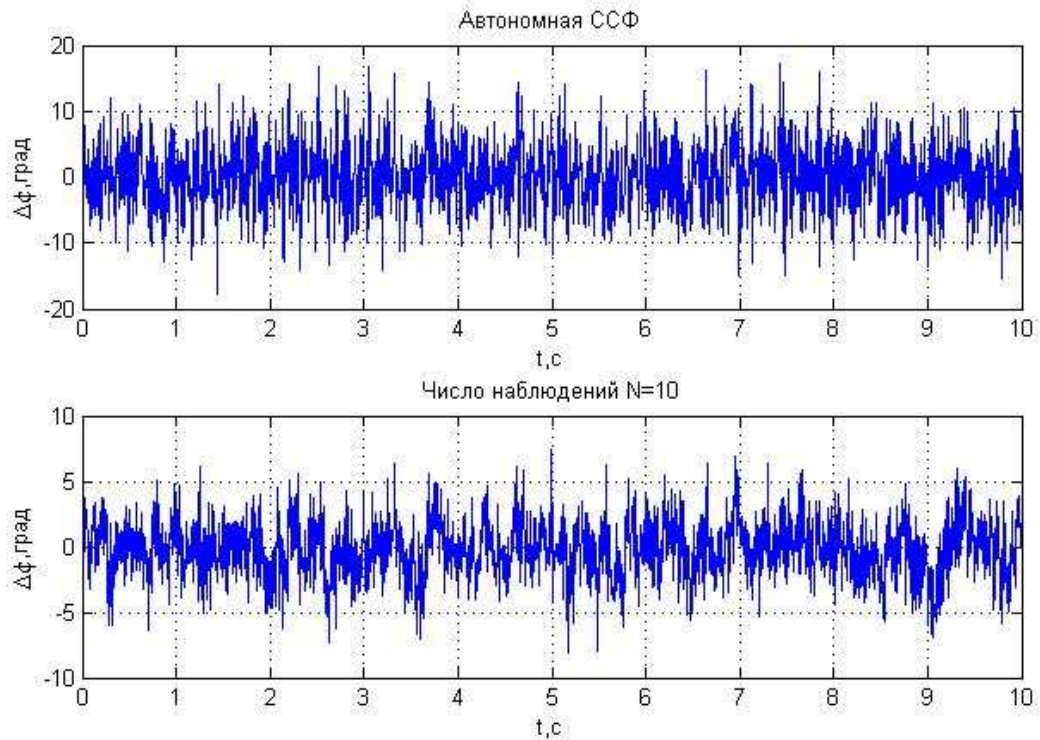


Рисунок 10. Работа системы совместного слежения за фазами десяти сигналов.

Результаты моделирования показывают, что при переходе от автономной ССФ к ССФ по десяти сигналам СКО ошибки слежения уменьшилось с $\sigma_{\varphi}^{авт} = 5.1град$ до $\sigma_{\varphi}^{N=10} = 2.3град$, т.е. выигрыш в 2.2 раза, что соответствует результатам, полученным в Главе 3.1 (Рисунок 7) при анализе дисперсионных уравнений Риккати.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведен синтез оптимальных линейного и нелинейного алгоритмов совместной фильтрации (слежения) за фазами нескольких навигационных сигналов. При синтезе оптимальных алгоритмов использовано представление фазы (суммарной фазы) навигационных сигналов в виде двух составляющих, одна из которых является общей для всех принимаемых сигналов, а вторая — индивидуальна (различна) для каждого навигационного сигнала.

Получены структурные схемы оптимальных алгоритмов совместной фильтрации фаз сигналов, которые включают «раздельные» контура слежения за индивидуальными составляющими фаз навигационных сигналов и «общий» контур слежения за общей составляющей фаз навигационных сигналов, в котором совместно обрабатываются все принимаемые навигационные сигналы.

Проведены расчеты матрицы дисперсий ошибок фильтрации по дисперсионным уравнениям Риккати для линейной задачи совместной фильтрации фаз сигналов. На основе результатов расчетов можно сделать вывод о том, что при большой динамике НАП (интенсивная общая составляющая принимаемых навигационных сигналов) среднеквадратическая ошибка слежения (СКО) за фазой каждого их навигационных сигналов пропорциональна $\sigma_{\varphi\Sigma} \sim \frac{1}{N^{\frac{3}{8}}}$, т.е. уменьшается при увеличении числа совместно обрабатываемых сигналов. При слабой динамике НАП (незначительная по интенсивности общая составляющая принимаемых навигационных сигналов) повышение точности фильтрации за счет совместной обработки всех принимаемых сигналов несущественно (менее 10%).

Разработаны имитационные модели синтезированных алгоритмов оптимальной фильтрации, составлены программы имитационного моделирования в среде Matlab и проведено имитационное моделирование линейной и нелинейной системы совместной фильтрации фаз принимаемых навигационных сигналов. Результаты имитационного моделирования показали:

- при большом отношении сигнал/шум $q_{c/n_0} \geq 40 \text{дБГц}$ точность (СКО) фильтрации в линейной и нелинейной системе одинаковая и совпадает со значением, рассчитанным по дисперсионным уравнениям Риккати; следовательно, и выигрыш за счет использования алгоритмов совместной фильтрации по сравнению с автономными системами фильтрации такой же, что приведен выше;

- в нелинейной системе фильтрации при отношении сигнал/шум $q_{c/n_0} \leq 25 \text{дБГц}$ происходит срыв слежения.

В процессе выполнения работы были освоены на практике методы синтеза фильтрационных алгоритмов (методом оптимальной фильтрации), дискриминационных алгоритмов (синтез многомерного дискриминатора фаз, расчет его статистического эквивалента), получены навыки имитационного моделирования следящих систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. / Под ред. *А.И. Перова, В.Н. Харисова*. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010, 800 с., ил.
2. Перов, А. И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. — М.: Радиотехника, 2012. — 240 с.
3. Co-Op Tracking for Carrier Phase / Zhodzishsky M., Yudanov A., Veitsel V., Ashjasee J. // ION GPS-98: The 11th International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation. Nashville (Tennessee). 1998. P. 653–664.
4. Многосигнальная система ССФ для повышения помехоустойчивости приемников СРНС / В. Н. Харисов, А. А. Кушнир // Радиотехника XXI век : науч.-техн. журн. 2013. - N 7. - С. 102-108.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ЛИСТИНГ МОДЕЛИ ДИСКРИМИНАТОРА ДЛЯ РАССЧЕТА ДХ.

```

Tmod = 30;%Время моделирования
Tf = 0.005;%Темп работы фильтра
Tc = 0.001;%Темп работы коррелятора
W=44.2e6;%ПЧ
K = fix(Tmod/Tc);

time = ((1:fix(Tmod/Tc))-1) * Tc;%Шкала времени

q_cn0 = 30;%Отношение сигнал/шум
q = 10^(q_cn0/10);
std_n= 1/sqrt(2*q*Tc);

i=0;
N = 0;
for epsPhi = (-180):1:180
i=i+1;
phi(i) = epsPhi;
noise=randn(1,K);
w=0;
Qsum=0;
Ud=0;
    for k = 1:K
        Qsum=Qsum-
(cos(2*pi*W*time(k))+std_n*noise(k))*sin(2*pi*W*time(k)+epsPhi*pi/180) ;
        w = w + 1;
    end
end

```

```

    if w == fix(Tf/Tc)
        w = 0;
        Ud=Ud+Qsum;
        Qsum=0;
    end
end

for_graph_Ud(i)= Ud/ fix(Tmod/Tf);
ist_Ud(i) = - (2*q*Tf)* sin(epsPhi*pi/180);
end

UdSd = - (2*q*Tf)*phi*pi/180;

figure(1)
plot(phi, for_graph_Ud,phi,ist_Ud,phi,UdSd);
ylabel('Ud');
xlabel('\delta_{\phi},град');
grid on;
legend('Расчет','Теория','Ud=S_{д}*\delta\phi');

```


ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ЛИСТИНГ ПРОГРАММЫ РАССЧЕТА ЗАВИСИМОСТИ СКО ОШИБКИ СЛЕЖЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОЙ ССФ.

```

clear
clc
close all

Tmod = 20; % Время моделирования, с
Tf = 0.005; % Темп работы фильтров, с
K = fix(Tmod/Tf); % Количество отсчетов

% Отношение сигнал/шум, дБГц
q_cn0 = 40;
q = 10^(q_cn0/10);
D_n = 1/(2*q*Tf); % Дисперсия шума наблюдения

D_fn = (33*10)^2*Tf; % Дисперсия формирующего шума

% Максимальное количество наблюдений
N = 24;

% Memory allocation
std_res_11 = nan(1,N);
std_res_NN = nan(1,N);
numb = zeros(1,N);
% Основной цикл по количеству наблюдений
for n=1:N
    numb(n) = n;
    % Заполнение матриц
    F = zeros(n+1);
    G = zeros(n+1);
    H = zeros(n+1);
    D = zeros(n+1);
    Dn = zeros(n+1);
    Dxi = zeros(n+1);

    F = zeros(n+1);
    G = zeros(n+1);
    H = zeros(n,n+1);
    D = zeros(n+1);

```

```

Dn = zeros(n);
Dxi = zeros(n+1);

for i=1:(n+1)
    F(i,n+1)=Tf;
    F(i,i)=1;

    G(i,i)=1;
    if (i<(n+1))
        H(i,i)=1;
        Dn(i,i)=D_n;
    end

    D(i,i)=0.01;
    Dxi(i,i)=D_fn*1e-7;
end
Dxi(n+1,n+1) = D_fn;

% Расчет дисперсионных уравнений
for k = 1:K
    Dextr = F * D * (F.') + G * Dxi * (G.');
    D = inv(inv(Dextr) + (H.') * inv(Dn) * H );
end
%СКО ошибки слежения
std_res_11(n)=sqrt(D(1,1))*180/pi;

fprintf('Progress: %.0f%%\n', 100*n/N);
end

%Матрица весовых коэффициентов
Ko = D * (H.') * inv(Dn);

% График
figure(1)
plot(numb,std_res_11);
ylabel('\sigma_{\phi{\Sigma}},град. ');
xlabel('Число наблюдений');
grid on;

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ИСХОДНЫЙ КОД ПРОГРАММЫ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ

Листинг скрипта Matlab, реализующий расчет дисперсионных уравнений для трех наблюдений линейной и нелинейной систем.

```

%Границы отношения сигнал/шум
qcn0_min=20;
qcn0_max=45;
%Количество итераций для усреднения
numb_of_iteration = 50;
n=1;
%Основной цикл по величине отношения сигнал/шум
for i = qcn0_min:qcn0_max
    for_plot(n)=i;
    sum_stdN = 0;
    sum_stdL = 0;
    for j=1:numb_of_iteration
        sum_stdN = sum_stdN + ns(i);
        sum_stdL = sum_stdL + ls(i);
    end
    stdN(n) = sum_stdN/numb_of_iteration;
    stdL(n) = sum_stdL/numb_of_iteration;
    n=n+1;
    fprintf('q_cn0=%d \n',i);
end

figure(1)
plot(for_plot,stdN,for_plot,stdL);
ylabel('\sigma_{\phi}\{\Sigma\},град. ');
xlabel('q_{c/n}\{0\},дБГц');
legend('Нелинейный режим','Линейный режим');
grid on;

```

Файл функции ls():

```

function [ std ] = ls( q_cn0 )
Tmod = 5; % Время моделирования ,с
Tf = 0.005;%Темп работы фильтров, с
K = fix(Tmod/Tf);%Количество отсчетов

q = 10^(q_cn0/10);

D_n=1/(2*q*Tf);%Дисперсия шума наблюдения

Dn = [D_n,0;
      0,D_n];

D_fn =(33*10)^2*Tf;%Дисперсия формирующего шума

Dxi = [D_fn*1e-7,0,0;
       0,D_fn*1e-7,0;
       0,0,D_fn];
std_lst = sqrt(D_fn);
std_lst_ind = sqrt(D_fn*1e-7);

Hextr = [0; 0; 0]; %Вектор экстраполяций
Xist = [0; 0; 0]; %Истинный вектор состояния
Xest = [0; 0; 0]; %Истинный вектор состояния

F = [1 0 Tf;
     0 1 Tf;
     0 0 1];

D = [1 0 0;
     0 1 0;
     0 0 1];

G = [1 0 0;
     0 1 0;
     0 0 1];

H = [1 0 0;
     0 1 0];

D = D*0.01;%Начальное приближение

```

```

for k = 1:K
    Dextr = F * D * (F.') + G * Dxi * (G. ');
    D = inv(inv(Dextr) + (H.') * inv(Dn) * H );
end
Ko = D*H'*inv(Dn);
n1 =sqrt(D_n)*randn(1,K); % noise
n2 =sqrt(D_n)*randn(1,K);
std_calc_n = 0;

for k = 1:K
    Xextr = F*Xest;
    Y = H*Xist+ [n1(k);n2(k)];
    Ud = Y - H*Xextr;
    Xest = Xextr + Ko*Ud;
    Eps = Xist(1)-Xest(1);
    std_calc_n = std_calc_n + (Eps)^2;

    Xist = F*Xist
+ [std_lst_ind*randn(1);std_lst_ind*randn(1);std_lst*randn(1)];
end
std =sqrt(std_calc_n/K)*180/pi;
end

```

Файл функции ns():

```

function [ std ] = ns( q_cn0 )
Tmod = 5;
Tf = 0.005;
K = fix(Tmod/Tf);

q = 10^(q_cn0/10);

D_fn = (33*10)^2*Tf;

D_n=1/(2*q*Tf);

Dn = [D_n,0;
      0,D_n];

Xextr = [0; 0; 0];
Xist = [0; 0; 0];

```

```
Xest = [0; 0; 0];
```

```
F = [1 0 Tf;
      0 1 Tf;
      0 0 1];
```

```
D = [1 0 0;
      0 1 0;
      0 0 1];
```

```
G = [1 0 0;
      0 1 0;
      0 0 1];
```

```
H = [1 0 0;
      0 1 0];
```

```
D = D*0.01;
```

```
c=H;
```

```
Dxi = [D_fn*1e-7,0,0;
        0,D_fn*1e-7,0;
        0,0,D_fn];
std_lst = sqrt(D_fn);
std_lst_ind = sqrt(D_fn*1e-7);
```

```
for k=1:K
```

```
    Dextr = F * D * F' + G * Dxi * G';
    D = inv(inv(Dextr) + (H')*inv(Dn)*H);
```

```
end
```

```
Ko = D*H'*inv(Dn);
```

```
A_IQ = 2*q *Tf;
stdn_Q = sqrt(2*q*Tf);
```

```
Sd=2*q*Tf;
```

```
nQ = stdn_Q*randn(2,K);
```

```
std_fi_calc = 0;
```

```
for k = 1:K
```

```
Xextr = F*Xest;
Y = H*Xist;

Ud = A_IQ*sin(Y - H*Xextr)+nQ(:,k);
Xest = Xextr + Ko*Ud/Sd;

Eps = Xist(1)-Xest(1);
std_fi_calc = std_fi_calc + (Eps)^2;

Xist = F*Xist +
[std_1st_ind*randn(1);std_1st_ind*randn(1);std_1st*randn(1)];

end

std =sqrt(std_fi_calc/fix(Tmod/Tf))*180/pi;

end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. ИСХОДНЫЙ КОД МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОЙ ССФ.

```

clear
clc
close all

Tmod = 10;
Tf = 0.005;
K = fix(Tmod/Tf);
time = ((1:fix(Tmod/Tf))-1) * Tf;

q_cn0 = 40;
q = 10^(q_cn0/10);
D_n=1/(2*q*Tf);%Дисперсия шума наблюдения

D_fn = (33*10)^2*Tf;%Дисперсия формирующего шума
std_lst = sqrt(D_fn);
std_lst_ind = sqrt(D_fn*1e-7);

n=10;%Количество наблюдений
%Формирующие шумы
form_noise =randn(n+1,K);
form_noise(1:n,:)=std_lst_ind *form_noise(1:n,:);
form_noise(n+1,:)=std_lst*form_noise(n+1,:);
% Memory allocation
Hextr = zeros(n+1,1) ;
Xist = zeros(n+1,1);
Y =zeros(n,1);
Xest = zeros(n+1,1);

% Заполнение матриц
F = zeros(n+1);
G = zeros(n+1);
H = zeros(n,n+1);
D = zeros(n+1);
Dn = zeros(n);
Dxi = zeros(n+1);

for i=1:(n+1)
    F(i,n+1)=Tf;
    F(i,i)=1;

```



```

G(i,i)=1;
if (i<(n+1))
    H(i,i)=1;
    Dn(i,i)=D_n;
end

D(i,i)=0.01;
Dxi(i,i)=D_fn *1e-7;
end
Dxi(n+1,n+1) = D_fn;

A_IQ = 2*q *Tf;
stdn_Q = sqrt(2*q*Tf);

nQ = stdn_Q*randn(n,K);%Шумы квадратурных компонент
Sd=2*q*Tf;% Крутизна ДХ

for k=1:K
    Dextr = F * D * F' + G * Dxi * G';
    D = inv(inv(Dextr) + (H')*inv(Dn)*H);
end
Ko = D*H'*inv(Dn);% Матрица весовых коэффициентов

std_calc_10=0;
for k = 1:K

    Xextr = F*Xest;
    Y = H*Xist;

    Ud = A_IQ*sin(Y - H*Xextr)+nQ(:,k);
    Xest = Xextr + Ko*Ud/Sd;

    forPlotXist1(k) = Xist(1);
    forPlotXest1(k) = Xest(1);
    Eps = Xist(1)-Xest(1);
    std_calc_10 = std_calc_10 + (Eps)^2;

    Xist = F*Xist +G*form_noise(:,k);
end
%СКО ошибки слежения
std_calc_10 = sqrt( std_calc_10/K)*180/pi;
std_10 = sqrt(D(1,1))*180/pi;

```

```
% Автономная ССФ
```

```
std_calc_1 = 0;
```

```
F = [1, Tf;
      0, 1];
```

```
H=[1,0];
```

```
G=[1,0;
    0,1];
```

```
Dxi=[D_fn*1e-7,0;
      0,D_fn];
Dn=D_n;
```

```
ddF=[-2*q*Tf,0;
      0,0];
```

```
Xist=[0;0];
Xextr=[0;0];
Xest=[0;0];
Y=0;
```

```
D = [0.01,0;
      0,0.01];
```

```
for k=1:K
```

```
    Dextr = F * D * F' + G * Dxi * G';
```

```
    D = inv(inv(Dextr) + (H')*inv(Dn)*H);
```

```
end
```

```
Ko = D*H'*inv(Dn);
```

```
for k = 1:K
```

```
    Xextr = F*Xest;
```

```
    Y = H*Xist;
```

```
    Ud = A_IQ*sin(Y - H*Xextr)+nQ(1,k);
```

```
    Xest = Xextr + Ko*Ud/Sd;
```

```
forPlotXist2(k) = Xist(1);
```

```
forPlotXest2(k) = Xest(1);
```

```
Eps = Xist(1)-Xest(1);
```

```
std_calc_1 = std_calc_1 + (Eps)^2;
```

```
Xist = F*Xist +[std_lst_ind*randn(1);std_lst*randn(1)];
```

end

```
std_calc_1 = sqrt(std_calc_1/K)*180/pi;  
std_1= sqrt(D(1,1))*180/pi;
```

%Графики

```
figure(1)  
subplot(2,1,1)  
plot(time,(forPlotXist2 - forPlotXest2)*180/pi );  
title( 'Автономная ССФ' );  
ylabel('\Delta\phi,град');  
xlabel('t,c');  
grid on;
```

```
subplot(2,1,2)  
plot(time,(forPlotXist1 - forPlotXest1)*180/pi );  
title( 'Число наблюдений N=10' );  
ylabel('\Delta\phi,град');  
xlabel('t,c');  
grid on;
```