

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

Институт ИРЭ Кафедра РТС

ЗАДАНИЕ

НА ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ (работу)

Направление Радиотехника
(номер и название)

Специальность Радиотехника
(номер и название)

Специализация _____
(номер и название)

Тема проекта (работы): Моделирование системы слежения за задержкой сигнала СРНС (ГЛОНАСС)

Время выполнения проекта (работы) с 01.09.11 по 01.02.12

Студент Суриков О.В. ЭР-11-06
фамилия, и.о., группа, подпись,

Руководитель проекта проф. доц. Замолодчиков В.Н.
должность, звание, фамилия, и.о., подпись

Руководитель от предприятия _____

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и.о., подпись
доц. доц. Макаров А.К.

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и.о., подпись
доц. доц. Лебедев И.П.

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

Зав. кафедрой _____
подпись, дата
Перов А.И.

Место выполнения проекта _____

1. Содержание задания и исходные данные к проекту (работе)

• Разработка математической модели системы слежения за задержкой сигнала аппаратуры потребителя СРНС(ГЛОНАСС) и реализация этой модели в MatLab

• В процессе выполнения работы необходимо:

- Изучить рекомендованную литературу.

- Выполнить программную реализацию математической модели.

- Исследовать характеристики системы.

• Исходные данные.

Модель дискриминаторов, фильтра и их характеристики.

Подпись руководителя проекта (работы) _____ Дата _____

2. Задание по экологичности проекта

(специализированная часть проекта)

Влияние освещенности при работе за компьютером

Подпись консультанта _____ Дата 14.09.2001
(специализированная часть проекта)

3. Задание по _____

(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____
(специализированная часть проекта)

4. Задание по _____

(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____

5. График работы по разделам дипломного проекта (работы)

Содержание

| | |
|---|----|
| Аннотация..... | 6 |
| Введение..... | 7 |
| Глава 1. Дискриминатор задержки огибающей сигнала..... | 11 |
| Глава 2. Комплексный фильтр слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала когерентного приёмника..... | 21 |
| Глава 3. Реализация системы в программе MatLab..... | 32 |
| 3.1 Моделирование сигнала СРНС ГЛОНАСС..... | 32 |
| 3.2 Моделирование дискриминаторов СРНС ГЛОНАСС..... | 36 |
| 3.2.1 Временной дискриминатор..... | 36 |
| 3.2.2 Фазовый дискриминатор..... | 39 |
| 3.3 Моделирование комбинированного фильтра..... | 41 |
| 3.4 Моделирование линеаризованной комплексной системы..... | 43 |
| 3.5 Моделирование нелинейной комплексной системы..... | 46 |
| Глава 4. Экологическая часть проекта..... | 51 |
| Заключение..... | 56 |
| Список литературы..... | 57 |
| Список используемых сокращений..... | 58 |

Аннотация

Работа посвящена моделированию на ЭВМ и исследованию характеристик системы слежения за задержкой сигнала СРНС (ГЛОНАСС). Рассмотрен комплексный фильтр слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала когерентного приёмника. Моделирование и последующий анализ проводились в программе MatLab. Получены и проанализированы дискриминационные характеристики, зависимости СКО фильтрации параметров сигнала, характеристики фильтра Калмана при разных входных воздействиях. Так же были получены и построены линейная и нелинейная комплексные системы фильтрации и их переходные процессы.

Введение

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) представляют собой всепогодные системы космического базирования и позволяют в глобальных масштабах определять текущие местоположения подвижных объектов и их скорость, а так же осуществлять точную координацию времени.

Принцип действия систем заключается в том, что навигационные спутники излучают специальные электромагнитные сигналы. Аппаратура потребителей, расположенная на объектах, находящихся на поверхности Земли или околоземном пространстве принимает эти сигналы и после специальной обработки вырабатывает данные о местоположении и скорости объекта.

Спутниковую радионавигационную систему можно рассматривать как высокотехнологичную информационную систему, состоящую из пяти основных сегментов рис. 1

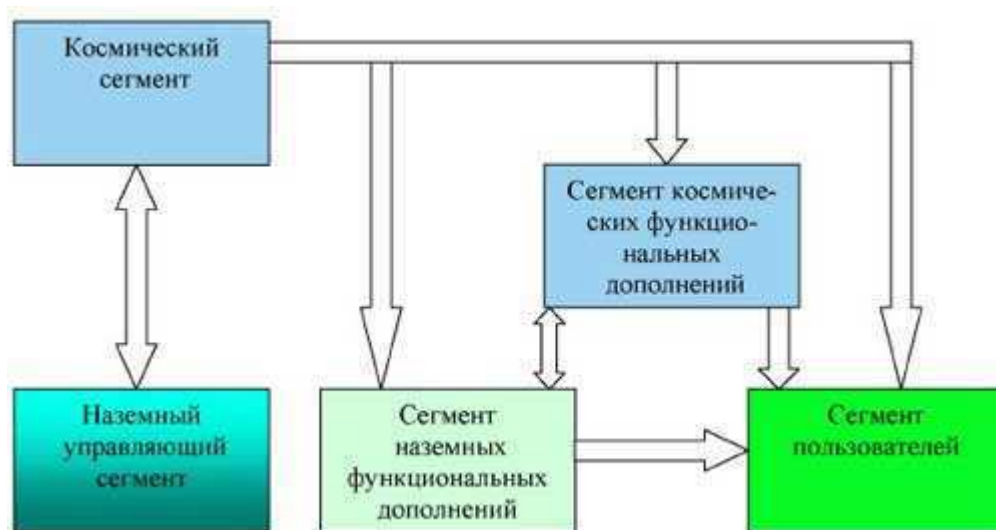


Рис. 1 Организация спутниковой радионавигационной системы

Наземный управляющий сегмент включает в себя центр управления космическим сегментом, станции слежения за навигационными спутниками

(радиолокационные и оптические), аппаратуру контроля состояния навигационных спутников.

Управляющий сегмент решает задачи определения, прогнозирования и уточнения параметров движения навигационных спутников, формирования и передачи в бортовую аппаратуру спутников цифровой информации, а также ряд контрольных и профилактических функций.

Космический сегмент представляет собой систему навигационных спутников, вращающихся по эллиптическим орбитам вокруг Земли. На каждой орбите находятся несколько спутников. Навигационный спутник имеет на борту радиоэлектронную аппаратуру, излучающую в направлении Земли шумоподобные непрерывные радиосигналы, содержащие информацию необходимую для проведения навигационных определений с помощью аппаратуры потребителя.

Благодаря достаточному количеству навигационных спутников и специальным параметрам радиосигналов аппаратура потребителя может в любое время, при любых погодных условиях принимать излученные спутниками сигналы и определять местоположение, скорость и время.

Сегмент пользователей потенциально может состоять из неограниченного количества спутниковых навигационных приемников, которые принимают сигналы навигационных спутников и производят расчеты текущего местоположения, скорости и времени с погрешностями, определяемыми спутниковой навигационной системой и аппаратурой потребителя.

Сегменты наземных и космических функциональных дополнений представляет собой аппаратурно-программные комплексы предназначенные для обеспечения точности навигационных определений, целостности, непрерывности, доступности и эксплуатационной готовности системы.

Местоположение объекта определяется координатами пересечения трех поверхностей положения, являющихся геометрическим местом точек с одинаковым значением навигационного параметра. Для решения навигационной задачи, т.е. для нахождения вектора потребителя \mathbf{P} , используют навигационные функции определяющие функциональную связь между навигационными параметрами и компонентами вектора потребителя. Навигационные функции определяются с помощью разновидностей дальномерных методов.

В наиболее простом *дальномерном методе* навигационным параметром является дальность D_i между i -м навигационным спутником (НС) и потребителем, а поверхностью положения сфера с радиусом D_i и центром в центре масс i -го спутника

Тут x_i, y_i, z_i - известные на момент измерения координаты i -го спутника (с учетом его перемещения на время распространения сигнала); x, y, z - координаты потребителя.

Местоположение объекта определяется координатами пересечения трех сфер, т.е. необходимо измерить дальности до трех НС ($i = 1..3$) и навигационная функция представляет собой систему из трех уравнений. В данном методе предполагается, что все величины взяты в один и тот же момент времени. Однако координаты НС привязаны бортовой шкале времени, а потребитель измеряет задержку радиосигнала в своей шкале времени. При наличии расхождения t' шкал времени возникает смещение $D' = ct'$ измеренной дальности и, как следствие, проблемы с точностью определения координат потребителя. Поэтому в настоящее время более широко применяют *псевдодальномерный метод*.

Под псевдодальностью понимается измеренная дальность $D_{\text{изм } i}$ до i -го НС, которая отличается от истинной дальности на неизвестную, но постоянную на время определения навигационных параметров величину D' .

Все находящиеся в эксплуатации НС находятся в движении, что приводит к изменению временной задержке между НС и аппаратурой потребителя (АП). В своё время временная шкала времени НС и временная шкала времени АП находящегося на Земле различаются. В результате происходит сдвиг во времени. Для минимизации задержки используются методы для синхронизации шкал времени, а также разработки систем, которые способны следить за параметром задержки сигнала и достаточно точно этот параметр оценивать.

В данной работе мы будем рассматривать систему слежения за временной задержкой сигнала. Данная система позволяет отслеживать задержку пришедшую со входным сигналом от НС.

Также будет рассмотрена комплексная система слежения за задержкой и фазой сигнала в когерентном режиме, что позволит достаточно точно оценить параметр задержки.

Глава 1

Дискриминатор задержки огибающей сигнала

Согласно [1] теория оптимальной фильтрации основана на статистическом описании наблюдаемых y_j и информативных процессов, а её основной задачей является нахождение апостериорной плотности вероятности $p(\lambda_j | Y_0^j)$ информативных процессов при заданном априорном описании динамики изменения и проведенных наблюдениях $Y_1^j = \{y_1, y_2, \dots, y_j\}$.

Задача получения оценок информативных процессов, переносимых радиосигналом, относится к классу задач нелинейной фильтрации, решение которой может быть получено в том или ином приближении. Наиболее часто используется гауссовское приближение $p(\lambda_j | Y_1^j)$. В этом случае оптимальная (квазиоптимальная) оценка процесса $\tilde{\lambda}_j$ формируется следящей системой, обобщенная схема которой приведена на рис. 2.

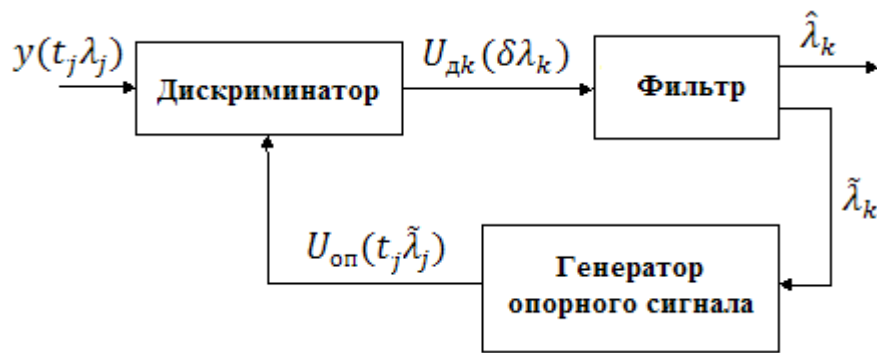


Рис.2 Обобщенная схема следящей системы.

Отсчеты $y(t_j, \lambda_j)$ наблюдаемого процесса в моменты времени t_j (следующие с шагом дискретизации T_d) поступают на вход дискриминатора, на второй вход которого поступает опорный сигнал $u_{оп}(t_j, \tilde{\lambda}_j)$, сформированный для экстраполированного на момент времени t_j значения $\tilde{\lambda}_j$ оцениваемого параметра. Дискриминатор – это устройство, сигнал на входе которого $u_{дк}(\delta\lambda_k)$

пропорционален рассогласованию $\delta\lambda_k = \lambda_k - \tilde{\lambda}_k$ между значениями оцениваемого параметра λ , соответствующими входному и опорному сигналам. При приёме сигнала на фоне гауссовского белого шума процесс на выходе дискриминатора определяется соотношением

$$u_{dk}(\tilde{\lambda}_k) = \left(\frac{d \ln f(Y_1^M, \lambda)}{d \lambda} \right)^T \Big|_{\lambda = \tilde{\lambda}_k}, \quad (1.1)$$

где $Y_1^M = \{y_{k-1,1}, y_{k-1,2} \dots y_{k-1,M}\}$ - отрезок реализации наблюдений на интервале времени $[t_{k-1,l}, t_{k-1,M}]$, где для индекса времени использована двойная нумерация $t_{k,0} = kMT_d = kT, T = MT_d$ $t_{k,1} = t_{k,0} + lT_d = kT + lT_d, t_{k,M} = t_{k+1,0}$;

$f(Y_1^M, \lambda)$ - функция зависящая от наблюдаемого отрезка реализации Y_1^M и оцениваемого процесса λ .

Из (1.1) следует, что в дискриминаторе проводится накопление наблюдений на интервале $T = MT_d$, длительность которого должна быть много меньше времени корреляции процесса $\lambda(t)$ (который при этом можно полагать неизменным на данном интервале, т.е. $\lambda = \text{const}$), но много больше времени корреляции аддитивного шума (что делает операцию равновесного накопления близкой к оптимальной).

Вид функции $f(Y_1^M, \lambda)$ зависит от принимаемой при синтезе статистической модели сигнально-помеховой обстановки, набора оцениваемых параметров и ряда других факторов. Если все параметры сигнала, кроме оцениваемых, известны, $f(Y_1^M, \lambda)$ является функцией правдоподобия наблюдаемого отрезка реализации $p(Y_1^M | \lambda)$, которая определяется выражением

$$p(Y_1^M | \lambda) \sim \exp \left(\sum_{l=1}^M s^T(t_{k-1,l}, \tau, f_d, \vartheta_{nc}) D_n^{-1} (y(t_{k-1,j}) - \frac{1}{2} s(t_{k-1,j}, \tilde{\tau}, \tilde{f}_d, \vartheta_{nc})) \right), \quad (1.2)$$

где D_n^{-1} - матрица дисперсий аддитивных шумов наблюдений.

Напомним, что функцией правдоподобия называется условная плотность вероятности наблюдаемой реализации Y_1^M при заданных значениях оцениваемых параметров λ .

Т.к. в приемниках СРНС оцениваемые параметры сигнала (псевдо задержка $\tilde{\tau}$, псевдо доплеровское смещение частоты \tilde{f}_d , навигационное сообщение $\vartheta_{\text{НС}}$) являются неэнергетическими, функцию правдоподобия можно представить в виде

$$p(Y_1^M | \lambda) = c * \exp(\sum_{l=1}^M s^T(t_{k-1,l}, \tau, f_d, \vartheta_{\text{НС}}) D_n^{-1} y(t_{k-1,l})), \quad (1.3)$$

Так как второе слагаемое под знаком экспоненты в (1.2) представляет собой энергию сигнала, и оно может быть отнесено к константе c .

Генератор опорного сигнала в схеме рис.2 формирует сигнал $u_{\text{оп}}(t_j, \tilde{\lambda}_j)$, необходимый для работы дискриминатора.

В теории приёма и обработки сигналов различают когерентную и некогерентную обработку. При когерентной обработке сигналов оценивается фаза принимаемого сигнала, а полученная оценка используется при формировании опорных сигналов дискриминаторов. При некогерентной обработке фаза сигнала не оценивается, а оценивается только несущая частота. Навигационный приемник с когерентной обработкой сигналов позволяет получить более высокую точность, чем некогерентный приемник, а некогерентный приемник имеет большую помехоустойчивость, чем когерентный приемник.

Оценки псевдо дальностей и псевдо скоростей в приемнике сигналов СРНС могут быть получены как при когерентной, так и при некогерентной обработке сигналов. Выделение же навигационного сообщения, закодированного в фазе сигнала, возможно лишь в когерентном режиме, в котором обеспечивается необходимый уровень синхронизации по фазе сигнала. После выделения навигационного сообщения из принятого сигнала, оно хранится в долговременной памяти приемника. Так как данная информация обновляется

достаточно редко (1 раз в 15мин), то после её выделения можно использовать некогерентный режим работы приемника.

При когерентном и некогерентном режимах работы приемника изменяются структуры дискриминаторов следящих систем, поэтому необходимо рассматривать отдельно синтез приемников когерентной и некогерентной обработкой сигналов.

Так как приемник СРНС содержит идентичные каналы слежения за сигналами всех видимых НС, в дальнейшем будем рассматривать синтез следящий систем для одного из каналов, опуская при этом для простоты индекс l принадлежности к соответствующему каналу. При этом наблюдаемый процесс будет скалярным, т.е. в (1.3) необходимо полагать $y(t_j, \lambda_j)$. Кроме того, для простоты терминологии и обозначений, вместо псевдозадержки $\tilde{\tau}$ (и соответствующей ей псевдодальности) будем говорить просто о задержки τ .

В данной работе мы будем рассматривать когерентную обработку и рассмотрим синтез дискриминатора задержки огибающей сигнала когерентного приемника.

Поставим задачу синтеза приемника, в котором автономно оценивается задержка τ огибающей и текущая фаза φ сигнала. При таком подходе переменные τ и φ полагаются независимыми, поэтому можно ввести вектор информативных параметров $\lambda = [\tau \ \varphi]$.

При синтезе дискриминатора в соответствии с определением (1.1) необходимо выбрать временной интервал $[t_{k-1,1}, t_{k-1,M}]$, на котором вектор оцениваемых параметров λ можно считать постоянным. Положим, что такой интервал длительностью T выбран. Тогда представим сигнальную функцию, входящую в наблюдения на данном временном интервале, в виде

$$s(t_{k-1,l}) = Ah_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - \tau_{k-1,l}) \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \pi \vartheta_{\text{нс } k-1,l} + \varphi_{k-1,l}), \quad (1.4)$$

где $\omega_{\text{п}}$ – промежуточная частота сигнала на выходе ВЧ – приемника, A – амплитуда сигнала, $h_{\text{дк}}$ - функция дальномерного кода, $\vartheta_{\text{нс}}$ - символ навигационного сообщения.

Отметим, что в (1.4) информативные параметры $\tau_{k-1,l}$, $\varphi_{k-1,l}$ заданы на момент времени $t_{k-1,l}$ и предполагаются постоянными на интервале $[t_{k-1,l}, t_{k-1,M}]$. При переходе от момента времени $t_{k-1,M} = t_k$ к моменту $t_{k,1}$ происходит изменения данных параметров в соответствии с моделью марковского процесса (1.5), так что в момент времени $t_{k,1}$ будет иметь место новое значение параметров, которое не меняется в течение следующего интервала $[t_{k,1}, t_{k,M}]$.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}\xi_{k-1} \quad (1.5)$$

При синтезе дискриминатора параметры A, ω_{Π} полагаем известными, параметры τ, φ – оцениваемыми, а символ навигационного сообщения $\vartheta_{\text{нс}}$ – случайной величиной, которая может принимать значения 0 и 1 с равными априорными вероятностями $p_{ap}(\vartheta_{\text{нс}} = 1) = p_{ap}(\vartheta_{\text{нс}} = 0) = 1/2$. Отметим, что на интервале наблюдения $[t_{k-1,l}, t_{k-1,M}]$ случайная величина $\vartheta_{\text{нс}}$ полагается неменяющейся.

Наличие случайного параметра при синтезе дискриминатора следящей системы предполагает использование в качестве функции $f(Y_1^M, \lambda)$ усреднённой по этому случайному параметру функции правдоподобия (1.3):

$$\begin{aligned} f(Y_1^M, \lambda) &= p_{ap}(\vartheta_{\text{нс}} = 1)p(Y_1^M | \lambda, \vartheta_{\text{нс}} = 1) + p_{ap}(\vartheta_{\text{нс}} = 0)p(Y_1^M | \lambda, \vartheta_{\text{нс}} = 0) = \\ &= c * \exp\left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l})s(t_{k-1,l}, \tau, f_d, \vartheta_{\text{нс}} = 1)\right) + \\ &\quad + \exp\left(\frac{-1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l})s(t_{k-1,l}, \tau, f_d, \vartheta_{\text{нс}} = 0)\right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

При записи (1.6) учтено, что с изменением значения символа навигационного сообщения $\vartheta_{\text{нс}}$ изменяется знак сигнальной функции (1.4).

Сумму двух экспонент в (1.6) можно выразить через функцию гиперболического косинуса, поэтому

$$f(Y_1^M, \lambda) = c_j * ch\left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) s(t_{k-1,l}, \tau, \varphi_d, \vartheta_{nc} = 0)\right) \quad (1.7)$$

Подставляя (1.7) в (1.1) и выполняя дифференцирование по λ , получаем

$$u_{dk}(\tilde{\lambda}_k) = th\left(\frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{dk}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_{k-1,l}) \cos(\omega_{п} t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_{k-1,l})\right) * \\ * \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \left(\frac{d s(t_{k-1,l}, \tilde{\tau}_{k-1,l}, \tilde{\varphi}_{k-1,l}, \vartheta_{nc} = 0)}{d \lambda}\right)^T. \quad (1.8)$$

В (1.8) формально использованы экстраполированные оценки $\tilde{\tau}_k, \tilde{\varphi}_k$, в которых индекс «к» обозначает к-й интервал наблюдения. Поэтому следует конкретизировать в соответствии с каким алгоритмом следует формировать эти экстраполированные оценки. Исходя из принятого описания (1.4), в качестве искоемых экстраполированных оценок следует использовать $\tilde{\tau}_{k-1,1}, \tilde{\varphi}_{k-1,1}$. В момент времени t_{k-1} обрабатывается выборка наблюдений $Y_{k-2,1}^{k-2,M}$, содержащая информацию о значениях информативных параметров $\tau_{k-2,1}, \varphi_{k-2,1}$. В результате обработки данной выборки в следящей системе формируются оптимальные оценки $\tilde{\tau}_{k-2,1}, \tilde{\varphi}_{k-2,1}$. При переходе от момента времени $t_{k-2,M} = t_{k-1}$ к моменту $t_{k-1,1}$ происходит изменение информативных параметров, которые становятся равными $\tau_{k-1,1}, \varphi_{k-1,1}$, и выборка наблюдений $Y_{k-1,1}^{k-1,M}$ содержит именно эти значения информативных параметров. Так как в системе сформированы лишь оценки $\tilde{\tau}_{k-2,1}, \tilde{\varphi}_{k-2,1}$, в опорном сигнале для корреляторов на интервале времени $[t_{k-1,1}, t_{k-1,M}]$ можно использовать либо эти оценки, либо экстраполированные на момент времени $t_{k-1,l}$ оценки, т.е. $\tilde{\tau}_{k-1,1}, \tilde{\varphi}_{k-1,1}$.

Формула (1.8) описывает временной дискриминатор задержки огибающей сигнала(ДЗО).

Данный дискриминатор соответствует первой компоненте в (1.8) и описывается выражением

$$u_{\Delta\tau}(t_k) = th \left(\frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k) \right) * \\ * \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \frac{\partial h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k). \quad (1.9)$$

Дифференцируя $h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)$ по задержке часто применяют вычислением конечной разности. Введем расстройку $\Delta\tau$ и запишем

$$\frac{\partial h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} = \frac{h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k + \frac{\Delta\tau}{2})) - h_{\text{дк}}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k - \frac{\Delta\tau}{2}))}{\Delta\tau}$$

С учетом данного представления схема ДЗО может быть представлена в виде, приведенном на рис. 3.

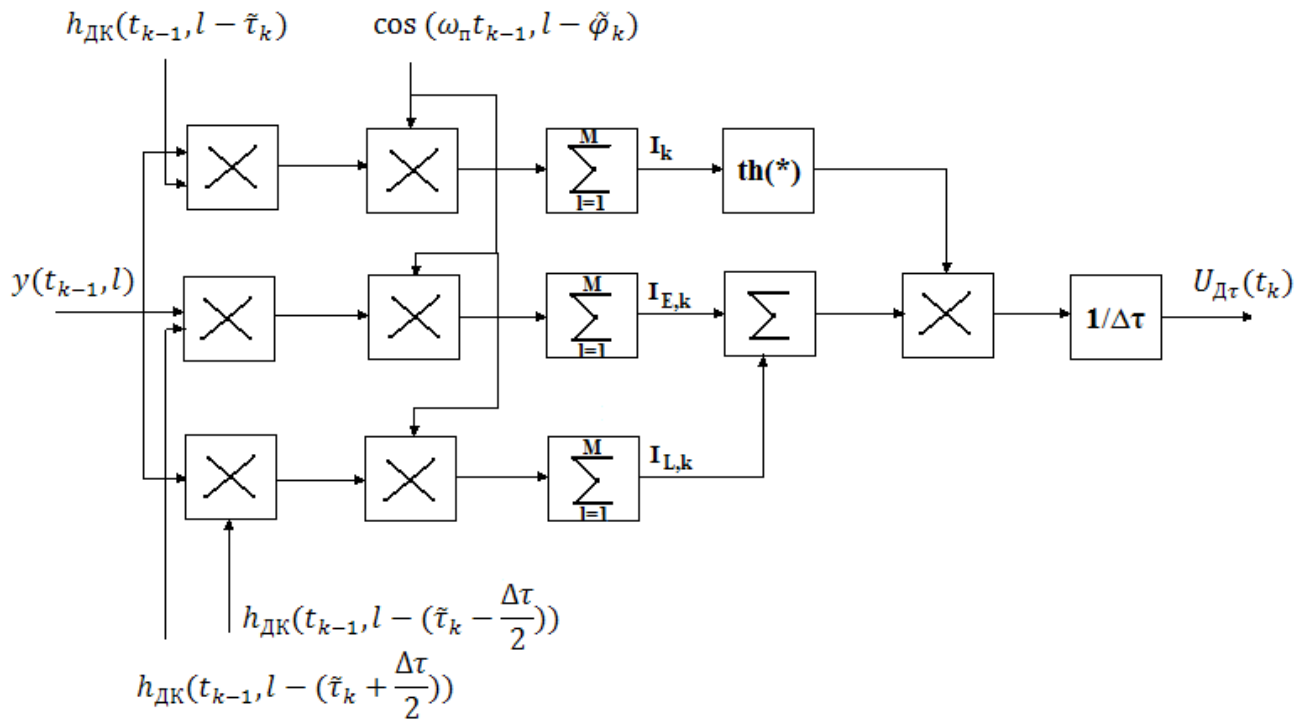


Рис.3 Схема дискриминатора задержки огибающей сигнала.

Компоненты

$$I_{E,k} = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{\text{дк}} \left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_k + \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right) \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k)$$

и

(1.10)

$$I_{L,k} = \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{\text{дк}} \left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_k - \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right) \cos(\omega_{\text{п}} t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k)$$

соответствуют опережающему (Early) $h_{\text{дк}} \left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_k + \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right)$ и запаздывающему (Late) $h_{\text{дк}} \left(t_{k-1,l} - \left(\tilde{\tau}_k - \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right)$ опорным сигналам соответственно.

Дискриминатор задержки огибающей сигнала включает в себя три ветви обработки входного сигнала, в которых используются три типа корреляторов. В первой ветви на основе синфазного коррелятора формируется I_k . В двух других ветвях используются аналогичные синфазные корреляторы. Но с опережающим и запаздывающим опорными сигналами дальномерного кода. На выходах данных корреляторов имеем опережающую $I_{E,k}$ и запаздывающую $I_{L,k}$ синфазные компоненты.

Таким образом, основой формирования дискриминаторов когерентного приемника являются корреляторы, использующие те или иные опорные сигналы.

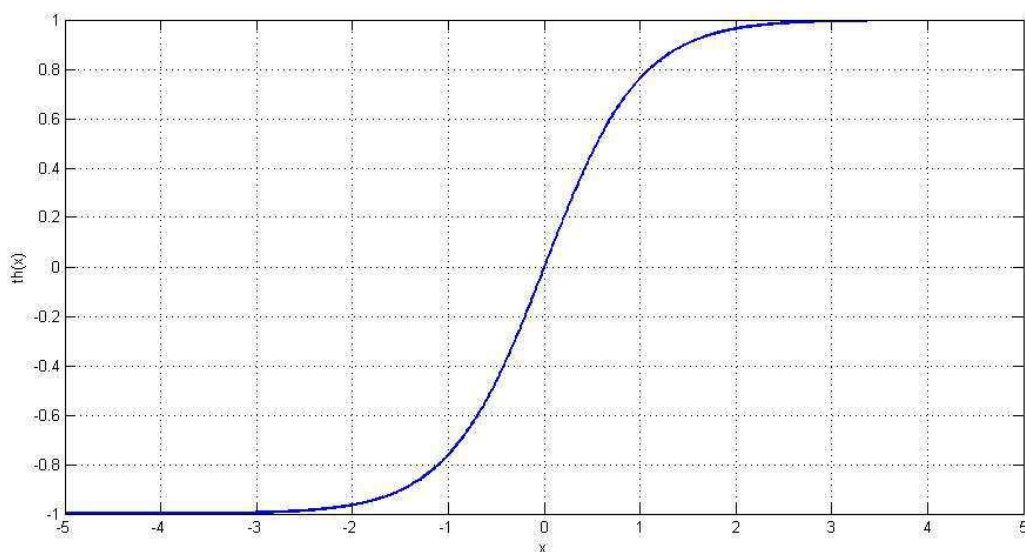


Рис. 4. Функция гиперболического тангенса.

Как видно из рис. 4, функция $th(x)$, входящая в (1.9), может быть аппроксимирована более простыми функциями при малых и больших значениях аргумента.

При $|I_k| \leq 0,5$ ДЗО может быть описана соотношением

$$u_{д\tau}(t_k) = \frac{I_k(I_{E,k} - I_{L,k})}{\Delta\tau} \quad (1.11)$$

а при $|I_k| \geq 2$ - выражением

$$u_{д\tau}(t_k) = \frac{(I_{E,k} - I_{L,k})\text{sign}(I_k)}{\Delta\tau} \quad (1.12)$$

При малом отношении сигнал/шум оптимальный дискриминатор описывается соотношением

$$u_{д\tau}(t_k) = \frac{I_k(I_{E,k} - I_{L,k})}{\Delta\tau}$$

из которого можно записать выражение для дискриминационной характеристики

$$U(\varepsilon_\tau) = 4q^2_{c/n_0} T^2 \cos^2(\varepsilon_\varphi) \rho(\varepsilon_\tau) \left(\rho\left(\varepsilon_\tau - \frac{\tau_\Delta}{2}\right) - \rho\left(\varepsilon_\tau + \frac{\tau_\Delta}{2}\right) \right) \quad (1.13)$$

График дискриминационной характеристики (1.13) при $\Delta\tau = \tau_\Delta$, приведен на рис. 5

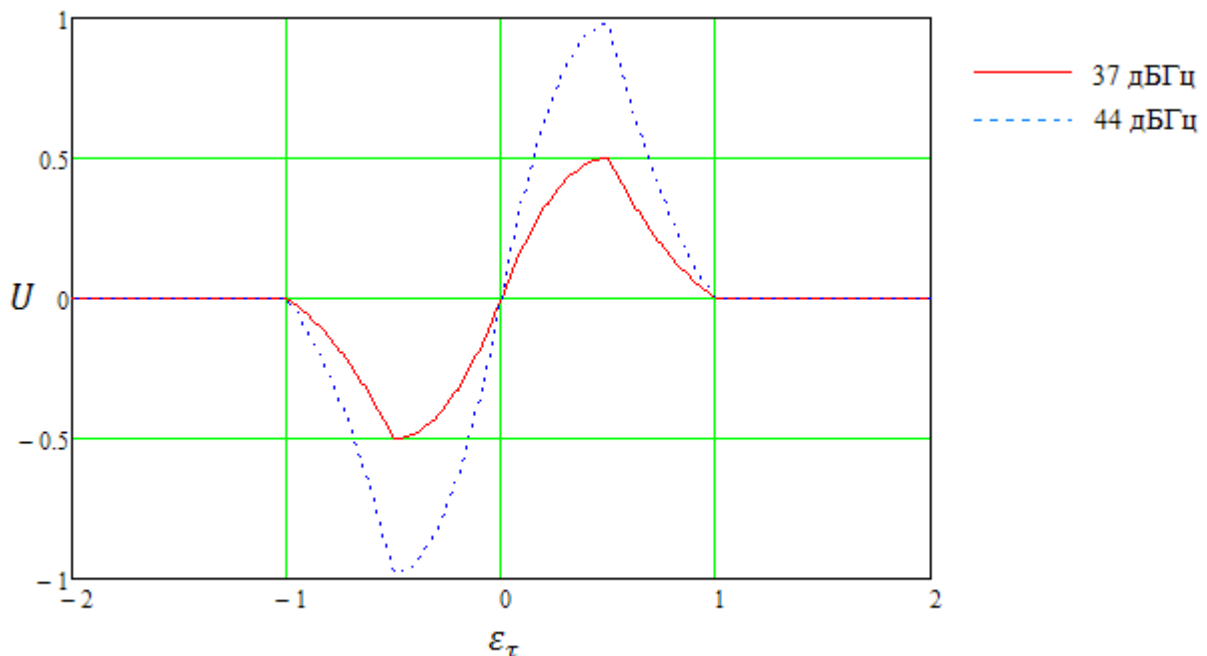


Рис. 5 Дискриминационная характеристика ДЗО.

Данная дискриминационная характеристика была получена с помощью программы MathCad и она полностью соответствует полученной ранее в [1] при отношении $c/\text{ш} = 37$ дБГц.

Как видно из рис.5, при увеличении отношения $c/\text{ш}$ до 44 дБГц крутизна заметно увеличивается.

В данной главе мы рассмотрели дискриминатор задержки огибающей сигнала в когерентном режиме. Согласно [1] были рассмотрены и проанализированы статистические характеристики, синфазные опережающие и запаздывающие компоненты, выбран алгоритм работы дискриминатора и получена дискриминационная характеристика.

Глава 2

Комплексный фильтр слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала когерентного приёмника.

Процесс на выходе дискриминатора можно представить в виде

$$u_{dk}(\tilde{\lambda}_k) = U(\lambda_k, \tilde{\lambda}_k) + \eta_k, \quad (2.1)$$

где $U(\lambda_k, \tilde{\lambda}_k) = M[u_{dk}(\tilde{\lambda}_k)]$ - среднее значение процесса на выходе дискриминатора; η_k - флуктуационная составляющая выходного процесса.

Такое представление дискриминатора является его статистическим эквивалентом. Изобразим структурную схему следящей системы.

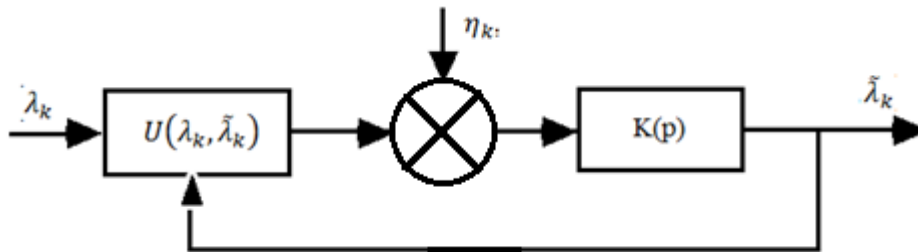
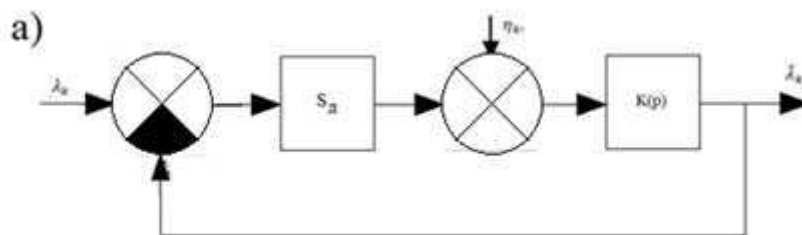


Рис.6. Структурная схема следящей системы.

При большом отношении сигнал/шум на входе следящей системы ошибка слежения $\varepsilon_\lambda = \lambda_k - \tilde{\lambda}_k$ мала и не выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики, которая в этом случае может быть представлена в виде $U(\lambda_k, \tilde{\lambda}_k) = S_d \varepsilon_\lambda$, где S_d - крутизна дискриминационной характеристики. Таким образом, при большом отношении сигнал/шум следящую систему можно линеаризовать. Структурная схема линеаризованной следящей системы представлена на рис. 7



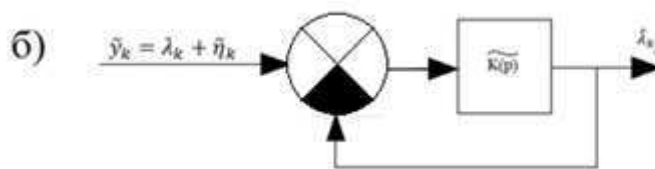


Рис. 7. а) Структурная схема линейризованной следящей системы; б) структурная схема эквивалентной системы.

В линейризованной схеме флуктуационный процесс η_k можно пересчитать на вход линейризованной схемы, что приводит к эквивалентной схеме рис. 7 б), в которой для дисперсии эквивалентного шума $\tilde{\eta}_k$ справедливо представление $D_{\tilde{\eta}} = D_{\eta}/S_d^2$.

В схеме рис. 7 б) \tilde{y}_k - эквивалентные линейные наблюдения, из которых последующий фильтр формирует оценку $\tilde{\lambda}_k$ информативного процесса. Следовательно, можно ставить задачу синтеза оптимального линейного фильтра, который формирует соответствующую оценку с минимальной дисперсией ошибки. В качестве фильтра мы будем использовать фильтр Калмана.

Фильтр Калмана представляет собой наилучший (в смысле минимума дисперсии ошибки) линейный фильтр независимо от вида распределения и наилучший алгоритм из всех возможных линейных алгоритмов оценивания, если шумы объекта и наблюдения, а также начальное состояние имеют нормальные законы распределения.

Состояние системы описывается вектором конечной размерности — вектором состояния. При использовании фильтра Калмана для получения оценок вектора состояния процесса по серии зашумленных измерений необходимо представить модель данного процесса в соответствии со структурой фильтра — в виде матричного уравнения определенного типа. Для каждого такта k работы фильтра необходимо в соответствии с приведенным ниже описанием определить матрицы: эволюции процесса F , матрицу наблюдений H , ковариационную матрицу шума измерений D при наличии управляющих воздействий — матрицу их коэффициентов G . Модель системы/процесса подразумевает, что истинное

состояние в момент k получается из истинного состояния в момент $k-1$ в соответствии с уравнением:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}\boldsymbol{\xi}_{k-1}$$

Перед тем как окончательно определить матрицы и параметры этого уравнения в комплексной системы слежения за задержкой и фазой сигнала, необходимо рассмотреть статистические характеристики временного и фазового дискриминаторов.

Согласно [1] рассмотрим отдельный синтез дискриминаторов и сглаживающего фильтра, полагая, что сформированы два дискриминатора задержки огибающей и фазы сигнала. В качестве первого из дискриминаторов рассмотрим

$$U_{\Delta\tau}(t_k) = \frac{I_k(I_{E,k} - I_{L,k})}{\Delta\tau}, \quad (2.2)$$

статистические характеристики которого определяются (2.3), (2.4) и имеют вид (при $\Delta\tau_{\text{Э}} = \tau_{\text{Э}}$)

$$U(\varepsilon_{\tau}) = 4q^2_{c/n_0} T^2 \cos^2(\varepsilon_{\varphi}) \rho(\varepsilon_{\tau}) \left(\rho\left(\varepsilon_{\tau} - \frac{\tau_{\text{Э}}}{2}\right) - \rho\left(\varepsilon_{\tau} + \frac{\tau_{\text{Э}}}{2}\right) \right), \quad (2.3)$$

$$D_{\eta_{\tau}} = 16q^3_{c/n_0} T^3 \cos^2(\varepsilon_{\varphi}) \left(1 + \frac{1}{2q_{\frac{c}{n_0}} T \cos^2(\varepsilon_{\varphi})} \right). \quad (2.4)$$

Крутизна дискриминационной характеристики (2.3)

$$S_{D,t} = 8q^2_{\frac{c}{n_0}} T^2 \cos^2(\varepsilon_{\varphi}) / \tau_{\text{Э}}. \quad (2.5)$$

Введём эквивалентное наблюдение по задержке:

$$\tilde{y}_{\tau,k} = \tau_k + \tilde{\eta}_{\tau,k},$$

(2.6)

где $\tilde{\eta}_{\tau,k}$ - шум эквивалентного наблюдения по задержке огибающей сигнала, дисперсия которого

$$D_{\tilde{\eta}_{\tau}} = \frac{D_{\eta_{\tau}}}{S^2_{д,t}} = \frac{\tau^2_{\text{э}}}{4q \frac{c}{n_0} T \cos^2(\varepsilon_{\varphi})} \left(1 + \frac{1}{2q \frac{c}{n_0} T \cos^2(\varepsilon_{\varphi})}\right). \quad (2.7)$$

Теперь рассмотрим фазовый дискриминатор $U_{д\varphi}(t_k) = -I_k Q_k$ (2.8), в котором в опорном сигнале будем использовать линейную экстраполяцию фазы на интервале накопления. Фазу входного сигнала также будем считать меняющейся линейно на этом же интервале.

Рассмотрим статистические характеристики фазового дискриминатора:

$$U(\varepsilon_{\varphi}) = 2q^2 \frac{c}{n_0} T^2 \rho^2(\varepsilon_{\tau}) \sin(2\varepsilon_{\varphi} + \varepsilon_{\omega} T) \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_{\omega} T}{2}\right) \quad (2.9)$$

$$D_{\eta_{\varphi}} = 8q^3 \frac{c}{n_0} T^3 \rho^2(\varepsilon_{\tau}) \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_{\omega} T}{2}\right) \left(1 + \frac{1}{2q \frac{c}{n_0} T \rho^2(\varepsilon_{\tau}) \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_{\omega} T}{2}\right)}\right), \quad (2.10)$$

где $\varepsilon_{\tau} = \tau - \tilde{\tau}$, $\varepsilon_{\varphi} = \varphi - \tilde{\varphi}$, $\rho(\varepsilon_{\tau}) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^M G_{\text{ДК}}(t_{k-1,l} - \tau_k) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)$ - корреляционная функция дальномерного кода $q \frac{c}{n_0} = P_c/N_0$, ε_{ω} - ошибка по частоте.

Отметим что дискриминационная характеристика (2.9) оказывается смещённой, т.е. при $\varepsilon_{\varphi} = 0$, $\varepsilon_{\omega} \neq 0$ имеем $U(0) \neq 0$

Определим крутизну дискриминационной характеристики соотношением

$$S_{д\varphi} = \left. \frac{\partial U(\varepsilon_{\varphi})}{\partial \varepsilon_{\varphi}} \right|_{\varepsilon_{\varphi}=0}$$

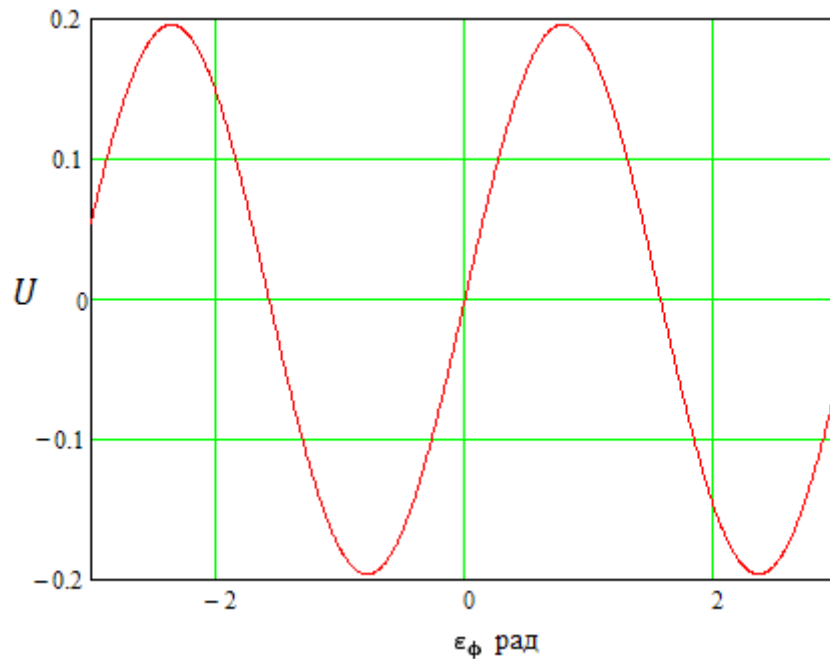


Рис.8 Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора.

На рис. 8 приведена дискриминационная характеристика фазового дискриминатора при $q \frac{c}{n_0} = 26$ дБГц соответствующая (2.9). Данная характеристика построенная в программе MathCad .

Дифференцируя (2.9) по ε_φ и полагая $\varepsilon_\omega = 0$ получаем следующее выражение для крутизны дискриминационной характеристики :

$$S_{D\varphi} = 4q^2 \frac{c}{n_0} T^2 \rho^2(\varepsilon_\tau) \text{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_\omega T}{2}\right). \quad (2.11)$$

Тогда для дисперсии шума эквивалентных наблюдений получаем

$$D_{\tilde{\eta}_\varphi} = \frac{1}{2q \frac{c}{n_0} T \rho^2(\varepsilon_\tau) \text{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_\omega T}{2}\right)} \left(1 + \frac{1}{2q \frac{c}{n_0} T \rho^2(\varepsilon_\tau) \text{sinc}^2\left(\frac{\varepsilon_\omega T}{2}\right)}\right). \quad (2.12)$$

Эквивалентное наблюдение по фазе имеет вид

$$\tilde{y}_{\varphi,k} = \varphi_k + \tilde{\eta}_{\varphi,k}, \quad (2.13)$$

где $\tilde{\eta}_{\varphi,k}$ - дискретный белый гауссовский шум(БГШ) с дисперсией (2.12).

Так как фаза сигнала связана с его задержкой, удобно ввести параметр, аналогичный задержке, соотношением $\tau_d = \varphi/2\pi f_0$, где f_0 – несущая частота сигнала. При этом наблюдения (2.12) можно преобразовать к виду

$$\tilde{y}_{\tau_d,k} = \tau_{d,k} + \tilde{\eta}_{\tau_d,k}, \quad (2.14)$$

где $\tilde{\eta}_{\tau_d,k}$ - дискретный (БГШ) с дисперсией

$$D_{\tilde{\eta}_{\tau_d}} = \frac{D_{\tilde{\eta}_\varphi}}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{2(2\pi f_0)^2 q \frac{c}{n_0} T \rho^2(\varepsilon_\tau)} \left(1 + \frac{1}{2q \frac{c}{n_0} T \rho^2(\varepsilon_\tau)}\right). \quad (2.15)$$

Можно показать, что при нулевых $\varepsilon_\tau = 0$ и $\varepsilon_{\tau_d} = 0$ шумы эквивалентных наблюдений (2.5) и (2.13) некоррелированы.

Изменение задержки сигнала во времени будем описывать соотношениями

$$\tau_k = \tau_{k-1} + T v_{t,k-1}, \quad v_{t,k} = v_{t,k-1} + \xi_{t,k-1}, \quad (2.16)$$

где $\xi_{t,k}$ - дискретный БГШ.

Изменение τ_d определим уравнением:

$$\tau_{d,k} = \tau_{d,k-1} + T v_{t,k-1}, \quad (2.17)$$

где параметр $v_{t,k-1}$ – скорость изменения задержки, которая определяется вторым уравнением в (2.17). Полагаем, что в начальный момент времени выполняется условие $\tau_{d,0} = \tau_0$

Введем вектор состояния $\mathbf{x}_k = [\tau_k \quad v_k \quad \tau_{d,k}]^T$, изменение которого во времени описывается общим уравнением $\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}\xi_{k-1}$, где ξ_{k-1} - дискретный БГШ с нулевым математическим ожиданием и матрицей дисперсии \mathbf{D}_ξ . Следует положить

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & T & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_\xi = \mathbf{D}_{\xi_\varphi}$$

Для формулируемой задачи оптимальной фильтрации вектора состояния \mathbf{x}_k по наблюдениям (2.6), (2.14) уравнения оптимального фильтра Калмана имеют вид

$$\hat{\tau}_k = \tilde{\tau}_k + K_{1,\lambda}(\tilde{y}_{\tau,k} - \tilde{\tau}_k) + K_{2,\lambda}(\tilde{y}_{\tau_d,k} - \tau_{d,k}),$$

$$\begin{aligned}
\hat{v}_k &= \tilde{v}_{\tau,k-1} + K_{3,\lambda}(\tilde{y}_{\tau,k} - \tilde{\tau}_k) + K_{4,\lambda}(\tilde{y}_{\tau_d,k} - \tau_{d,k}), \\
\hat{t}_{d,k} &= \tilde{t}_{d,k} + K_{5,\lambda}(\tilde{y}_{\tau,k} - \tilde{\tau}_k) + K_{6,\lambda}(\tilde{y}_{\tau_d,k} - \tau_{d,k}), \\
\hat{t}_k &= \hat{t}_{k-1} + T\hat{v}_{t,k-1}, \hat{t}_{d,k} = \hat{t}_{d,k-1} + T\hat{v}_{t,k-1}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
K_{1,k} &= D_{11,k}/D_{\tilde{\eta}_\tau}, K_{2,k} = D_{13,k}/D_{\tilde{\eta}_{\tau d}}, K_{3,k} = D_{12,k}/D_{\tilde{\eta}_\tau}, K_{4,k} = \frac{D_{23,k}}{D_{\tilde{\eta}_{\tau d}}}, \\
K_{5,k} &= D_{13,k}/D_{\tilde{\eta}_\tau}, K_{6,k} = D_{23,k}/D_{\tilde{\eta}_{\tau d}}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

где $D_{\tilde{\eta}_k}$, $i, j = \overline{1,3}$ – элементы матрицы дисперсий ошибок фильтрации $\mathbf{D}_{x,k}$, которая описывается матричными уравнениями

$$\mathbf{D}_{x,k}^{-1} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}^{-1} + \mathbf{H}^T \mathbf{D}_{\eta}^{-1} \mathbf{H}, \quad \tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F} \mathbf{D}_{x,k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{G} \mathbf{G}^T D_{\xi_\varphi} \tag{2.20}$$

В которых $\mathbf{D}_{x,k}$ - матрица дисперсий ошибок экстраполяции вектора \mathbf{x} ,

$$\mathbf{H} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \mathbf{D}_{\eta} = \begin{vmatrix} D_{\tilde{\eta}_\tau} & 0 \\ 0 & D_{\tilde{\eta}_{\tau d}} \end{vmatrix}.$$

Согласно (2.20) решение дисперсионных уравнений в установившемся режиме показывает, что $D_{11,\text{уст}} = D_{33,\text{уст}}$, т.е. дисперсия ошибки фильтрации задержки огибающей становится равной дисперсии ошибки фильтрации аналогичного параметра по фазовым измерениям. Для получения количественной оценки данной дисперсии перейдем, как и выше, к дисперсионным уравнениям для непрерывной задачи фильтрации. В этом случае для установившегося режима из дисперсионных уравнений Риккати можно записать

$$\begin{aligned}
2D_{12} - \left(\frac{D_{11}^2}{S_{\tilde{\eta}_\tau}} + \frac{D_{11}^2}{S_{\tilde{\eta}_{\tau d}}} \right) &= 0, D_{22} - \left(\frac{D_{11}D_{12}}{S_{\tilde{\eta}_\tau}} + \frac{D_{11}D_{12}}{S_{\tilde{\eta}_{\tau d}}} \right) = 0 \\
S_{\xi_\tau} - \left(\frac{D_{12}^2}{S_{\tilde{\eta}_\tau}} + \frac{D_{12}^2}{S_{\tilde{\eta}_{\tau d}}} \right) &= 0
\end{aligned} \tag{2.21}$$

где $S_{\tilde{\eta}_\tau} = D_{\tilde{\eta}_\tau} T$, $S_{\tilde{\eta}_{\tau d}} = D_{\tilde{\eta}_{\tau d}} T$, $S_{\xi_\tau} = D_{\xi_\tau} T$

Решение системы уравнений (2.21) имеет вид

$$D_{11} = D_{33} = \sqrt{2 \sqrt{\frac{S_{\xi\tau}(S_{\tilde{\eta}\tau}S_{\tilde{\eta}\tau d})^3}{(S_{\tilde{\eta}\tau}+S_{\tilde{\eta}\tau d})^3}} \approx \sqrt{2 \sqrt{S_{\xi\tau}S_{\tilde{\eta}\tau d}^3}} \quad (2.22)$$

При записи последнего приближённого равенства учтено, что $S_{\tilde{\eta}\tau} \gg S_{\tilde{\eta}\tau d}$, так как спектральная плотность эквивалентного шума по задержке огибающей обратно пропорциональна квадрату частоты повторения символов дальномерного кода ($\sim 2\text{МГц}$), а спектральная плотность эквивалентного шума по дополнительной переменной – квадрату несущей частоты сигнала ($\sim 1,6\text{ГГц}$).

Спектральную плотность $S_{\xi\tau}$ формирующего шума можно задавать через дисперсию σ_a^2 ускорения вдоль линии потребитель - НС приближенным соотношением $S_{\xi\tau} = \sigma_a^2/\beta$. где $\beta \approx 1 \dots 4 \text{ с}^{-1}$.

На рис. 9 приведён график СКО оценки задержки сигнала (выраженные в метрах) в зависимости от СКЗ ускорения σ_a для значений $q_{c/n} = 32\text{дБГц}$, 37дБГц , 40дБГц .

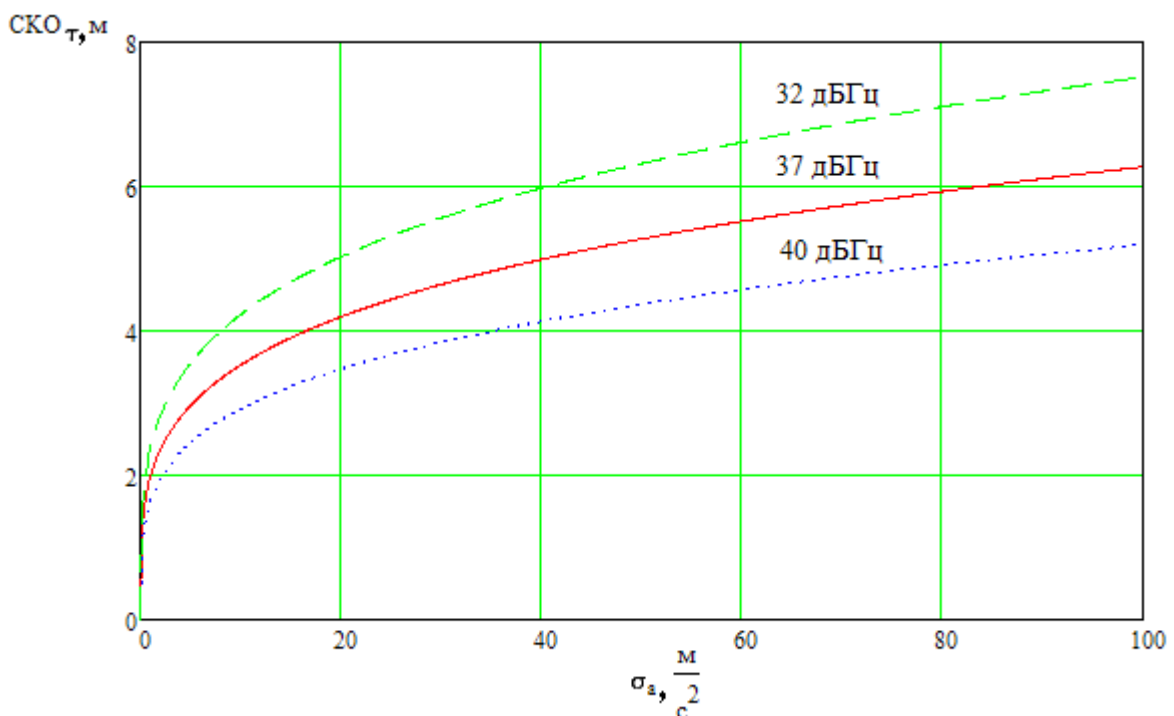


Рис. 9 Зависимость СКО оценки задержки огибающей сигнала.

Данный график был построен с помощью программы MathCad

Из (2.22) следует, что результирующая точность оценки задержки определяется потенциальной точностью фазовых измерений. Однако следует еще раз подчеркнуть, что это соответствует установившемуся режиму, т.е. $t \rightarrow \infty$. Для рассмотрения поведения оценок в переходном режиме необходимо проводить математическое моделирование нелинейной комплексной системы фильтрации.

Перейдём от линейных уравнений (2.18) к нелинейным уравнениям, воспользовавшись уже готовыми ранее результатами полученными в [1]:

$$\begin{aligned} \hat{t}_k &= \tilde{t}_k + \frac{K_{1,k} u_{D\tau,k}}{S_{D\tau}} + \frac{K_{2,k} u_{D\varphi,k}}{\omega_0 S_{D\varphi}}, \\ \hat{v}_{\tau,k} &= \hat{v}_{\tau,k-1} + \frac{K_{3,k} u_{D\tau,k}}{S_{D\tau}} + \frac{K_{4,k} u_{D\varphi,k}}{\omega_0 S_{D\varphi}}, \\ \hat{\varphi}_k &= \tilde{\varphi}_k + \frac{K_{5,k} \omega_0 u_{D\tau,k}}{S_{D\tau}} + \frac{K_{6,k} u_{D\varphi,k}}{S_{D\varphi}}, \\ \hat{t}_k &= \hat{t}_{k-1} + T \hat{v}_{\tau,k-1}, \hat{\varphi}_k = \hat{\varphi}_{k-1} + T \omega_0 \hat{v}_{\tau,k-1} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Уравнение (2.23) описывает комбинированную ССФ, схема которой изображена на рис.10

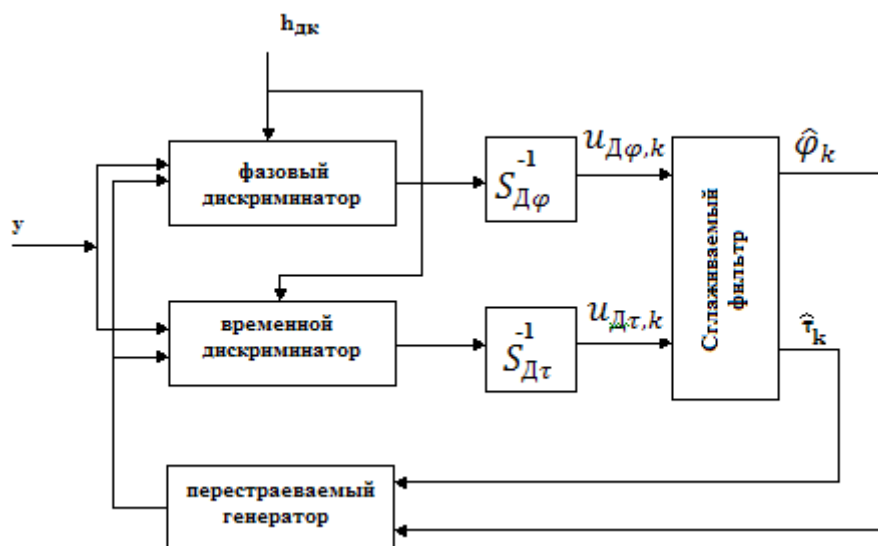


Рис.10 Схема комбинированной ССФ

где $u_{д\tau,k}$ - процесс на выходе дискриминатора задержки огибающей (2.2); $S_{д\tau}$ - крутизна его дискриминационной характеристики (2.5); $u_{д\varphi,k}$ - процесс на выходе фазового дискриминатора (2.9); $S_{д\varphi}$ - крутизна его дискриминационной характеристики (2.11); $\hat{\varphi}_k$ - оценка фазы сигнала в кольце ССФ.

Рекурсивное уравнение (2.24) является алгоритмом работы фильтра Калмана. Составим структурную схему дискретного фильтра Калмана.

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k[\mathbf{y}_k - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_k] \quad (2.24)$$

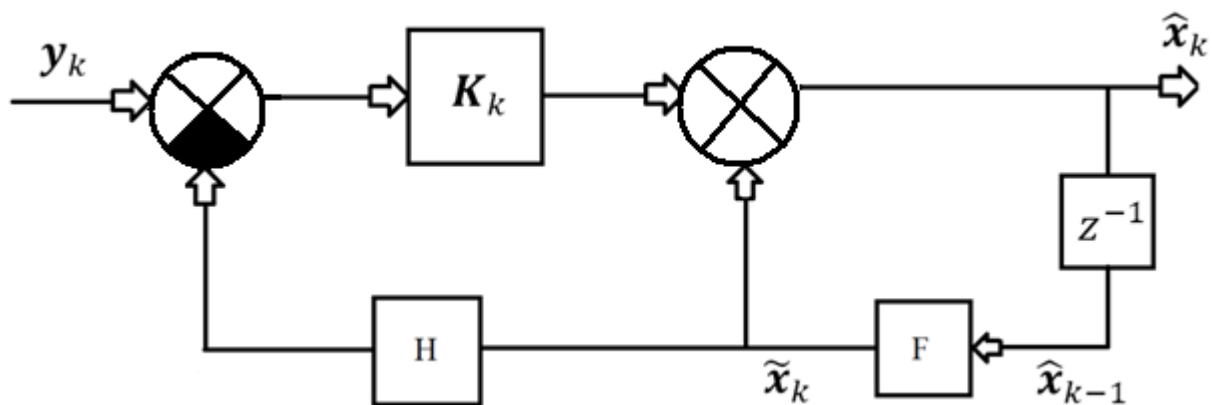


Рис. 11 Структурная схема дискретного фильтра Калмана.

Напомним, что \mathbf{y}_k и \mathbf{x}_k – векторы, а \mathbf{K}_k , \mathbf{H} и \mathbf{F} – матрицы.

Представим полученные начальные данные в векторно-матричной форме:

$$M\{\mathbf{x}_0\} = [\tau_0 \quad v_0 \quad \tau_{d_0}], P_{x_0} = \begin{vmatrix} \sigma_\tau^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_v^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\tau d}^2 \end{vmatrix} \quad (2.25)$$

Изобразим структурную схему комбинированного фильтра, работающая по алгоритмам (2.18) и (2.23).

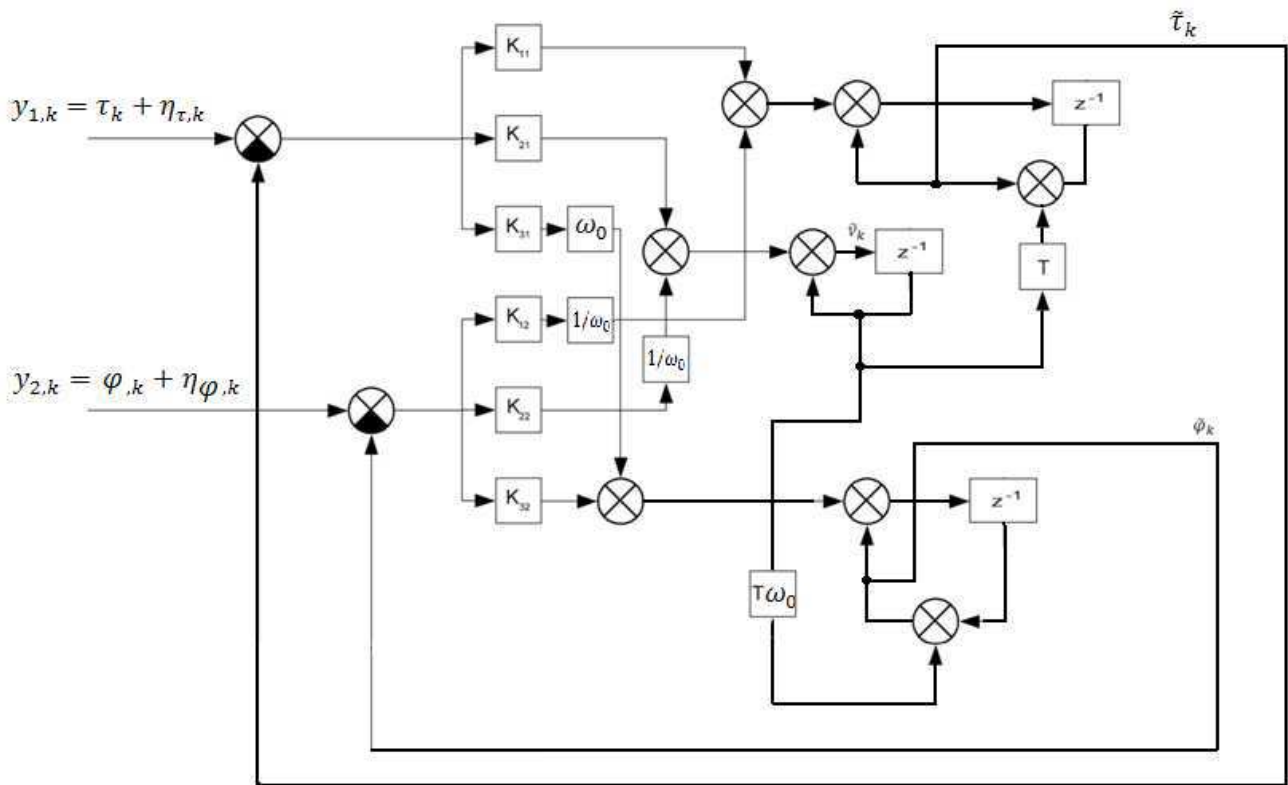


Рис. 12 Комбинированный фильтр.

В данной главе мы рассмотрели комплексный фильтр слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала когерентного приёмника. Рассмотрены и получены статистические характеристики временного и фазового дискриминаторов. Построена фазовая дискриминационная характеристика. Построен график зависимости СКО задержки от ускорения при разных отношениях с/ш. Выбран фильтр Калмана, как основа фильтрующего звена системы. Получены и проанализированы все параметры фильтрации (вектор состояния системы, все необходимые матрицы входящие в основное уравнения фильтрации). Построен комбинированный фильтр.

В итоге мы получили все необходимые данные для моделирования комплексного фильтра слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала.

Реализация системы в программе MatLab

Перед началом моделирования комплексного фильтра слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала, необходимо смоделировать сигнал, который поступает на вход многоканального коррелятора, временной и фазовый дискриминаторы, комбинированный фильтр. Поэтому моделирование будем проводить поэтапно.

3.1. Моделирование сигнала СРНС ГЛОНАСС.

Сигнал поступающий на вход многоканального коррелятора выглядит следующим образом:

$$y(t_k) = Ah_{\text{дк}}(t_k - \tau) \cos(\omega_{\text{п}}t_k + 2\pi f_d t_k + \tilde{\varphi}_0) + n(t_k), \quad (3.1)$$

где $\omega_{\text{п}}$ – промежуточная частота сигнала на выходе ВЧ-приёмника, $n(t_k)$ – независимые дискретные БГШ с нулевыми математическими ожиданиями и равными дисперсиями $\sigma_n^2 = N_0/(2T_d)$, $T_d = 1/F_d$ - период дискретизации, A – амплитуда сигнала, τ - задержка сигнала, f_d - доплеровская частота сигнала, $\tilde{\varphi}_0$ - начальная фаза сигнала, $\tau_{\text{э}}$ - длительность элементарного символа.

Положим амплитуду сигнала A известной и равной 1 для простоты моделирования.

Для начала необходимо смоделировать функцию дальномерного кода (3.2).

$$h_{\text{дк}}(t) = \sum_{k=1}^L a_k g_0(t - (k - 1) \tau_{\text{э}}), \quad (3.2)$$

где $g_0(t)$ - импульс с единичной амплитудой и длительностью $\tau_{\text{э}}$.

Дальномерный код формируется регистром сдвига (рис.12). Ниже приведена программа, формирующая последовательность из n символов в соответствии с полиномом (3.3).

$$B(x) = 1 + x^5 + x^9 \quad (3.3)$$

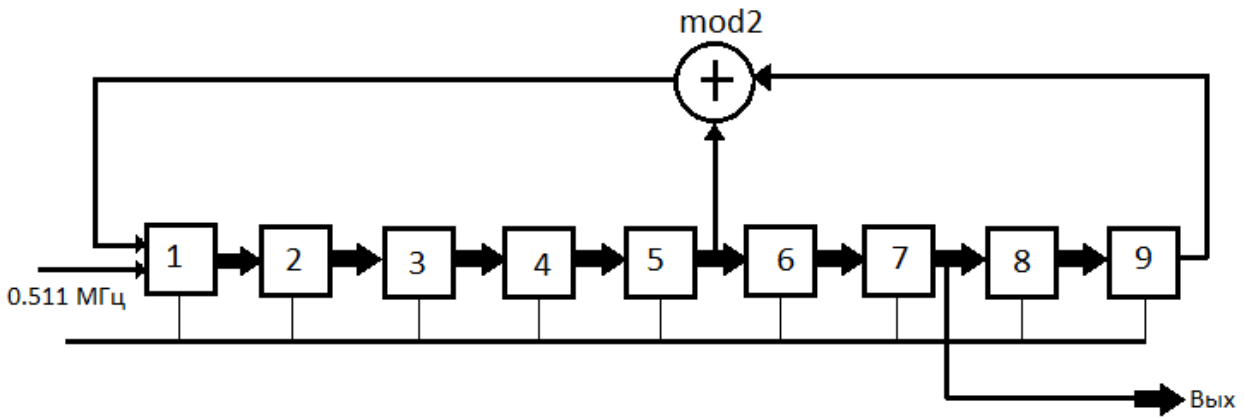


Рис.13. Регистр сдвига генератора ПСП.

```

1  function [GL, GL_bin]=Glo(n)
2  -   No=[1 1 1 1 1 1 1 0 0];
3  -   GL_bin=zeros(1,n);
4  -   for i=1:n
5  -       GL_bin(i)=No(7);
6  -       out1 = xor(No(9),No(5));
7  -       No(2:9)=No(1:8);
8  -       No(1)=out1;
9  -   end
10 -   GL=2*GL_bin-1;

```

Функция `Glonass(n)` создаёт вектор, состоящий из символов 0 и 1 или -1 и 1 в зависимости от указанного выходного параметра (`GL_bin` или `GL` соответственно). Входной аргумент `n` задаёт длину вектора. Во второй строке задаётся начальное состояние регистра, соответствующее запускающей последовательности.

Выходная M-последовательность снимается с 7-го выхода регистра. Операция `xor(No(9), No(5))` выполняет суммирование по модулю 2 значений с 9-го и 5-го выходов.

Далее приведена модель сигнала СРНС ГЛОНАСС стандартной точности.

Приведем текст программы:

```
1 - clear
2 - %сигнал ГЛОНАСС
3 - n=511; %количество символов в M-последовательности
4 - [GL,GL_bin]=Glonass(n); %функция, формирующая M-последовательность
5 - Func1=GL_bin;
6 - Func2=GL;
7 - Fp=20*10^6; %промежуточная частота (Гц)
8 - Fs=45*10^6; %частота дискретизации (Гц)
9 - Td=1/Fs; %Период дискреизации(с)
10 - taue=1.957*10^-6; %длительность элементарного символа (с)
11 - A=1; %Амплитуда
12 - Dopp=0; %Частота доплера
13 - T=length(Func1)*taue; %длительность наблюдения - 1 мс
14 - t=0:Td:T; % дискретное время
15 - BPSK=A*cos(2*pi*(Fp+Dopp)*t + pi*Func1(floor(n*t/T)+1)); %модулированный сигнал
16 - HDK=Func2(floor(n*t/T)+1); %функция дальномерного кода
17
18 - subplot(211),plot(t,BPSK)
19 - grid on
20 - xlim([1.26*10^-5 1.46*10^-5])
21 - ylim([-1.5 1.5])
22 - xlabel('t(с)'), ylabel('BPSK')
23 - subplot(212),plot(t,HDK)
24 - grid on
25 - xlim([1.26*10^-5 1.46*10^-5])
26 - ylim([-1.5 1.5])
27 - xlabel('t(с)'), ylabel('HDK')
28
```

Особенностью Matlab является то, что все переменные представляются в виде массивов. Отсюда следует, что, выполняя операции с переменными, необходимо соблюдать соответствие размеров данных массивов.

Команда `floor` выполняет округление элементов массива до ближайших целых чисел. Модель сигнала (3.1) без учёта шума описана функцией $BPSK=A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (F_p + Dopp) \cdot t + \pi \cdot Func1(\text{floor}(n \cdot t / T) + 1))$; где $f_p = \omega_{\Pi} / 2\pi = 20$ МГц – промежуточная частота. Дальномерный код задаётся функцией *HDK*. Для построения графиков воспользуемся командой *plot*, а для построения двух графиков в одном окне воспользуемся командой *subplot(211)*, где цифра 2 – число графиков, 1 – один график под другим, 1.2 – номер графика. Командой *Grid on* включаем поля, с помощью *xlim* и *ylim* задаём пределы по осям *x* и *y*.

В итоге получаем графики изображённые на рис. 14.

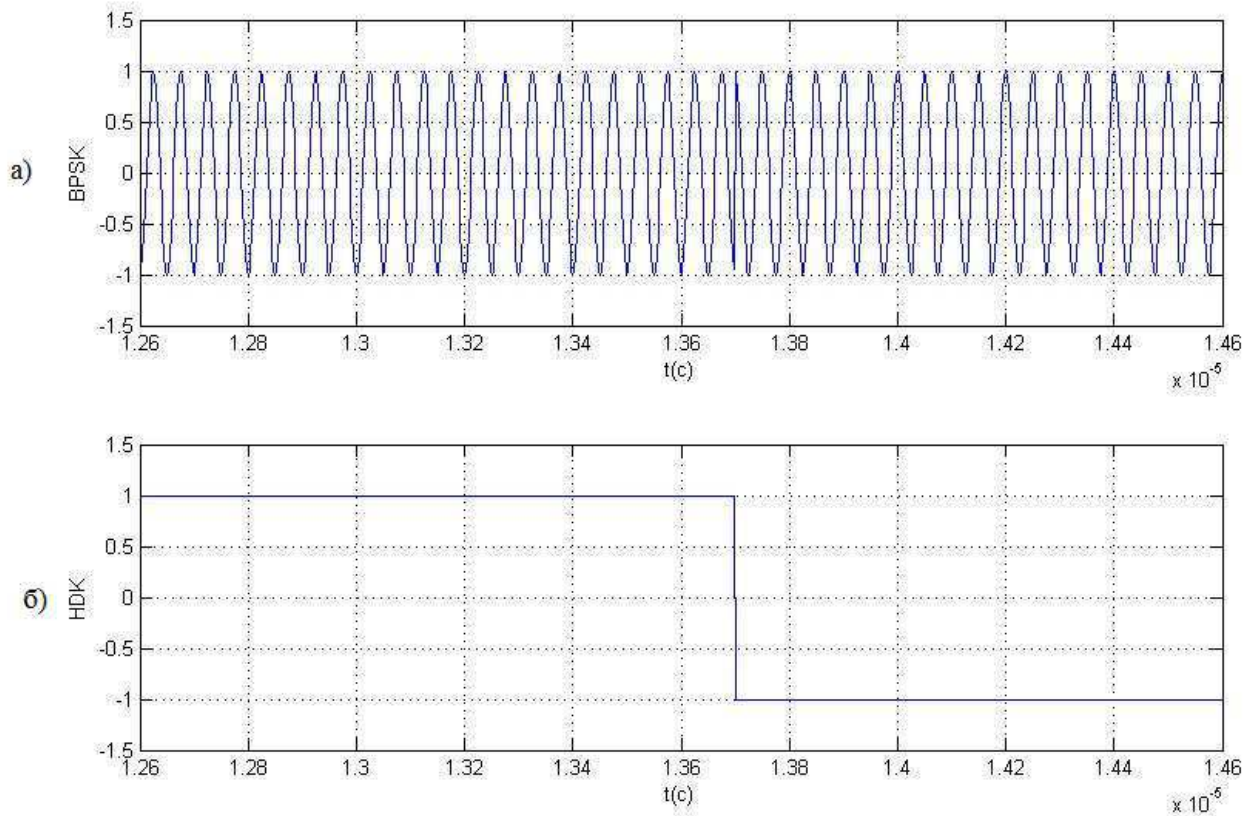


Рис. 14. а) фазоманипулированный сигнал б) дальномерный код.

На рис. 14 изображена программная реализация сигнала, описанного формулой (3.1), на отрезке времени от 12.6 до 14.6 мкс. В момент времени $t = 13.7$ мкс происходит смена символа дальномерного кода с 1 на -1, в результате чего возникает изменение фазы гармонического сигнала на π .

3.2. Моделирование дискриминаторов СРНС ГЛОНАСС.

3.2.1 Временной дискриминатор.

Перед началом моделирования, по аналогии моделирования сигнала, зададимся исходными данными, необходимыми для программной реализации в MatLab.

```
4      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5      % ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ
6      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7      n=511;
8      [GL,GL_bin]=Glonass(n);
9      Func1=GL_bin;
10     Func2=GL;
11     taue=1.957*10^-6; % Длительность элементарного символа (с)
12     Fp=20*10^6;      % Промежуточная частота (Гц)
13     Td=0.25*10^-7;  % Период дискретизации (с)
14     dt=1; % расстройка по времени (с) необходимая для формирования опережающей и
15           % запаздывающей компонент
16     Fs=1/Td; % Частота дискретизации (Гц)
17     Dopp=0; % Доплеровская частота (Гц)
18     phi_op=0; % опорная фаза (Рад)
19     Dopp_op=0; % опорная доплеровская частота (Гц)
20
21     q_dBHz=37; %Отношение сигнал/шум (дБГц)
22     q_Hz=10^(q_dBHz/10); %Отношение сигнал/шум (Гц)
23     Dn=1; %Дисперсия БГШ
24     q=2*Td*q_Hz;
25     q_dB=10*log10(q);
26     A=sqrt(2*q*Dn); %Амплитуда сигнала
27
28     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
29     % КОРРЕЛЯТОР + ДИСКРИМИНАТОР
30     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
31
32     M=length(Func1)*taue/Td; %Число отсчётов в НС
33     N=10000;
34     T=M*Td;
35     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
36     for tau=-2:0.1:2
37         for j=1:N
38             Ip=0;
39             Ie=0;
40             Il=0;
41             Mu=0;
42             for l=1:M
43                 hdk_op=Func2(floor(n*l*Td/T)+1);
44                 hdk_e((1+(tau+dt)):length(hdk_op))=hdk_op(1:(length(hdk_op)-(tau+dt)));
45                 hdk_l((1+(tau-dt)):length(hdk_op))=hdk_op(1:(length(hdk_op)-(tau-dt)));
```

```

46 -         s_in=A*cos(2*pi*(Fp+Dopp)*1*Td + pi*Func1(floor(n*1*Td/T)+1)+phi_op);
47 -         y_in=s_in+sqrt(Dn)*randn(1,1); %Входной сигнал+шум
48 -         u1=y_in.*hdk_op.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
49 -         u2=y_in.*hdke.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
50 -         u3=y_in.*hdkl.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
51 -         Ip=(Ip+u1);
52 -         Ie=(Ie+u2);
53 -         Il=(Il+u3);
54 -     end
55 -     %%%%%%%%% Алгоритм дискриминатора %%%%%%%%%
56 -     udt=((A/Dn).*Ip).*((A/Dn).*Ie)-((A/Dn).*Il);
57 -     %%%%%%%%% Вычисление мат ожидания %%%%%%%%%
58 -     sumu=sumu+udt;
59 -     sumD=sumD+udt*udt;
60 -     end
61 -     MU=sumu/N;
62 -     DU=sumD/N;
63 -     FX=DU-MU^2;
64 -
65 -     figure(1)
66 -     hold on
67 -     plot(tau,MU);
68 -     grid on
69 -     figure(2)
70 -     hold on
71 -     plot(tau,FX);
72 -     grid on
73 -     end

```

Данная система работает в когерентном режиме. На вход коррелятора поступает сигнал (3.1). Синфазная компонента формируются в соответствии с алгоритмами (1.10). Также в модели сформирован алгоритм работы дискриминатора следящей системы за задержкой (1.11), при $\Delta\tau = \tau_3$.

В строке 21-25 задаётся отношение сигнал/шум, а также пересчёт этого отношения из дБГц в Гц и в дБ. В строке 47 формируется белый гауссовский шум, который будет прибавляться к сигнальной функции. В строках 51-53 накапливается синфазная опорная, запаздывающая и опережающая компоненты, которые поступают на вход дискриминатора, смоделированного в строке 56.

Применив функцию plot, построим дискриминационную характеристику временного дискриминатора.

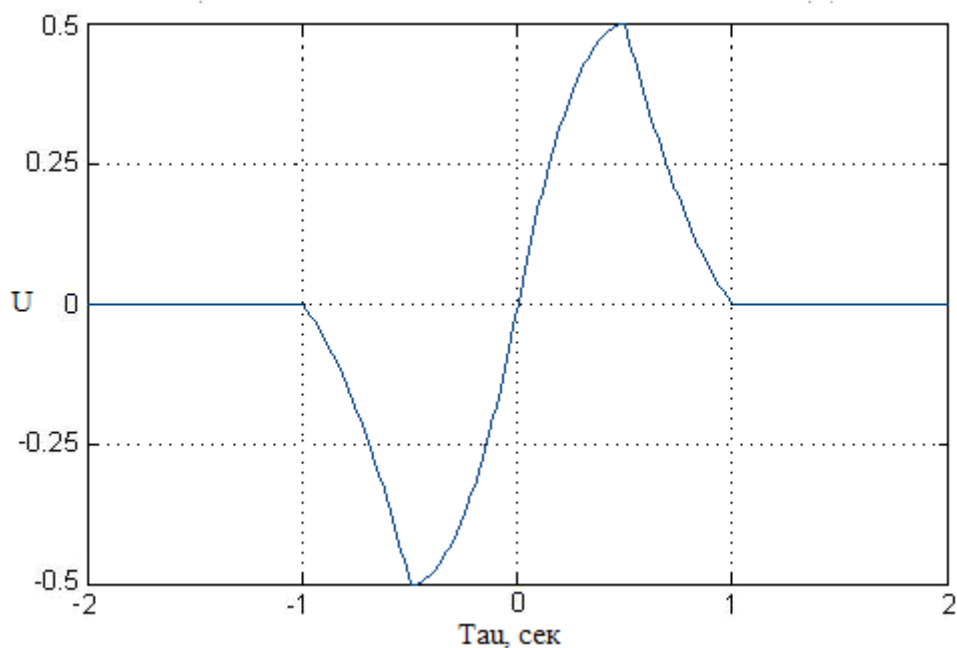


Рис.15 Дискриминационная характеристика ВД при отношении сигнал/шум 37 дБГц.

Видно, что данная характеристика соответствует теоретической, ранее полученной в [1] и характеристике построенной в MathCad в главе 1 рис.5.

Приведём флуктуационную характеристику временного дискриминатора.

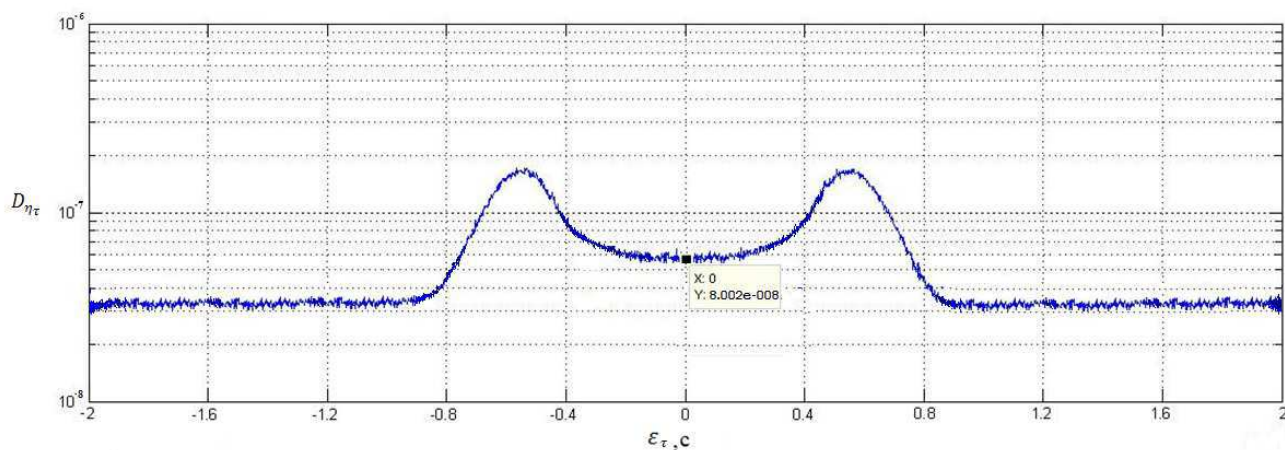


Рис. 16 Флуктуационная характеристика при отношении сигнал/шум 37 дБГц.

Дисперсия при $\varepsilon_\tau = 0$ данного дискриминатора рассчитывается по формуле (2.4). Подставив в неё данные, используемые при моделировании, получаем $D_{\eta_\tau} = 8,002 * 10^{-8}$ [с]. Расчетное значение приблизительно совпадает со значение, полученным на модели.

3.2.2 Фазовый дискриминатор.

Моделирование фазового дискриминатора выполняем по аналогии моделирования временного дискриминатора.

```
1 - n=511;
2 - [GL, GL_bin]=Glonass(n);
3 - taue=1.957*10^-6; %Длительность элементарного импульса (с)
4 - Func1=GL_bin;
5 - Func2=GL;
6 - Fp=20*10^6; %Промежуточная частота (Гц)
7 - Td=0.25*10^-7; %Период дискретизации (с)
8 - Fs=1/Td; %Частота дискретизации (Гц)
9 - Dopp=0; %Доплеровская частота (Гц)
10 - phi=0; %фаза (Рад)
11
12 - q_dBHz=28; %Отношение сигнал/шум (дБГц)
13 - q_Hz=10^(q_dBHz/10); %Отношение сигнал/шум (Гц)
14 - Dn=1; %Дисперсия БГШ
15 - q=2*Td*q_Hz;
16 - q_dB=10*log10(q);
17 - A=sqrt(2*q*Dn); %Амплитуда сигнала
18
19 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
20 % КОРРЕЛЯТОР + ДИСКРИМИНАТОР
21 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
22
23 - M=length(Func1)*taue/Td; %Число отсчётов в НС
24 - N=100;
25 - Dopp_op=0;
26 - phi_op=-3:0.01:3;
27 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
28 - MoutI=zeros(1,length(phi_op));
29 - DoutI=zeros(1,length(phi_op));
30 - MoutQ=zeros(1,length(phi_op));
31 - DoutQ=zeros(1,length(phi_op));
32 - MoutQ2=zeros(1,length(phi_op));
33 - DoutQ2=zeros(1,length(phi_op));
34 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
35 - for j=1:N
36 -     I=zeros(1,length(phi_op));
37 -     Q=zeros(1,length(phi_op));
38 -     Q2=zeros(1,length(phi_op));
39 -     Mu=zeros(1,length(phi_op));
40 -     for l=2:M
41 -         hdk_op=Func2(floor(n*1*Td/T)+1);
42 -         s_in=A*cos(2*pi*(Fp+Dopp)*1*Td + pi*Func1(floor(n*1*Td/T)+1)+phi);
43 -         y_in=s_in+sqrt(Dn)*randn(1,length(phi_op)); %Входной сигнал+шум
44 -         u1=y_in.*hdk_op.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
45 -         I=(I+u1);
```



```

46 -         u2=y_in.*hdk_op.*sin(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
47 -         Q=(Q+u2);
48 -     end
49 -     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Алгоритм дискриминатора %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
50 -         U_fd=(-(A/Dn)*I).*(A/Dn).*Q;
51 -     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
52 -         MoutI=MoutI+I;
53 -         DoutI=DoutI+I.*I;
54 -         MoutQ=MoutQ+Q;
55 -         DoutQ=DoutQ+Q.*Q;
56 -         Mu=Mu+U_fd;
57 - end
58 - MI=MoutI/N;
59 - MQ=MoutQ/N;
60 - DX_fd=Mu/N;
61 - DX_fdnorm=DX_fd;
62
63 - plot(phi_op,-DX_fdnorm)
64 - xlabel('errphi(рад)'), ylabel('Un')
65 - grid on

```

Применив функцию plot, построим дискриминационную характеристику фазового дискриминатора.

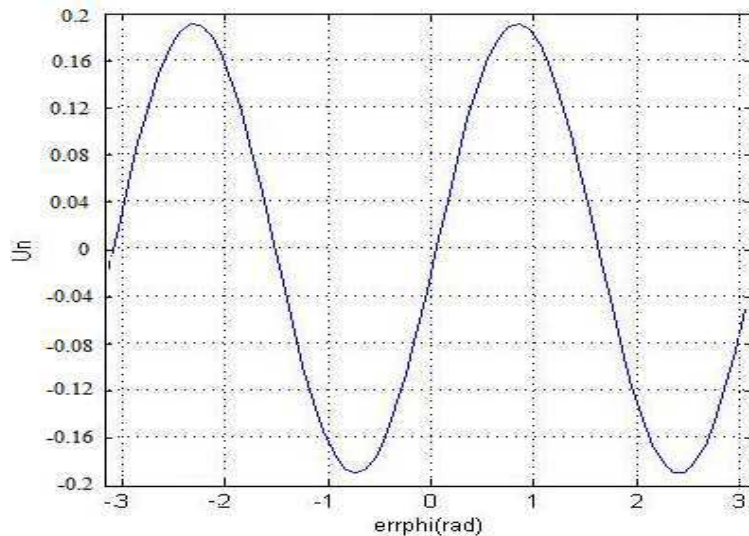


Рис. 17 Фазовая дискриминационная характеристика.

Из рис. 17 видно, что график полностью соответствует ожидаемой зависимости, полученной ранее с помощью программы MathCad в главе 2 рис.8.

3.3 Моделирование комбинированного фильтра.

Для проверки работоспособности комбинированного фильтра, попытаемся получить зависимости СКО задержки и фазы от ускорения.

```
1      %Вычисление зависимости СКО от ускорения
2      clc
3      clear
4
5      Td=0.25*10^-7;      %Шаг дискретизации
6      T=10^-3;           %Время накопления в корреляторе (с)
7      taue=2*10^-6;      %Длительность элементарного символа (с)
8      f0=1.6*10^9;       %Несущая частота сигнала (Гц)
9      ck3_a0=0;          %Начальное ускорение (м/с^2)
10     D_v0=0;            %Начальная дисперсия ускорения |
11     D_tau0=taue/24;    %Начальная дисперсия задержки
12     D_tauTd0=taue/24;%Начальная дисперсия задержки (эквивалентное фазе)
13
14     q_dBHz=37;          %Отношение сигнал/шум (дБГц)
15     q_Hz=10^(q_dBHz/10); %Отношение сигнал/шум (Гц)
16
17     R1=(taue^2/(4*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T));          %Дисперсия шума для Tau
18     R2=((1/(2*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T)))/(2*pi*f0)^2; %Дисперсия шума для Tau_td
19     R=[R1 0; 0 R2]; %Ковариационная матрица шумов наблюдений
20
21     A=[1 T 0; 0 1 0; 0 T 1]; %Переходная матрица
22     B=[0 1 0]';
23     C=[1 0 0; 0 0 1];
24
25     P=[D_tau0^2 0 0; 0 D_v0^2 0; 0 0 D_tauTd0^2]; %Начальная матрица
26     i=1; %дисперсий ошибок фильтрации
27     Beta=1; % Параметр входящий в формулу спектральной плотности
28             % формирующего шума (с^-1)
29     ck3_a=0:100; %Задаётся изменение ускорения от 0 до 100 м/с^2
30     S=(ck3_a.^2)/Beta; %Спектральная плотность формирующего шума
31     Q=S.*T; %Дисперсия формирующего шума
32
33     for j=1:length(ck3_a)
34         for i=2:1000
35             K = P*C'/(C*P*C'+R); %Вычисляется коэффициент усиления
36             P = (eye(3)-K*C)*P; %Вычисляется апостериорная дисперсия
37             P = A*P*A' + B*Q(j)*B'; %априорная дисперсия для K(i+1);
38             P11(i)=P(1,1);
39             P22(i)=P(2,2);
40             P33(i)=P(3,3);
41             er1(i)=((P11(i)-P11(i-1))/P11(i));
42             er2(i)=((P22(i)-P22(i-1))/P22(i));
```

```

43 -         break
44 -     end
45 - end
46 - P11u(j)=P(1,1);
47 - P33u(j)=P(3,3);
48 - end
49 - subplot(211),plot(ck3_a,sqrt(P11u))
50 - xlabel('СКЗ ускорения, м/с^2'), ylabel('СКО Задержки, м')
51 - grid on
52 - subplot(212),plot(ck3_a,sqrt(P33u))
53 - xlabel('СКЗ ускорения, м/с^2'), ylabel('СКО Задержки tau_d , м')
54 - grid on

```

В результате выполнения программы были получены зависимости СКО задержки сигнала и задержки (аналогичной фазовым измерениям) от ускорения. Моделирование было проведено при отношении сигнал/шум 37 дБГц.

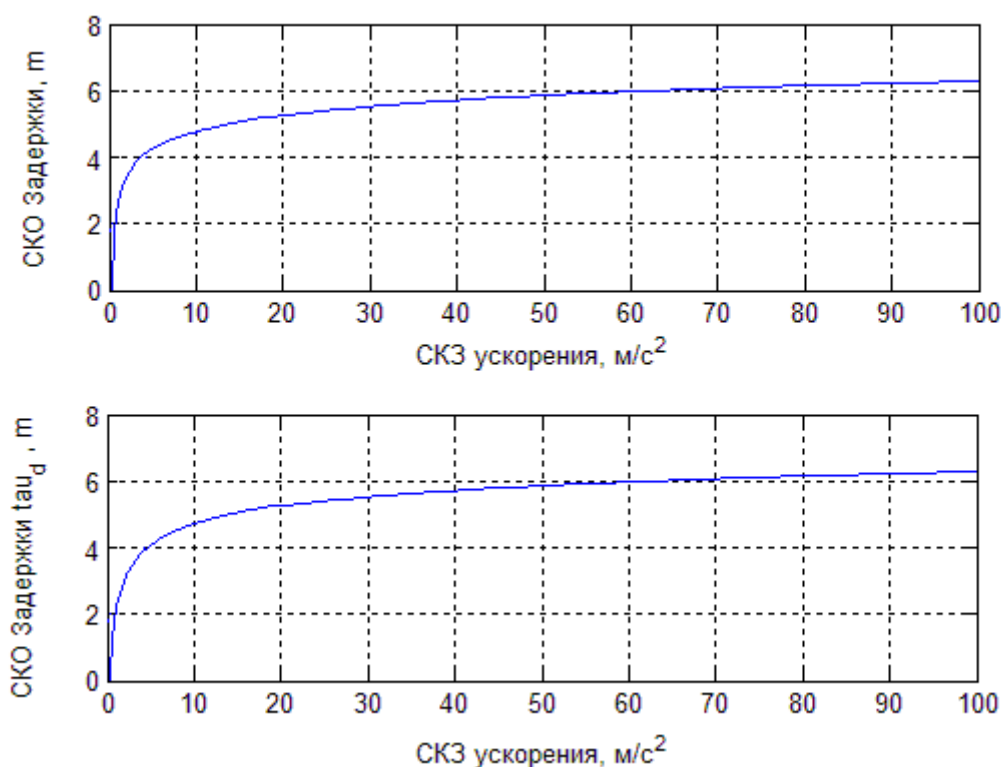


Рис.18 Зависимости СКО фильтрации параметров сигнала.

Из графиков видно, что вид зависимостей одинаковый, т. к. дисперсия ошибки фильтрации задержки огибающей приблизительно равна дисперсии ошибки фильтрации аналогичного параметра по фазовым измерениям.

3.4 Моделирование линеаризованной комплексной системы.

При моделировании данной системы мы будем учитывать замену дискриминаторов их линейными аналогами.

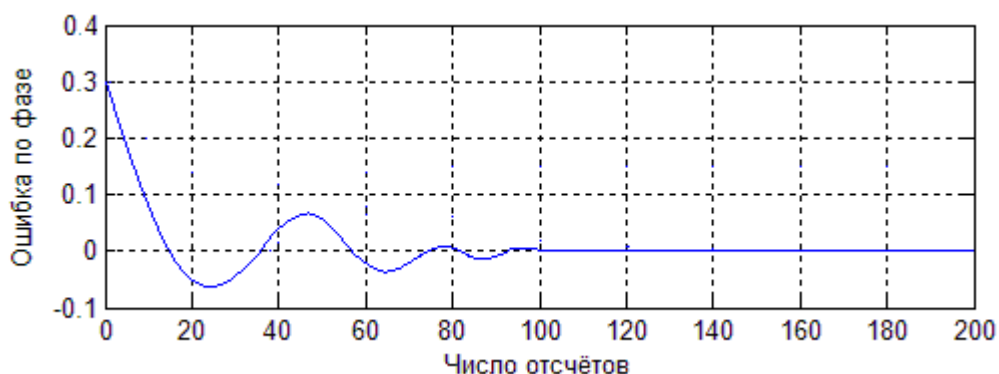
```
2 - clear
3 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4 - T=10^-3; %Время накопления в корреляторе (с)
5 - Td=0.25*10^-7; %Период дискретизации (с)
6 - taue=1.957*10^-6; %Длительность элементарного символа (с)
7 - phi=0.3; %фаза сигнала (рад)
8 - phi_op=0; %фаза опорного сигнала (рад)
9 - tau=0;
10 - tau_op=0;
11 - omg0=2*pi*1600*10^6; %Несущая частота (рад/с)
12 - v=0;
13
14
15 - D_tau0=taue/24; %Начальная дисперсия задержки
16 - ck3_a=10; %среднеквадратическое значение ускорения (м/с^2)
17 - D_tauTd0=taue/24;%Начальная дисперсия задержки (аналогичной фазовым изменениям)
18
19 - ck3_v=ck3_a.*33; %среднеквадратическое значение ускорения (рад/с^2)
20 - Betta=1; % Параметр входящий в формулу спектральной плотности
21 - % формирующего шума (с^-1)
22 - S=(ck3_a.^2)/Betta; %Спектральная плотность формирующего шума
23 - Qn=S*T; %ковариационная матрица формирующего шума
24 - P=[D_tau0 0 0;0 ck3_v 0;0 0 D_tauTd0]; %начальная ковариационная
25 - %матрица ошибок фильтрации
26
27 - q_dBHz=37; %Отношение сигнал/шум (дБГц)
28 - q_Hz=10^(q_dBHz/10); %Отношение сигнал/шум (Гц)
29
30 - Sd1=4*(T^2)*q_Hz^2;
31 - Sd2=(8*(T^3)*q_Hz^2)/taue;
32
33 - R1=(taue^2/(4*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T));
34 - R2=((1/(2*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T)))/(omg0)^2;
35 - Rn=[1 0; 0 1];
36
37 - A=[1 T 0; 0 1 0; 0 T 1];
38 - B=[0 1 0]';
39 - C=[1 0 0; 0 0 1];
40
41 - for i=1:200
42 - K = P*C'/(C*P*C'+Rn); %Вычисление коэффициентов фильтра
43 - P = (eye(3)-K*C)*P;
44 - P = A*P*A' + B*Qn*B';
45 - K11=K(1,1);
46 - K21=K(2,1);
47 - K31=K(3,1);
48 - K12=K(1,2);
49 - K22=K(2,2);
```

```

49 -     K32=K(3,2);
50 - end
51
52 - for k=1:200
53 -     err_phi=phi-phi_op;
54 -     err_taud=err_phi/omg0;
55 -     err_tau=tau-tau_op;
56 -     err1(k)=err_phi;
57 -     err2(k)=err_tau;
58 -     %%%%%%%%% ДИСКРИМИНАТОРЫ %%%%%%%%%
59 -     U_fd=Sd1*err_phi;
60 -     U_zd=Sd2*err_tau;
61 -     %%%%%%%%% ФИЛЬТРАЦИЯ %%%%%%%%%
62 -     tau_op=tau_op + K11*U_zd/Sd2 + K12*U_fd/(Sd1*omg0);
63 -     v=v + K21*U_zd/Sd2 + K22*U_fd/(Sd1*omg0);
64 -     phi_op=phi_op + K31*omg0*U_zd/Sd2 + K32*U_fd/Sd1;
65 -     tau_op=tau_op+T*v;
66 -     phi_op=phi_op+T*omg0*v;
67 - end
68 - figure(1)
69 - subplot(211),plot(err1)
70 - xlabel('Число отсчётов'), ylabel('Ошибка по фазе')
71 - grid on
72 - subplot(212),plot(err2)
73 - xlabel('Число отсчётов'), ylabel('Ошибка по задержке ')
74 - grid on

```

По полученной во второй главе дискриминационной характеристике можно определить границы линейного участка. Для фазового дискриминатора при заданных условиях $|\varepsilon_\varphi| \leq 0,4$ рад. Если ошибка слежения больше 0,4 рад, то произойдёт срыв слежения. Зададим ошибку слежения $\varepsilon_\varphi = 0,3$ рад и посмотрим реакцию системы. Результат моделирования приведён на рис. 19.



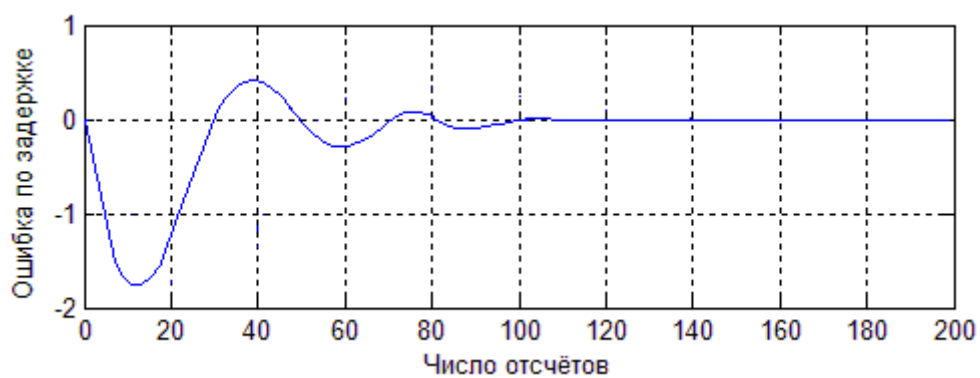


Рис. 19 Зависимость ошибки параметра от числа отсчетов.

Из графиков видно, что ошибка по задержке и по фазе стремиться к нулю и достигает установившегося значения.

3.5 Моделирование нелинейной комплексной системы.

При моделировании данной системы, мы будем учитывать более точную модель дискриминаторов и посмотрим переходные процессы ошибки слежения и сравним эти результаты с результатами полученными при моделировании линейной системы.

Изобразим обобщённую структурную схему комплексной системы слежения за задержкой и фазой сигнала.

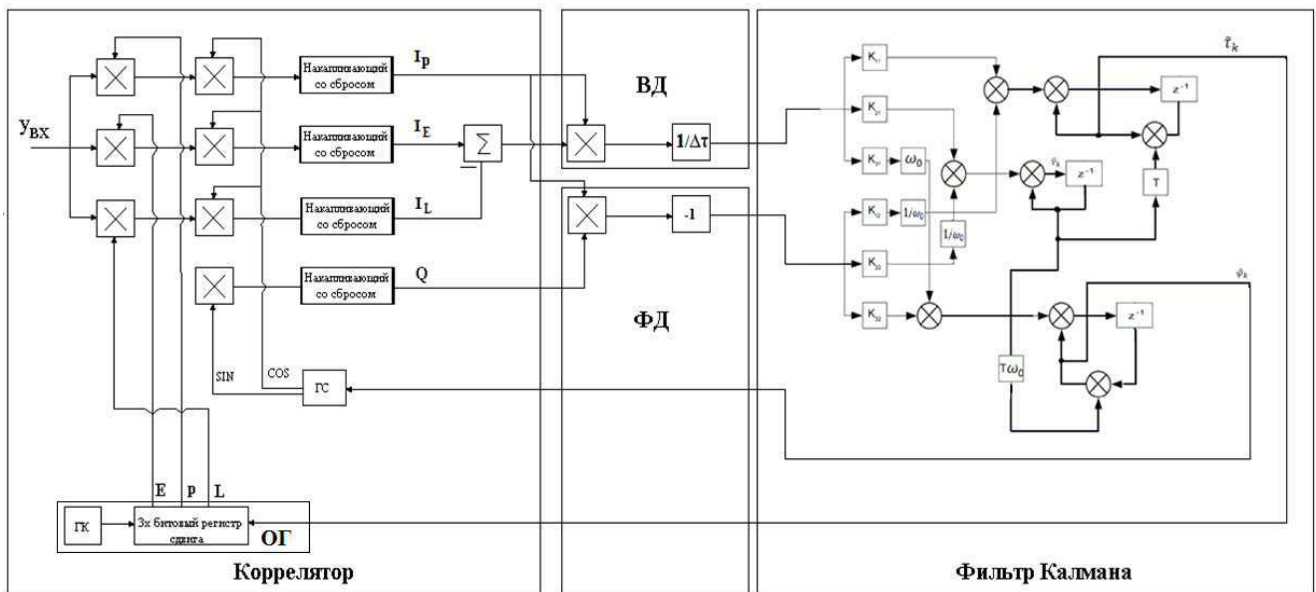


Рис. 20 Структурная схема комплексной системы.

ГС – генератор сигналов.

ГК – генератор дальномерного кода.

ВД – временной дискриминатор.

ФД – фазовый дискриминатор.

ОГ – опорный генератор.

В корреляторе формируются синфазные (опорная, опережающая и запаздывающая) и квадратурные компоненты, которые поступают на вход дискриминаторов (ВД) и (ФД). С выходов дискриминаторов сигналы поступают на комбинированный фильтр, который в свою очередь формирует оценки

параметров задержки и фазы. Далее эти оценки поступают на ГС и ОГ, тем самым образуя замкнутое кольцо следящей системы.

Приведём программный текст данной системы:

```

1 - tic
2 - clc
3 - clear
4 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5 - n=511;
6 - [GL, GL_bin]=Glonass(n);           % функция M-последовательности
7 - Func1=GL_bin;
8 - Func2=GL;
9 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Исходные данные%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
10 - omg0=2*pi*1600*10^6;           % Несущая частота (рад/с)
11 - Fp=10*10^6;                   % Промежуточная частота (Гц)
12 - Td=0.25*10^-7;                % Период дискретизации (с)
13 - taue=1.957*10^-6;              % Длительность элементарного символа (с)
14 - M=length(Func1)*taue/Td;       % Число отсчётов в корреляторе
15 - T=M*Td;                        % Время накопления в корреляторе
16 - phi=0.3;                       % фаза входного сигнала (рад)
17 - phi_op=0;                      % фаза опорного сигнала (рад)
18 - Dopp_op=0;                    % опорная доплеровская частота (Гц)
19 - phi_grad=phi*180/pi;
20 - omg=0;                         % Доплеровская частота входного сигнала (рад/с)
21 - omg_op=0;                      % Доплеровская частота опорного сигнала (рад/с)
22 - v=0;                           % Скорость изменения частоты
23 - tau=0;                          % задержка (с)
24 - tau_op=0;                      % опорная задержка (с)
25 - dt=1;                          % расстройка необходимая для формирования опережаю-
26 - % шей и запаздывающей компонент (с)|
27
28 - q_dBHz=37;                      % Отношение сигнал/шум (дБГц)
29 - q_Hz=10^(q_dBHz/10);           % Отношение сигнал/шум (Гц)
30 - Dn=1;                           % Дисперсия БГШ
31 - q=2*Td*q_Hz;
32 - q_dB=10*log10(q);
33 - Am=sqrt(2*q*Dn);               % Амплитуда сигнала
34
35 - D_tau0=taue/24;                 % Начальная дисперсия фазы
36 - D_tauTd0=taue/24;              % Начальная дисперсия задержки (эквивалентное фазе)
37 - ck3_a=10;                      % Начальное СКЗ ускорения (м/с^2)
38 - ck3_v=ck3_a.*33;               % Начальное СКЗ ускорения (рад/с^2)
39 - alpha=0.1;                     % (с^-1)
40 - S=2*alpha*ck3_v^2;              % Спектральная плотность формирующего шума
41 - Qn=S*T;                         % Ковариационная матрица формирующего шума
42 - P=[D_tau0^2 0 0;0 ck3_v^2 0;0 0 D_tauTd0^2]; % Начальная ковариационная
43 - % матрица ошибок фильтрации
44
45 - Sd1=4*(T^2)*q_Hz^2;             % Крутизна ДХ фД
46 - Sd2=(8*(T^3)*q_Hz^2)/taue;     % Крутизна ДХ ВД
47

```



```

48 - R1=(taue^2/(4*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T));           % Дисперсия БГШ ВД
49 - R2=((1/(2*q_Hz*T))*(1+1/(2*q_Hz*T)))/(omg0)^2;    % Дисперсия БГШ фД(Tau_d)
50 - Rn=[R1 0; 0 R2];                                  % Ковариационная матрица
51 -                                                    % шума наблюдений
52 - A=[1 T 0; 0 1 0; 0 T 1];
53 - B=[0 1 0]';
54 - C=[1 0 0; 0 0 1];
55 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Вычисление коэффициентов усиления %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
56 - for i=1:1000
57 -     K = P*C'/(C*P*C'+Rn);
58 -     P = (eye(3)-K*C)*P;
59 -     P = A*P*A' + B*Qn*B';
60 -
61 -     K11=K(1,1);
62 -     K21=K(2,1);
63 -     K31=K(3,1);
64 -     K12=K(1,2);
65 -     K22=K(2,2);
66 -     K32=K(3,2);
67 - end
68 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
69 - for k=1:1000
70 -     err_phi=phi-phi_op;
71 -     err_taud=err_phi/omg0; %Ошибка слежения по задержки (эквивалентное фазе)
72 -     err_tau=tau-tau_op;   %Ошибка слежения по задержке
73 -     err1(k)=err_phi;
74 -     err2(k)=err_tau;
75 -
76 -     Ip=0;
77 -     Ie=0;
78 -     Il=0;
79 -     Q=0;
80 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ДИСКРИМИНАТОРЫ %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
81 - for l=1:M
82 -     hdk_op=Func2(floor(n*1*Td/T)+1);
83 -     hdke((1+(tau+dt)):length(hdk_op))=hdk_op(1:(length(hdk_op)-(tau+dt)));
84 -     hdkl((1+(tau-dt)):length(hdk_op))=hdk_op(1:(length(hdk_op)-(tau-dt)));
85 -     s_in=A*cos(2*pi*(Fp+Dopp)*1*Td + pi*Func1(floor(n*1*Td/T)+1)+phi);
86 -     y_in=s_in+sqrt(Dn)*randn(1,1); %Входной сигнал+шум
87 -     u1=y_in.*hdk_op.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
88 -     u2=y_in.*hdke.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
89 -     u3=y_in.*hdkl.*cos(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
90 -     u4=y_in.*hdk_op.*sin(2*pi*(Fp+Dopp_op)*1*Td+phi_op);
91 -     Ip=(Ip+u1);
92 -     Ie=(Ie+u2);
93 -     Il=(Il+u3);
94 -     Q=(Q+u4);

```

```

95 -     end
96 -     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Алгоритмы дискриминаторов %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
97 -     U_zd=( (Am/Dn) *Ip) * ( (Am/Dn) *Ie- (Am/Dn) *I1) ;
98 -     U_fd=- ( (Am/Dn) *I) * ( (Am/Dn) *Q) ;
99 -
100 -     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ФИЛЬТРАЦИЯ %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
101 -     tau_op=tau_op + K11*U_zd/Sd2 + K12*U_fd/(Sd1*omg0) ;
102 -     v=v + K21*U_zd/Sd2 + K22*U_fd/(Sd1*omg0) ;
103 -     phi_op=phi_op + K31*omg0*U_zd/Sd2 + K32*U_fd/Sd1 ;
104 -     tau_op=tau_op+T*v ;
105 -     phi_op=phi_op+T*omg0*v ;
106 -
107 - end
108 - %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
109 -
110 - figure (1)
111 - subplot (211),plot (err1)
112 - grid on
113 - subplot (212),plot (err2)
114 - grid on
115 - toc

```

Как и в линеаризованной системе, зададим ошибку по фазе $\varepsilon_\varphi = 0,3$ рад и посмотрим реакцию системы.

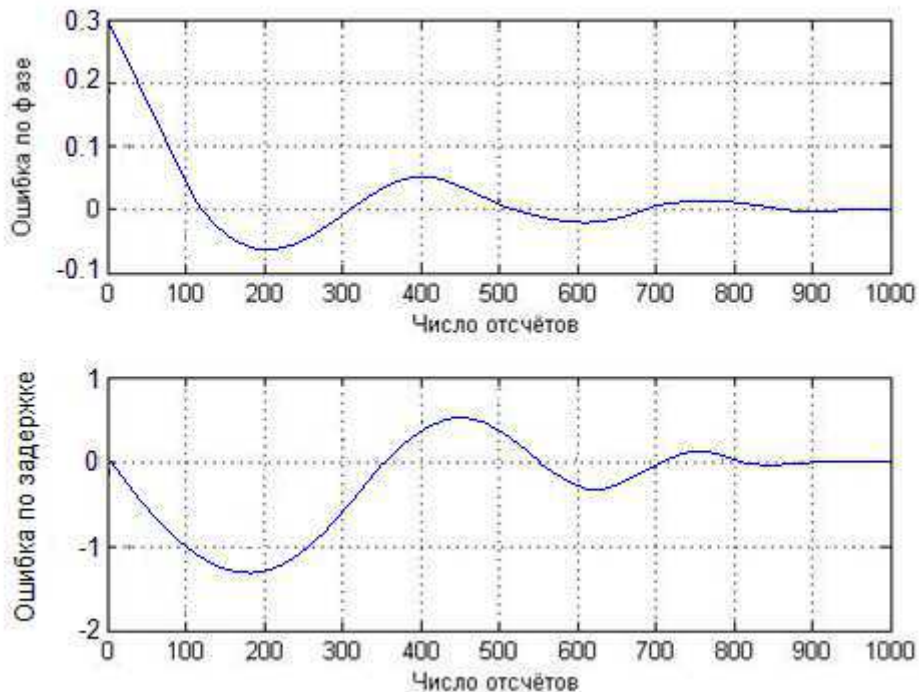


Рис. 21 Зависимость ошибки параметра от числа отсчётов.

Из графика рис. 21 видно, что при скачке ошибки по фазе в $0,3$ рад система стремится ошибку к нулевому установившемуся значению. Следовательно, мы можем сказать, что система функционирует правильно.

В данной главе было представлено моделирование отдельных частей комплексной системы, а именно: входного сигнала, временного и фазового дискриминаторов, комплексного фильтра, комбинированной линейной и нелинейной системы. Также в каждой части получены зависимости и переходные процессы.

4.1 Влияние освещенности на человека при работе за компьютером.

Никто, пожалуй, не станет оспаривать тот факт, что для многих людей компьютер стал важной и необходимой частью образа жизни. В настоящее время ни одна область человеческой деятельности не обходится без применения компьютерной техники. Компьютер помогает человеку при решении многих задач, облегчает труд, открывает новые горизонты для мысли и действий, предоставляет новые возможности. Но не стоит забывать о том, что существует и обратная сторона медали. Длительная работа за компьютером негативно сказывается на многих функциях нашего организма: нервной деятельности, эндокринной, иммунной и репродуктивной системах, на зрении и костно-мышечном аппарате человека и т.д. Что это может означать для простого человека? Все что угодно! От испорченного зрения до варикозного расширения вен на ногах. Так как же быть? Как избежать вредного воздействия компьютера на организм?

Возможное ухудшение самочувствия операторов ПК является объектом исследовательских программ научно медицинских учреждений многих стран мира, в том числе и России.

В данной работе будет рассмотрен основной вредный фактор воздействия компьютера на организм человека, а также меры по организации безопасных условий работы на компьютере.

Работа с ПК зачастую происходит в помещениях с искусственным освещением, которое должно обеспечивать правильную работу глаз и приближать к оптимальным условиям зрительное восприятие, какое бывает при естественном солнечном освещении.

Недостаточность освещения приводит к напряжению зрения, ослабляет внимание, приводит к наступлению преждевременной утомленности. Чрезмерно яркое освещение вызывает ослепление, раздражение и резь в глазах. Неправильное направление света на рабочем месте может создавать резкие тени, блики, дезориентировать работающего. Все эти причины могут привести к несчастному случаю или профзаболеваниям, поэтому столь важно уделять внимание освещению.

Человек имеет как центральное (колбочковое), так и периферическое (палочковое) зрение. Первое — для восприятия цветов и объектов малых размеров, второе — для восприятия окружающего фона и крупных объектов. Центральное зрение требует большей яркости, а палочковое действует в сумерках или полумраке. Учитывая, что при работе с дисплеями задействовано именно центральное зрение, становится понятной необходимость достаточного освещения помещения, где находится компьютер. Самые общие правила организации освещения заключаются в следующем:

- 1) Следует избегать большого контраста между яркостью экрана и окружающего пространства. Оптимальным считается их выравнивание.
- 2) Запрещается работа с компьютером в темном или полутемном помещении.
- 3) Освещение в помещениях с ПК должно быть смешанным: естественным, — за счет солнечного света, — и искусственным.

Хорошо, если окна, обеспечивающие естественное освещение, имеют северную ориентацию. Если нет, необходимо принять меры, благодаря которым интенсивный солнечный свет из южных или западных окон не мешал бы работе. Так например, оконные проемы можно оборудовать жалюзи, занавесями, внешними козырьками.

В качестве источников общего искусственного освещения лучше всего использовать осветительные приборы, которые создают равномерную освещенность путем рассеянного или отраженного светораспределения (свет от ламп падает непосредственно на потолок) и исключают блики на экране монитора и клавиатуре. В соответствии с санитарными нормами, это должны быть преимущественно люминесцентные лампы типа ЛБ с рассеивателями или экранирующими решетками. Пульсации света люминесцентных ламп действуют раздражающе на зрение и нервную систему операторов, поэтому для уменьшения коэффициента пульсации используйте лампы, укомплектованные высокочастотными пускорегулирующими аппаратами. Следует отметить, что существуют специальные люминесцентные лампы, которые излучают свет различного «качества», имитируя таким образом, полный спектр естественного солнечного света. Они меньше раздражают, чем любые другие лампы искусственного освещения.

Источники света необходимо равномерно распределять по комнате, komponуя в сплошные или прерывистые линии. Линии должны располагаться сбоку от рабочих мест параллельно линии зрения пользователя — при рядном размещении компьютеров; локализовано над рабочим столом — при размещении рабочих мест по периметру помещения.

Грамотная организация освещения способна повысить производительность труда при зрительной работе средней трудности — на 5—6%, при очень трудной — на 15%.

Если деятельность пользователя является комбинированной, т. е. предполагает работу как с компьютером, так и с документами, на рабочие места необходимо устанавливать источники местного освещения — настольные лампы с регулируемым наклоном шифона и регулируемой яркостью. В этом случае надо следить, чтобы свет от лампы не действовал раздражающе и не создавал бликов на экране.

Цвет помещения

Окраска помещений и мебели должна способствовать созданию благоприятных условий для зрительного восприятия, хорошего настроения.

Источники света, такие как светильники и окна, которые дают отражение от поверхности экрана, значительно ухудшают точность знаков и влекут за собой помехи физиологического характера, которые могут выразиться в значительном напряжении, особенно при продолжительной работе. Отражение, включая отражения от вторичных источников света, должно быть сведено к минимуму. Для защиты от избыточной яркости окон могут быть применены шторы и экраны.

В зависимости от ориентации окон рекомендуется следующая окраска стен и пола:

- окна ориентированы на юг: - стены зеленовато-голубого или светло-голубого цвета; пол - зеленый;
- окна ориентированы на север: - стены светло-оранжевого или оранжево-желтого цвета; пол - красновато-оранжевый;
- окна ориентированы на восток: - стены желто-зеленого цвета; пол зеленый или красновато-оранжевый;
- окна ориентированы на запад: - стены желто-зеленого или голубовато-зеленого цвета; пол зеленый или красновато-оранжевый.

Научно-технический прогресс внес серьезные изменения в условия производственной деятельности работников умственного труда. Их труд стал более интенсивным, напряженным, требующим значительных затрат умственной, эмоциональной и физической энергии. Поэтому руководители предприятий (именно руководители, так как выполнение большинства

мероприятий по сохранению здоровья часто не зависти от самих работников в силу различных обстоятельств), где используется компьютерная техника, должны комплексно решать проблемы эргономики, гигиены и организации труда, регламентации режимов труда и отдыха.

Также не следует забывать и о самом компьютере. Необходимо стремиться обеспечению всех работников современной компьютерной техникой (жидкокристаллические дисплеи, которые можно назвать почти «зелеными» устройствами, безопасными для здоровья людей; использование различных современных эргономичных клавиатур). В ином случае необходимо снабдить технику специальными защитными устройствами (например, защитный фильтр).

Заключение

В данном дипломном проекте была рассмотрена комплексная система слежения за задержкой и фазой сигнала и её программная реализация в MatLab.

Данный проект содержит четыре главы. Первая глава была посвящена ознакомлению и математическому описанию временного дискриминатора, работающего в когерентном режиме. Согласно [1] были рассмотрены и получены статистические характеристики, синфазные опережающие и запаздывающие компоненты, выбран алгоритм работы дискриминатора и получена дискриминационная характеристика.

Во второй главе описывался комплексный фильтр слежения за задержкой огибающей и фазой сигнала. Рассмотрены и получены статистические характеристики временного и фазового дискриминаторов. Построена дискриминационная характеристика фазового дискриминатора. Построен график зависимости СКО задержки от ускорения при разных отношениях с/ш. Выбран фильтр Калмана, как основа фильтрующего звена системы. Получены и проанализированы все параметры фильтрации (вектор состояния системы, все необходимые матрицы входящие в основное уравнения фильтрации). Построен комбинированный фильтр.

В третьей главе представлено моделирование отдельных элементов. 1) Был смоделирован входной сигнал и построены графики фазоманипулированного сигнала и дальномерного кода. 2) Смоделированы временной и фазовый дискриминаторы и построены их дискриминационные характеристики, а также построена флюктуационная характеристика временного дискриминатора. 3) Смоделирован комплексный фильтр и получены зависимости СКО задержки и фазы сигнала от ускорения объекта. 4) Смоделирована комбинированная линейной и нелинейная системы и получены переходные процессы.

Четвёртая глава посвящена разделу по охране труда, а именно влиянию освещенности на человека при работе за компьютером.

Список литературы.

1. «Глобальная спутниковая навигационная система ГЛОНАСС». А.И. Перов, В.Н. Харисов. 2010;
2. Бакалаврская работа на тему «Система слежения за задержкой сигнала СРНС ГЛОНАСС» Суриков О.В.
3. «Синтез дискриминаторов и фильтров радиотехнических следящих систем» Замолодчиков В.Н., Чиликин В.М. Москва 2003г.

Список использованных сокращений.

БГШ – белый гауссов шум

ДХ – дискриминационная характеристика

АП –аппаратура потребителя

НС – навигационный спутник

ПФ – полосовой фильтр

СРНС – спутниковая радионавигационная система

ФД – фазовый дискриминатор

ВД –временной дискриминатор