

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»

КАФЕДРА №11

КУРСОВАЯ РАБОТА (ПРОЕКТ)
ЗАЩИЩЕНА С ОЦЕНКОЙ
РУКОВОДИТЕЛЬ

доц., канд. техн. наук
должность, уч. степень, звание

подпись, дата

Ю.П. Иванов
инициалы, фамилия

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА
К КУРСОВОЙ РАБОТЕ

КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА И КЛАССИФИКАЦИЯ НАВИГАЦИОННЫХ
СИГНАЛОВ

по дисциплине: Комплексирование информационно-измерительных устройств

РАБОТУ ВЫПОЛНИЛ

СТУДЕНТ ГР. №

1711

подпись, дата

М.П. Корельский

инициалы, фамилия

Санкт-Петербург 2020

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения

Факультет 1

Кафедра 11

Дисциплина “Комплексирование информационно-измерительных
устройств”

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ (вариант №9)

Тема “Комплексный измеритель”

Студент Корельский М.П.

Группа 1711

“_1”_сентября__2020 г.

Срок выполнения 01.12.2020 г.

Руководитель доц. к.т.н. Иванов Ю.П.

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:

Состав измерителей : МК и ГПК

Характеристика измерителей и погрешностей

Модель измерения первого измерителя; $Y_1(t) = X(t) + N_1(t)$

$N_1(t)$ - центрированный случайный процесс с корреляционной функцией

$$K_1(\tau) = \sigma_1^2 \exp\{-\alpha_1 |\tau|\}$$

$$\sigma_1 = (2^0)$$

$$\alpha_1 = (1 \text{ 1/c})$$

Модель измерения второго измерителя; $Y_2(t) = X(t) + N_{2\phi} + N_{2p}$

$N_{2\phi}$ - центрированный случайный процесс с корреляционной функцией

$$K_2(\tau) = \sigma_2^2 \exp\{-\alpha_2 |\tau|\} (\cos \beta_2 \tau)$$

$$\sigma_2 = 0.5^0, \alpha_2 = 0.01 \text{ 1/c}, \beta_2 = 0.01 \text{ 1/c},$$

$N_{2p} = a_0 + a_1 t$ - регулярный случайный процесс, $\sigma_{a0} = 0^0$, $\sigma_{a1} = 10^{-3} [0]$.

Система должна быть инвариантной к полезному сигналу X (курс. угол)

Диапазон изменения, дисперсия и пороговые значения измеряемого параметра X : $-45 \text{--} +45^0$

$X =$ (см. № задания), $X_{\text{верхнее}} = -8^0$, $X_{\text{нижнее}} = 8^0$,

Законы распределения измеряемого параметра и ошибки оценки: норм.

Время переходного процесса не должно превышать $t_{\text{пп}} = 40 \text{ с}$

Время полета $T_{\text{полета}} = 1 \text{ ч}$

Перечень вопросов, которые должны быть отражены в пояснительной записке.

1. Введение.
2. Описание работы измерителей.
3. Выбор и обоснование структуры комплексной инвариантной системы.
4. Расчёт на основе использования программных средств возможных вариантов оптимальной и параметрически –оптимальной по критерию минимума среднего квадрата ошибки оценки сигналов комплексной системой.
5. Выбор способа обработки сигналов по критерию эффективности комплексирования и расчет оптимального по критерию минимума среднего квадрата ошибки фильтра устройства обработки сигналов.
6. Анализ точности спроектированной системы.

7. Расчёт оптимальной по критерию В.А. Котельникова комплексной системы классификации сигналов.
8. Исследование робастности, помехозащищенности системы оценки и классификации сигналов комплексной системы.
9. Моделирование на ЭВМ при использовании следующих программ для РС IBM, KSKP, DPLF, PMF, FACTOR, CLASS1, CLASS2, CLASS3, ALTMETR, SPECTR, OPTIMUM, ПКО_19

Рекомендуемая литература

1. Проектирование комплексных приборов и систем летательных аппаратов. (Под ред. И.В. Филатова: Учебное пособие. ЛИАП. 1982. 104 с. (Список дополнительной литературы приведен в учебном пособии).
2. Бенсман Г.И. и др. Методы исследования навигационных устройств. Учебное пособие. Л., ЛИАП. 1976 . 82 с.
3. Иванов Ю.П. Синяков А.Н. Филатов И. В. Комплексование приборов и систем летательных аппаратов. / Под ред.В.А.Боднера. М., Машиностроение. 1984. 208 с.
4. Расчет и проектирование приборов и автоматов летательных аппаратов. / Под ред. А. Н. Синякова. Л., ЛИАП. 1982. 81с.

Студент _____
(подпись)

Руководитель _____
(подпись)

Содержание

1	Введение	3
2	Описание измерителей курса комплексной системы	4
2.1	Магнитный компас	5
2.2	Гирополукомпас.....	7
3	Выбор и обоснование структуры комплексной инвариантной системы	9
3.1	Схема параллельной фильтрации.....	10
3.2	Схема с фильтром разностного сигнала	11
3.3	Схема со следящей системой	12
4	Аналитический синтез КС с оптимально-инвариантной и оптимально-параметрической обработкой сигнала	14
5	Сравнение методов синтеза комплексной системы и выбор рабочего варианта	18
6	Анализ спектральных плотностей погрешностей измерителей и ошибок оценок	21
7	Расчет времени переходного процесса.....	23
8	Исследование робастности КС	23
9	Исследование помехозащищенности КС	24
10	Расчет системы классификации.....	26
11	Исследование робастности системы классификации	27
12	Исследование помехозащищенности системы классификации	28
13	Заключение	31
14	Список литературы	33

1 Введение

В состав приборного оборудования в последние годы все шире внедряются комплексные системы (КС), в основу которых положен принцип рациональной совместной обработки информации разнородных датчиков на базе бортового вычислительного устройства. Оптимальные комплексные системы позволяют значительно повысить точность оценки параметров полета, помехозащищенность измерительных систем, достоверность обнаружения аварийных состояний бортовых систем.

В связи с тем, что основной задачей комплексирования измерительных устройств является повышение точности измерения, анализируются статистические характеристики основных авиационных приборов, входящих в КС.

Комплексной измерительной системой называется система, использующая для повышения точности оценки физической величины совместную обработку информации от нескольких измерительных устройств, определяющих либо эту же величину, либо величины, связанные с ней функциональными зависимостями.

Комплексные измерительные системы можно разделить на следующие подклассы: безынерционные и инерционные. *Безынерционные* называются системы, использующие метод обработки, при котором не учитываются прошлые показания измерителей к моменту выработки оценки. В *инерционных* комплексных системах помимо структурной избыточности используется избыточность во времени, так как обрабатываются измерения, полученные не только в момент выработки оценки, но и хранящиеся в памяти системы результаты измерений на предыдущем интервале времени.

Особенностью комплексных приборных систем является то, что информация о каждом из измеряемых параметров полёта содержится в выходных сигналах нескольких измерителей. Помимо измерителей, в состав комплексной системы входит устройство обработки измерительной

информации. Одной из важнейших задач при проектировании приборного комплекса является определение оптимальных алгоритмов обработки информации, обеспечивающих измерение параметров полёта с наибольшей точностью [1].

В данной курсовой работе рассматриваются инерционные методы обработки информации в комплексной системе измерения курса ЛА.

Необходимо выбрать и обосновать структуру комплексной инвариантной системы, выбрать способ обработки сигналов по критерию эффективности комплексирования. Также необходимо произвести расчёт оптимальной по критерию В.А. Котельникова комплексной системы классификации сигналов и исследовать робастность, помехозащищённость системы оценки и классификации сигналов комплексной системы.

2 Описание измерителей курса комплексной системы

В состав комплексного измерителя курса ЛА входят магнитный компас (МК) и гиropolучкомпас (ГПК).

Первый из них основан на использовании магнитного поля Земли, второй — на учете закона движения гироскопа относительно системы координат, связанной с Землей. Магнитный метод реализуется в магнитных компасах, а гироскопический — в курсовых гироскопах (гирополукомпасах).

Курсовые приборы и системы служат для определения курса ЛА, являющегося важным пилотажно-навигационным параметром.

Курсом Ψ летательного аппарата называется угол между некоторыми заданными направлениями в плоскости горизонта и проекцией на эту плоскость продольной оси ЛА (рис 2.1).

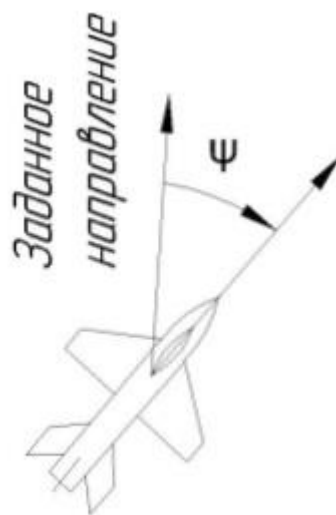


Рисунок 2.1 - Курс ЛА

Всем типам датчиков магнитного курса свойственны общие методические погрешности: *девиация, поворотная и креновая погрешности*.

Магнитные массы летательного аппарата, а также электромагнитные поля самолета, создают дополнительные магнитные поля, под влиянием которых результирующий вектор магнитного поля отклоняется от направления магнитного меридиана. Это отклонение называется девиацией компаса δ [2].

2.1 Магнитный компас

Принцип действия основан на взаимодействии поля постоянных магнитов компаса с горизонтальной составляющей магнитного поля Земли.

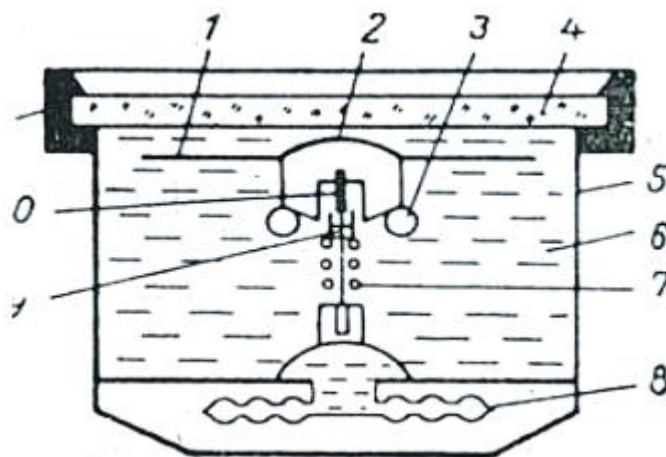


Рисунок 2.1.1 - Схема магнитного компаса

1 - лимб картушки; 2 - поплавков; 3 - магниты; 4 - стекло; 5 - котелок; 6 - жидкость; 7 - колонка; 8 - уводящая камера; 9 - подпятник; 10 - шпилька; 11 - курсовая черта.

Основными элементами магнитного компаса являются (рис.4): подвижная система (картушка), включающая магниты 3, поплавков 2, лимб 1 (шкалу) и шпильку 10; котелок 5 с жидкостью 6; колонка 7 с подпятником 9. Лимб картушки проградуирован на 360° . Вес картушки благодаря поплавку 2, уменьшен настолько, что давление шпильки 10 на подпятник 9 незначительно, что способствует уменьшению трения.

К поплавку прикрепляется одна или несколько пар постоянных магнитов, направленных одноименными полюсами в одну сторону. Оси магнитов параллельны линии $0—180^\circ$ лимба. Мембранная коробка в нижней части котелка служит для компенсации изменения объема жидкости при изменении температуры. В качестве жидкости используется лигроин.

Основные погрешности магнитного компаса:

- время затухания (время, протекающее с момента отклонения картушки на 90° от положения равновесия до момента, когда движение перестаёт быть заметным для глаз);
- застой картушки (угол отклонения картушки от истинного направления, возникающего вследствие действия на неё сил слухового трения в опорном подшипнике);
- важной характеристикой компаса является *увлечение*, под которым подразумевают угол $\varphi_{увл}$, на который жидкость увлекает картушку при повороте компаса на 360° ;
- девиация компаса, вызванная собственными магнитными полями ЛА;
- поворотная погрешность, вызванная собственными полями ЛА.

Приближенная формула для вычисления девиации имеет вид:

$$\delta = A + B \sin \Psi + C \cos \Psi + D \sin 2\Psi + E \cos 2\Psi, \quad (2.1.1)$$

где Ψ – компасный курс; A – постоянная девиация; B, C – коэффициенты полукруговой девиации; D, E – коэффициенты четвертной девиации.

2.2 Гиropолукомпас

Гиropолукомпас – гироскопический прибор для определения углов рыскания (изменения курса) и углов ЛА, судна вокруг вертикальной оси. Действие гиropолукомпаса основано на свойствах астатического гироскопа. В отличие от гиромагнитного компаса гиropолукомпас не имеет чувствительной системы, указывающей направление полёта относительно меридиана. Составляющая *полукомпас* говорит, что ГПК не обладает избирательностью к определённому полюсу. Поэтому, перед полётом необходимо произвести по данным компаса (астрономического, индукционного или магнитного) соответствующую выставку опорного меридиана.

Гироскоп помещен в карданов подвес из двух рамок. Во внутренней рамке на подшипниках закреплена ось гироскопа в горизонтальном положении. Сама внутренняя рамка также может вращаться вокруг горизонтальной оси, перпендикулярной оси гироскопа. Ось внутренней рамки также в свою очередь закреплена в подшипниках во внешней рамке, которая может вращаться вокруг вертикальной оси. Эта внешняя ось жестко закреплена в корпусе, который размещен в кабине самолета и, естественно, поворачивается вместе с самолетом.

На оси внешней рамы карданова подвеса закреплена шкала отсчета курсов. ГПК часто монтируется на штурманском столике в кабине так, что плоскость шкалы совпадает с плоскостью столика. Рядом со шкалой на корпусе прибора нанесен треугольный индекс, напротив которого по шкале и отсчитывается курс.

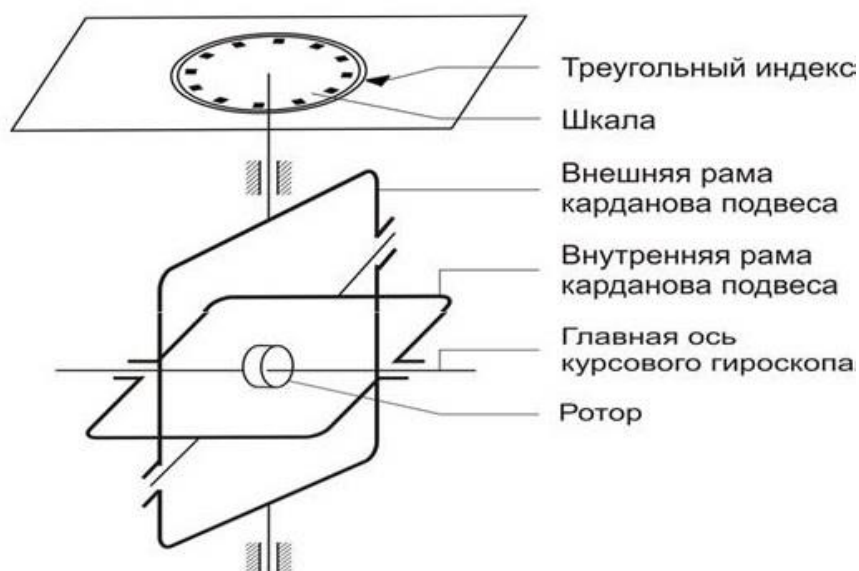


Рисунок 2.1.2 - Схема простейшего гиropolукомпаса

При развороте ВС корпус прибора поворачивается вместе с ним, а шкала остается ориентированной по сторонам света по-прежнему, поскольку гироскоп внутри карданова подвеса сохраняет направление своей оси. Таким образом, напротив треугольного индекса на шкале пилот всегда отсчитывает угол между осью курсового гироскопа и продольной осью самолета - гироскопический курс.

Главная ось курсового гироскопа может быть направлена в любом направлении. Поэтому, при одном и том же направлении продольной оси ВС гироскопический курс может быть любым. Пилот может принудительно поставить ось гироскопа по любому желаемому направлению начала отсчета, например, по северному направлению меридиана. Для этого на пульте управления ГПК имеется рукоятка задатчика курса, при нажатии которой влево или вправо ось гироскопа и шкала поворачивается и показания гироскопического курса на шкале начинают изменяться. Следует отметить, что на самом деле ГПК и более современные гироскопические приборы конструктивно устроены таким образом, что при нажатии задатчика курса вращается только шкала курса, а направление оси гироскопа остается неизменным. Вполне допустимо считать, что при нажатии задатчика курса

действительно поворачивается ось гироскопа, то есть меняется ее направление в пространстве.

Основные погрешности гирополукомпаса:

- Величина *собственного ухода* определяется трением и балансировкой движущихся частей гироскопа.
- *Карданная погрешность* представляет собой разность между углом курса, измеряемым в горизонтальной плоскости, и показаниями гирокомпаса при наклоне (по крену или тангажу) оси наружной рамки от вертикального положения.
- *Виравжная погрешность* появляется при виражах и возникает в связи с работой коррекционного устройства, обеспечивающего перпендикулярность положения ротора гироскопа к плоскости внешней рамки гироузла. В отличие от карданной погрешности виравжная погрешность непрерывно накапливается в процессе выполнения виража и не исчезает после его окончания. Для её уменьшения выключают горизонтальную коррекцию гироскопа при виражах.
- *Кажущийся уход* вызван тем, что свободный трехстепенной гироскоп сохраняет направление своей оси неизменным в пространстве относительно неподвижных звезд, но отнюдь не относительно Земли и ее плоскостей. Земля сама движется в пространстве, поэтому, даже абсолютно неподвижный гироскоп в пространстве вращается относительно Земли, создавая видимое кажущееся движение своей оси [3].

С течением времени у гирополукомпаса накапливается угловая погрешность в азимуте:

$$\Delta\alpha = \int \Delta W_{\text{гир}} dt, \quad (2.2.1)$$

где $\Delta W_{\text{гир}}$ – погрешность в угловой скорости прецессии гироскопа.

3 Выбор и обоснование структуры комплексной инвариантной системы

Первый метод синтеза основан на минимизации ошибки оценки при одновременном выполнении требования равенства нулю динамической составляющей. Такая система не имеет динамических ошибок при любом характере изменения параметра $X(t)$ и поэтому называется инвариантной к измеряемому параметру. Для нахождения передаточных функций вычислительного устройства оптимально-инвариантной измерительной системы не требуется знания априорной информации о вероятностных характерах измеряемого параметра $X(t)$, достаточно знания вероятностных характеристик помех.

Второй метод синтеза решает задачу минимизации дисперсии суммарной ошибки путем использования априорной информации как об ошибках измерителей $n(t)$ так и об измеряемом параметре $X(t)$. Естественно, безусловная оптимизация позволяет получить несколько более высокую точность обработки. Следует отметить ещё одно достоинство второго метода синтеза – его универсальность. Этот метод применим к любым измерителям в то время, как синтез оптимально-инвариантной системы может быть осуществлен в тех случаях, когда число полюсов передаточной функции по крайней мере одного измерителя не превосходит числа ее нулей. Это вытекает из необходимости выполнения условия инвариантности.

Рассмотрим возможные схемы оптимально-инвариантных систем.

3.1 Схема параллельной фильтрации

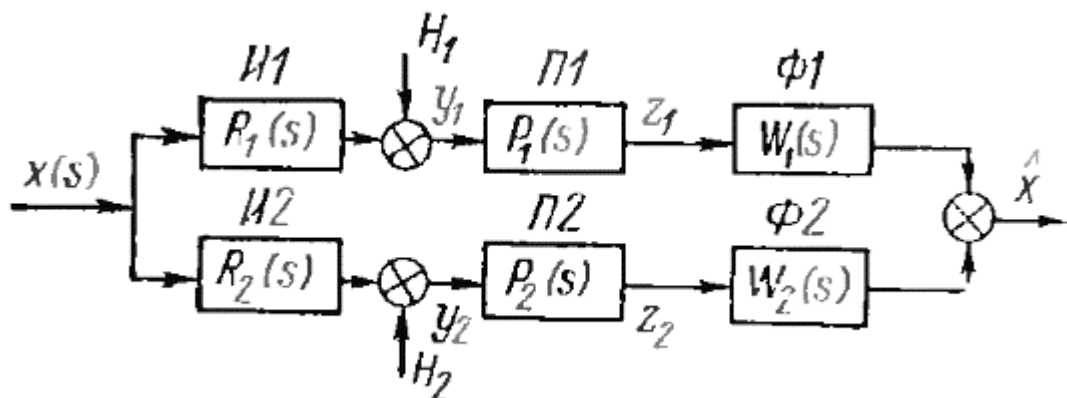


Рисунок 3.1.1 - Схема параллельной фильтрации

Достоинством схемы является возможность реализации преобразователя и фильтра каждого канала в одном устройстве, передаточная функция которого может быть всегда получена при любом соотношении между числом нулей и полюсов передаточных функций измерителей путем такого выбора степени числителя m и знаменателя n передаточных функций фильтров.

Недостаток схемы параллельной фильтрации – относительная сложность из-за наличия двух фильтров, что также может привести к нарушению инвариантности в период эксплуатации вследствие некоррелированного изменения параметров фильтров. Также схему сложно перевести в одноканальный режим.

3.2 Схема с фильтром разностного сигнала

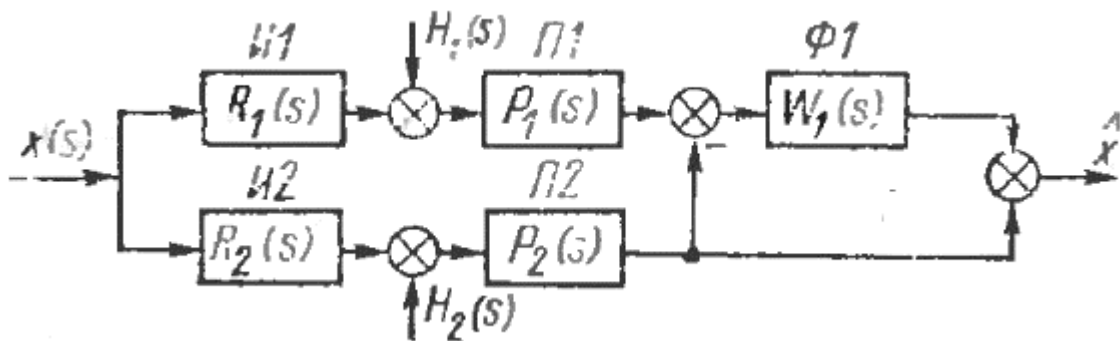


Рисунок 3.2.1 Схема с фильтром разностного сигнала

При выполнении условия инвариантности оценка параметра X и погрешность комплексной системы T определяются только одним фильтром с передаточной функцией $W_1(s)$. Поэтому можно построить схему с одним фильтром.

Условие инвариантности выполняется в данной схеме за счет структурных связей.

К достоинству схем с фильтром разностного сигнала следует отнести относительную простоту и независимость условия инвариантности системы от изменения параметров фильтра. Но в данной схеме необходимо реализовать в отдельности преобразователи в каждом из каналов, что возможно лишь в

случае, когда степени числителя передаточных функций обоих измерителей не ниже степени их знаменателя.

3.3 Схема со следящей системой

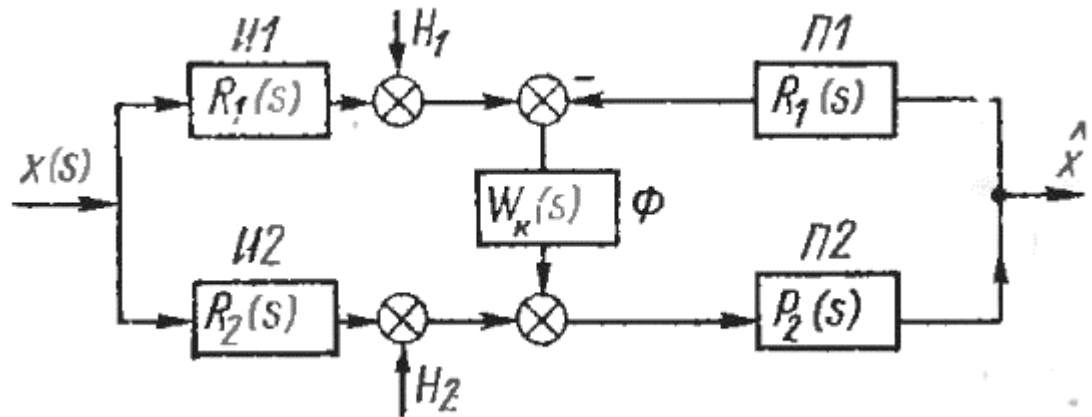


Рисунок 3.3.1 - Схема со следящей системой

Схема, совмещающая операции преобразования и фильтрации в единой следящей системе.

Обычно в первый канал включается более точный измеритель, во второй – более грубый. В вычитающем устройстве сравниваются сигналы обоих каналов, и их разность через корректирующий фильтр Φ с передаточной функцией используется для коррекции второго.

Корректирующий фильтр и два преобразователя представляют собой систему с обратной связью. Преобразователи с передаточными функциями соответственно служат для согласования размерностей и выполнения условия инвариантности.

Достоинством схемы со следящей системой является относительная простота перевода схемы в одноканальный режим без использования для этого дополнительной контрольной аппаратуры. Модуль сигнала на выходе вычитающего устройства дает информацию о сумме погрешностей обоих измерителей. Превышение этим сигналом заданного порога свидетельствует об отказе одного из измерителей.

К недостатку схемы можно отнести необходимость обеспечения ее устойчивости, что потребует введения в систему дополнительных

корректирующих фильтров, которые могут привести, в частности, к нарушению условия инвариантности.

Точность получения оценки X с помощью трёх схем эквивалентна. Они отличаются по сложности технической реализации алгоритма обработки показаний измерителей; кроме того, не всегда принципиально возможно построение всех трёх вариантов.

Первая схема может быть технически реализована, если число нулей передаточной функции хотя бы одного из двух измерителей не меньше числа её полюсов.

Вторая схема реализуется при выполнении ещё более жёсткого требования: передаточные функции у обоих измерителей должны иметь число нулей не меньше числа полюсов.

Третья схема реализуется, если у передаточной функции первого измерителя число полюсов не превосходит числа нулей, а у передаточной функции второго измерителя, наоборот, число нулей не превосходит числа её полюсов.

В задании на курсовую работу указано, что система должна быть инвариантной к полезному сигналу. Таким образом, была выбрана схема с фильтром разностного сигнала (рис. 3.2.1).

Достоинства выбранной схемы:

- изменение параметров фильтра не сказывается на изменении инвариантности;
- позволяет обнаружить отказ измерителя или наличие активных помех по радиотехническому каналу.

Недостатки:

- ужесточение требований к передаточной функции измерителей: передаточные функции у обоих должны иметь число нулей не меньше числа полюсов;

- обычно схему с фильтром разностного сигнала используют там, где инерционностью измерителей можно пренебречь вследствие их малости по сравнению с инерционностью фильтра [1].

4 Аналитический синтез КС с оптимально-инвариантной и оптимально-параметрической обработкой сигнала

В данном пункте будет рассмотрен синтез комплексной двухкомпонентной системы с оптимально-инвариантной и оптимально-параметрической обработкой полезного сигнала. Сигналы, полученные с измерителей, представляют собой стационарные, эргодические, некоррелированные случайные процессы с заданными корреляционными функциями. Модель измерения линейная с аддитивной погрешностью, некоррелированной с X .

$$\hat{x} = x + \varepsilon_{\text{ош.оц.}}$$

Имеем следующие корреляционные функции

$$K_1 = \sigma_1^2 \exp(-\alpha_1 |\tau|), K_2 = \sigma_2^2 \exp(-\alpha_2 |\tau|) \cos(\beta_2 \tau),$$

Спектральную функцию МК аппроксимируем белым шумом, тогда имеем:

$$S_1(\omega) = \frac{\sigma_1^2 \alpha_1}{\pi(\omega^2 + \alpha_1^2)} \xrightarrow{\omega=0} c^2, S_2(\omega) = \frac{\sigma_2^2 \alpha_2}{\pi} \frac{\omega^2 + \alpha_2^2 + \beta_2^2}{(\omega^2 - \alpha_2^2 - \beta_2^2)^2 + 4\alpha_2^2 \omega^2}.$$

Рассмотрим оптимально-инвариантную комплексную систему с фильтром разностного сигнала. В качестве ФРС выбран фильтр Винера.

$$|\Phi(j\omega)|^2 = c^2 + S_2(\omega) = \Phi(j\omega)\Phi(-j\omega) = c^2 \cdot \frac{(-j\omega)^4 - M(-j\omega)^2 + N}{(-j\omega)^4 - B(-j\omega)^2 + D}$$

Проводим факторизацию числителя и знаменателя и находим

$$\Phi(j\omega) = \sqrt{c^2} \cdot \frac{(j\omega)^2 + Fj\omega + K_1}{(j\omega)^2 + 6j\omega + R}$$

Находим оптимальную передаточную функцию фильтра Винера

$$W(j\omega) = 1 - \frac{c}{\Phi(j\omega)}, \text{ в нашем случае:}$$

$$W(j\omega) = \frac{K(A_1 j\omega + 1)}{A^2(j\omega)^2 + 2A\xi j\omega + 1}, \quad (4.1)$$

где

$$A1 := \frac{F}{G} = 86.872 \quad \underline{A} := \frac{1}{f} = 49.617$$

$$\underline{K} := \frac{\alpha 2^2 \cdot G}{j^2 \cdot \sqrt{\rho 1}} \cdot v^2 = 0.508 \quad \xi := \frac{d}{f} = 0.941$$

$$j := \sqrt{\alpha 2^2 + \beta 2^2} \quad \underline{g} := \sqrt{\alpha 2^2 - \beta 2^2} \quad \underline{c} := \sqrt{\frac{\sigma 1^2}{\pi \cdot \alpha 1}}$$

$$v := \sqrt{\frac{\sigma 2^2}{\pi \cdot c^2 \cdot \alpha 2}} \quad \rho 1 := 1 + \frac{\alpha 2^2}{j^2} \cdot v^2 \quad \rho 2 := g^2 + \frac{\alpha 2^2}{2} \cdot v^2$$

$$f := \sqrt{j^2 \cdot \sqrt{\rho 1}} \quad d := \sqrt{\frac{j^2 \cdot \sqrt{\rho 1} + \rho 2}{2}}$$

$$\underline{F} := \frac{-2 \cdot \alpha 2 \cdot (\sqrt{\rho 1} - 1) + 4 \cdot (\alpha 2 \cdot \sqrt{\rho 1} + d)}{j^2 \cdot (\sqrt{\rho 1} - 1)^2 + 4 \cdot (\alpha 2 + d) \cdot (\alpha 2 \cdot \sqrt{\rho 1} + d)}$$

$$\underline{G} := \frac{2 \cdot j^2 \cdot (\sqrt{\rho 1} - 1) + 4 \cdot (\alpha 2 + d) \cdot \alpha 2}{j^2 \cdot (\sqrt{\rho 1} - 1)^2 + 4 \cdot (\alpha 2 + d) \cdot (\alpha 2 \cdot \sqrt{\rho 1} + d)}$$

Весовая функция при $\xi < 1$: $g(t) = \frac{KA_1}{A} Le^{-\gamma t} \sin(\lambda t - \theta)$,

оптимальная дисперсия флюктуационной ошибки $D_{\varepsilon_{\text{и}}}^* = \frac{2\pi c^2 KA_1}{A^2}$ [5].

Далее с помощью программы KSKP для заданных исходных данных вычислим параметры передаточной функции фильтра. Результат вычисления представлен на рисунке 4.1.

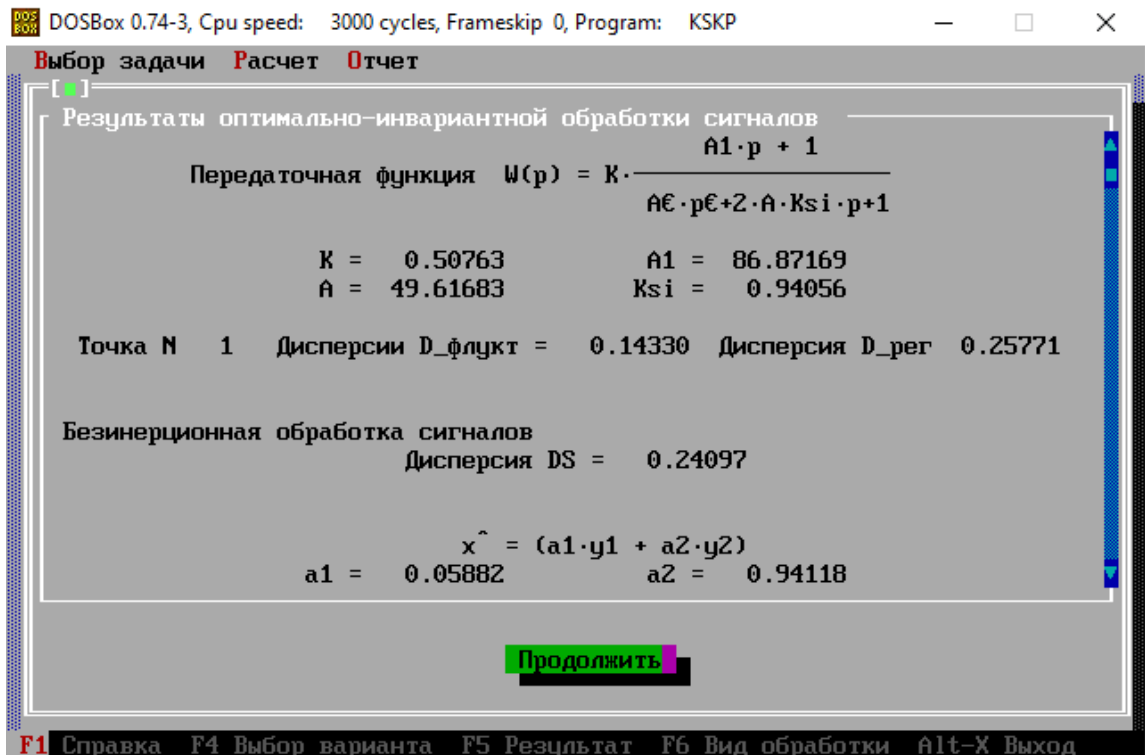


Рисунок 4.1 – Результат вычисления параметров передаточной функции

Регулярную ошибку рассчитаем по формуле (3.5.14) [4]:

$$\lambda := \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{A} \quad m1 := \frac{1}{A1} \quad \sigma0 := 0 \quad \sigma a1 := 0.001 \quad \gamma := \frac{1}{A}$$

$$L_{\omega} := \sqrt{\lambda^2 - (\gamma - m1)^2} \quad \theta := \operatorname{atan}\left(\frac{\lambda}{\gamma - m1}\right)$$

$$D_{\text{рег}} := \sigma0^2 + \sigma a1^2 \cdot t^2 - \int_0^t \int_0^t \frac{K \cdot A1}{A} \cdot L \cdot e^{-\gamma \cdot (t-\tau1)} \cdot \sin[\lambda \cdot (t-\tau1) - \theta] \cdot \left[\frac{K \cdot A1}{A} \cdot L \cdot e^{-\gamma \cdot (t-\tau2)} \cdot \sin[\lambda \cdot (t-\tau2) - \theta] \right] \cdot [\sigma0^2 + \sigma a1^2 \cdot (\tau1 \cdot \tau2)] \, d\tau1 \, d\tau2$$

За время полета $t = 3600$ с получим $D_{\text{рег}} = 13,03$ град².

Регулярная ошибка является нарастающей во времени, поэтому необходимо рассмотреть параметрический синтез с астатизмом 1 и 2 порядков с аппроксимацией белым шумом, которые помогут избавиться от нарастающей во времени ошибки.

Для обеспечения астатизма 1 порядка передаточная функция фильтра должна иметь вид: $W(j\omega) = \frac{1}{Tj\omega + 1}$. В таком случае флюктуационную дисперсию ошибки системы можно определить по формуле (3.6.28) [4].

$$D_{\text{пар1}} := \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left| \frac{1}{T \cdot i \cdot \omega + 1} - 1 \right| \right)^2 \frac{\sigma2^2 \cdot \alpha2}{\pi} \cdot \frac{\omega^2 + \alpha2^2 + \beta2^2}{(\omega^2 - \alpha2^2 - \beta2^2)^2 + 4 \cdot \alpha2^2 \cdot \omega^2} \, d\omega + \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left| \frac{1}{T \cdot i \cdot \omega + 1} \right| \right)^2 \frac{\sigma1^2}{\pi \cdot \alpha1} \, d\omega$$

График зависимости дисперсии ошибки параметрически-оптимальной КИС с астатизмом 1 порядка от параметра Т представлена на рисунке 4.2.

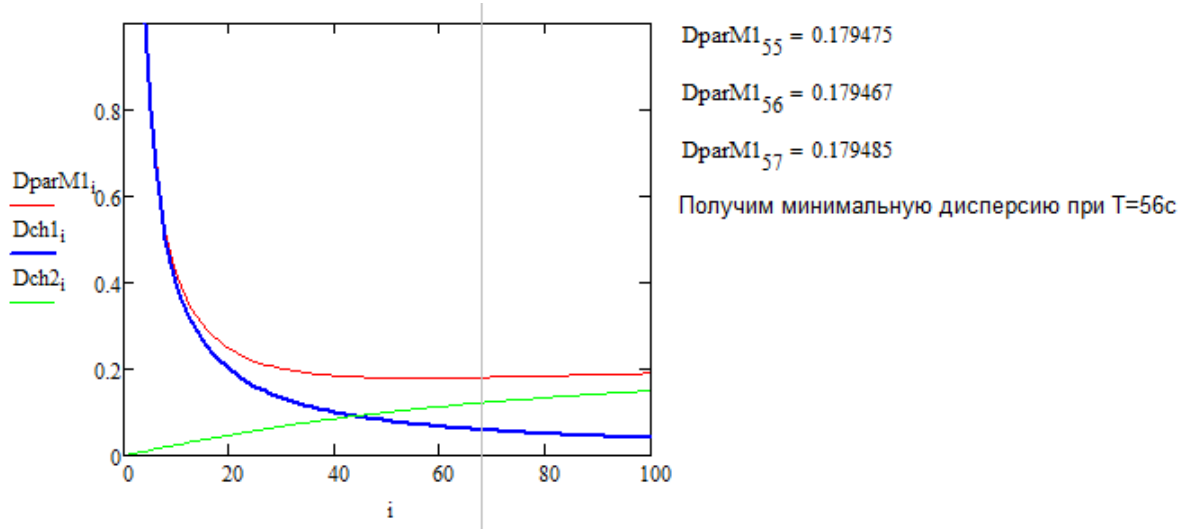


Рисунок 4.2 – График зависимости дисперсии ошибки оценки КИС с астатизмом 1 порядка от параметра Т (D_{parM1} - $D_{\text{сум}}$, D_{ch1} -МК, D_{ch2} -ГПК)

Минимальная дисперсия ошибки оценки $D_{\text{флюкт}} = 0.179 \text{ град}^2$ при $T = 56\text{с}$.

За время полета $t = 3600 \text{ с}$, $D_{\text{рег}} = \sigma_{a1}^2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ град}^2$.

Для обеспечения астатизма 2 порядка передаточная функция фильтра должна иметь вид: $W(j\omega) = \frac{2T\xi j\omega + 1}{T^2 j\omega^2 + 2T\xi j\omega + 1}$, где $\xi=0,73$. Флюктуационную дисперсию ошибки оценки определим по формуле (3.6.28) [4].

$$D_{\text{par2}} := \int_{-\infty}^{\infty} \left[\left| \frac{2 \cdot T \cdot \xi \cdot i \cdot \omega + 1}{T^2 \cdot (i \cdot \omega)^2 + 2 \cdot T \cdot \xi \cdot i \cdot \omega + 1} - 1 \right|^2 \cdot \frac{\sigma_2^2 \cdot \alpha_2}{\pi} \cdot \frac{\omega^2 + \alpha_2^2 + \beta_2^2}{(\omega^2 - \alpha_2^2 - \beta_2^2)^2 + 4 \cdot \alpha_2^2 \cdot \omega^2} d\omega + \int_{-\infty}^{\infty} \left[\left| \frac{2 \cdot T \cdot \xi \cdot i \cdot \omega + 1}{T^2 \cdot (i \cdot \omega)^2 + 2 \cdot T \cdot \xi \cdot i \cdot \omega + 1} \right|^2 \cdot \frac{\sigma_1^2}{\pi \cdot \alpha_1} d\omega \right]$$

График зависимости дисперсии ошибки оценки от параметра Т представлен на рисунке 4.3.

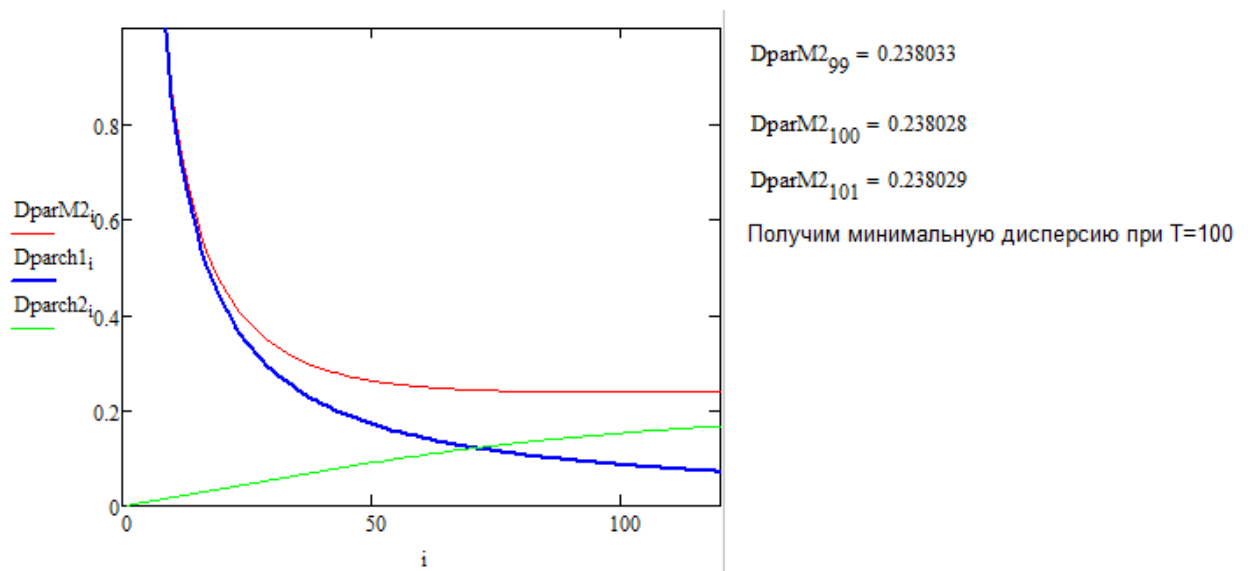


Рисунок 4.3 – График зависимости дисперсии ошибки КИС с астатизмом 2 порядка от параметра T (D_{parM2} - $D_{сум}$, D_{parch1} -МК, D_{parch2} -ГПК)

Минимальная дисперсия ошибки оценки $D_{флюкт} = 0.238028 \text{ град}^2$ при $T = 100\text{с}$.

5 Сравнение методов синтеза комплексной системы и выбор рабочего варианта

Существует несколько основных видов синтеза комплексной системы:

- безынерционный
- инерционный
- параметрический с астатизмом первого и второго порядков
- оптимальный
- оптимально-инвариантный

Безынерционными называют системы, использующие метод обработки, при котором не учитываются прошлые показания измерителей на момент выработки оценки.

В инерционных комплексных системах помимо структурной избыточности используется избыточность во времени, так как обрабатываются измерения, полученные не только в момент выработки

оценки, но и хранящиеся в памяти системы результаты измерений на предыдущем интервале времени.

Параметрический синтез заключается в том, что выбираются оптимальные значения параметров комплексной системы измерительной системы при заданной структуре. Структура системы и вид передаточных функций фильтров могут быть определены заранее, например, исходя из условия обеспечения астатизма, а параметры оптимизируются по критерию минимума ошибки оценки.

Под оптимальным синтезом комплексной измерительной системы понимается определение, как структуры и параметров в отдельных каналах, исходя из условия минимума среднего квадрата ошибки оценки.

Оптимально-инвариантный синтез основан на минимизации ошибки оценки при одновременном выполнении требования равенства нулю динамической составляющей. Система, построенная с учётом этого условия, не имеет динамических ошибок при любом характере изменения параметра $x(t)$ и поэтому называется инвариантной к измеряемому параметру. Для нахождения передаточных функций вычислительного устройства не требуется знание априорной информации о вероятностных характеристиках измеряемого параметра $x(t)$, достаточно знания вероятностных характеристик помех [1]. В таблице 5.1 представлены методы синтеза и результаты их моделирования с помощью программы DOS.

Результаты моделирования методов обработки

Таблица 5.1

Метод обработки	Вид передаточной функции	Параметры передаточной функции	$D_{\text{фл}}$	$D_{\text{рег}}$	$D_{\text{сум}}$	$\gamma_{\text{МК}}$	$\gamma_{\text{ГПК}}$
Оптимально-инвариантная винеровская оценка с аппроксимации	$W(j\omega) = \frac{K(A_1 j\omega + 1)}{A^2(j\omega)^2 + 2A\xi j\omega + 1}$	$K = 0.50763$ $A = 49.61683$ $A_1 = 86.87169$ $\xi = 0.94056$	0.143	13.03	13.2	0.3	1.01

ей белым шумом							
Опт. парам. синтез фильтра КС с аппроксимацией белым шумом (астатизм 1 порядка)	$W(j\omega) = \frac{K}{Tj\omega + 1}$	$T = 56$ $K = 1$	0.179	$1 \cdot 10^{-6}$	0.179	22.3	73.6
Опт. парам. синтез фильтра КС с аппроксимацией белым шумом (астатизм 2 порядка)	$W(j\omega) = \frac{2T\xi j\omega + 1}{T^2 j\omega^2 + 2T\xi j\omega + 1}$	$T = 100$ $\xi = 0.73$	0.238	-	0.238	16.8	55.5
Безынерционная обработка	$\hat{x} = a_1 y_1 + a_2 y_2$	$a_1 = 0.05882$ $a_2 = 0.94118$	-	-	0.238	16.8	1.05
Опт. финитно-временная оценка сигнала	$\hat{\mathbf{X}}^*(t) = \int_{t-T}^t \left[\mathbf{K}_X^{-1} + \int_{t-T}^t \mathbf{R}^T(s) \mathbf{C}_H^{-1} \mathbf{R}(s) ds \right]^{-1} \mathbf{R}^T(\tau) \times$ $\times \mathbf{C}_H^{-1} \mathbf{Y}(\tau) d\tau + \hat{\mathbf{x}}_{n_1}(t),$	$r = 4$	0.242	-	0.242	16.5	54.6
Опт. оценка на выходе фильтра Калмана	$\frac{d\hat{\mathbf{X}}_1^*(t)}{dt} = \mathbf{F}(t)\hat{\mathbf{X}}_1^*(t) + \mathbf{K}^*(t, t)[\mathbf{Y}(t) - \mathbf{C}(t)\mathbf{F}(t)\hat{\mathbf{X}}_1^*(t)],$ $t \geq t_0.$		0.163	-	0.163	24.5	81

По полученным данным можно сделать вывод о том, что наилучшую оценку с учетом только флуктуационных ошибок дает обработка с фильтром Калмана. В качестве рабочего варианта выберем параметрический синтез с астатизмом 1 порядка и аппроксимацией белым шумом. Он дает чуть менее

точную оценку, но значительно проще в реализации. Постоянная времени для получения минимальной ошибки составляет 56 с, что больше требуемой. Так как время переходного процесса не должно превышать 40 с, то выберем $T=13$ с и получим $D_{\text{сум}}=0.34$. Хотя метод параметрического синтеза с астатизмом 2 порядка и устраняет регулярную ошибку, но он дает большую флюктуационную ошибку при большей постоянной времени, и, вследствие незначительной регулярной ошибки для астатизма 1 порядка, не обеспечивает выигрыша в точности.

Эффективности комплексирования по каналам МК и ГПК можно оценить по следующим формулам:

$$\gamma_{\text{ГПК}} = \frac{\sigma_2^2 + \sigma_{a0}^2 + \sigma_{a1}^2 t^2}{D_{\text{сум}}}, \gamma_{\text{МК}} = \frac{\sigma_1^2}{D_{\text{сум}}}$$

При $T=13$ с для параметрического синтеза с аппроксимацией белым шумом и астатизмом 1 порядка $\gamma_{\text{ГПК}} = 38.9$, $\gamma_{\text{МК}} = 11.8$.

6 Анализ спектральных плотностей погрешностей измерителей и ошибок оценок

Спектральная плотность погрешностей измерителей определяется следующим образом:

$$S(\omega) := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} K(\tau) \cdot e^{-j\omega \tau} d\tau$$

$$T_w = 13$$

$$S1(\omega) := \frac{\sigma_1^2 \cdot \alpha_1}{\pi(\omega^2 + \alpha_1^2)}$$

$$W1(\omega) := \frac{1}{T \cdot i \cdot \omega + 1}$$

$$S2(\omega) := \frac{\sigma_2^2 \cdot \alpha_2}{\pi} \cdot \frac{\omega^2 + \alpha_2^2 + \beta_2^2}{(\omega^2 - \alpha_2^2 - \beta_2^2)^2 + 4 \cdot \omega^2 \cdot \alpha_2^2}$$

$$W2(\omega) := 1 - \frac{1}{T \cdot i \cdot \omega + 1}$$

$$c_2 := \frac{\sigma_1^2 \cdot \alpha_1}{\pi(\alpha_1^2)}$$

График спектральных плотностей погрешностей измерителей по 1 (МК) и 2 (ГПК) каналу представлены на рисунке 6.1.

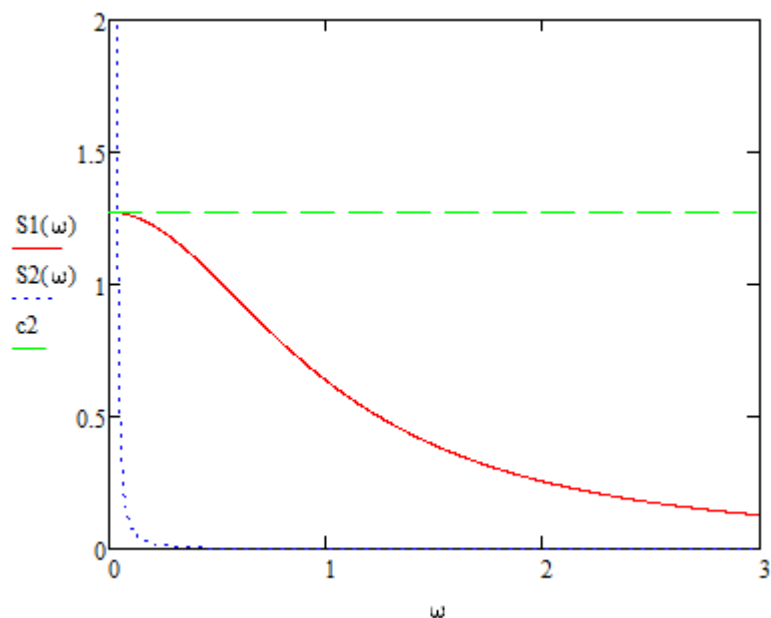


Рисунок 6.1 – График спектральных плотностей измерителей МК и ГПК

По полученному графику видно, что погрешность магнитного компаса более широкополосная, чем погрешность ГПК, что позволяет аппроксимировать погрешность МК белым шумом.

На рисунке 6.2 представлен график спектральных плотностей ошибок оценок измерителей.

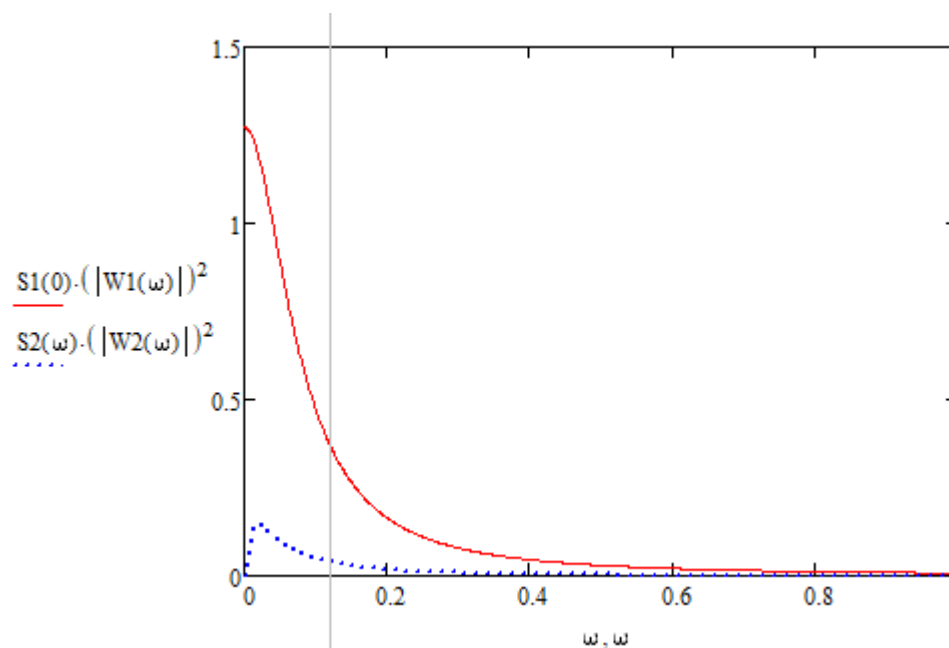


Рисунок 6.2 – График спектральных плотностей ошибок оценок измерителей

По полученному графику видно, что на выходе фильтра разностного сигнала погрешность МК значительно уменьшилась.

7 Расчет времени переходного процесса

Переходный процесс – реакция динамической системы на приложение к ней воздействия (с момента приложения этого воздействия до некоторого установившегося значения во временной области).

Для выбранного фильтра с передаточной функцией $W(j\omega) = \frac{1}{Tj\omega + 1}$ и постоянной времени $T = 13$ с время переходного процесса $\tau = 3 \cdot T = 39$ с. Полученное время переходного процесса удовлетворяет заданному времени ($39 < 40$ с). При этом дисперсия ошибки оценки $D_{\text{сум}} = 0.34$.

8 Исследование робастности КС

Робастность – малая чувствительность показателя качества к изменению параметров ИИС [4]. Показатель робастности можно определить следующим соотношением:

$$K_p = \frac{\Delta R / R^*}{\Delta b / b^*}, \quad (8.1)$$

где b^* - номинальное значение рассматриваемого параметра ИИС; ΔR - изменение показателя качества ИИС при отклонении рассматриваемого параметра от номинального значения на заданную величину Δb . Будем считать, что система робастна к изменению параметра ФРС, если $K_p < 0.3$.

По параметру T :

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.370496,$$

$$R(+10\%) = 0.314369$$

$$K_p = \frac{(0.370496 - 0.314369) / 0.339344}{(13 \cdot 1.1 - 13 \cdot 0.9) / 13} = 0.827$$

Система не робастна по параметру T .

По параметру K :

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.283066,$$

$$R(+10\%) = 0.406143$$

$$K_p = \frac{(0.406143 - 0.283066)/0.339344}{(1 \cdot 1.1 - 1 \cdot 0.9)/1} = 1.813$$

Система не робастна по параметру K .

9 Исследование помехозащищенности КС

В процессе работы ИИС ЛА на неё воздействуют внутренние и внешние помехи. Под помехой будем понимать любой дестабилизирующий фактор, действующий на сигнал и вызывающий потерю информации, т. е. помеха – это причина возникновения погрешности или сбоя.

Воздействие помех на ИИС приводит к появлению недопустимых погрешностей или даже к срыву функционирования систем. Поэтому важным свойством ИИС является помехозащищённость. Способность ИИС нормально функционировать (т. е. получать, обрабатывать, выдавать информацию) при наличии помех называется помехозащищённостью системы.

Показатель помехозащищенности можно определить следующим соотношением:

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta R/R^*}{\Delta a/a^*}, \quad (9.1)$$

где R^* – оптимальный показатель качества рассматриваемой ИИС при номинальных значениях параметров помех; a^* – номинальное значение рассматриваемого параметра помехи; ΔR – изменение показателя качества ИИС при отклонении рассматриваемого параметра от номинального значения на заданную величину Δa .

Будем считать, что система помехозащищенная к изменению параметра помехи, если $K_{\Pi} < 0.3$.

По параметру $\sigma_1 = 2$:

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.280883,$$

$$R(+10\%) = 0.40396$$

$$K_p = \frac{(0.40396 - 0.280883)/0.339344}{(2 \cdot 1.1 - 2 \cdot 0.9)/2} = 1.813$$

Система не помехозащищенная по параметру σ_1 .

По параметру $\alpha_1 = 1$:

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.373532,$$

$$R(+10\%) = 0.311372$$

$$K_p = \frac{(0.373532 - 0.311372)/0.339344}{(1 \cdot 1.1 - 1 \cdot 0.9)/1} = 0.916$$

Система не помехозащищенная по параметру α_1 .

По параметру $\sigma_2 = 0.5$:

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.280883,$$

$$R(+10\%) = 0.345991$$

$$K_p = \frac{(0.345991 - 0.333331)/0.339344}{(0.5 \cdot 1.1 - 0.5 \cdot 0.9)/0.5} = 0.187$$

Система помехозащищенная по параметру σ_2 .

По параметру $\alpha_2 = 0.01$:

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.336871,$$

$$R(+10\%) = 0.341764$$

$$K_p = \frac{(0.341764 - 0.336871)/0.339344}{(0.01 \cdot 1.1 - 0.01 \cdot 0.9)/0.01} = 0.072$$

Система помехозащищенная по параметру α_2 .

По параметру $\beta_2 = 0.01$:

$$R^* = 0.339344,$$

$$R(-10\%) = 0.338801,$$

$$R(+10\%) = 0.339942$$

$$K_p = \frac{(0.339942 - 0.338801) / 0.339344}{(0.01 \cdot 1.1 - 0.01 \cdot 0.9) / 0.01} = 0.017$$

Система помехозащищенная по параметру β_2 .

10 Расчет системы классификации

Комплексная система со встроенной подсистемой контроля изображена на рисунке 10.1.

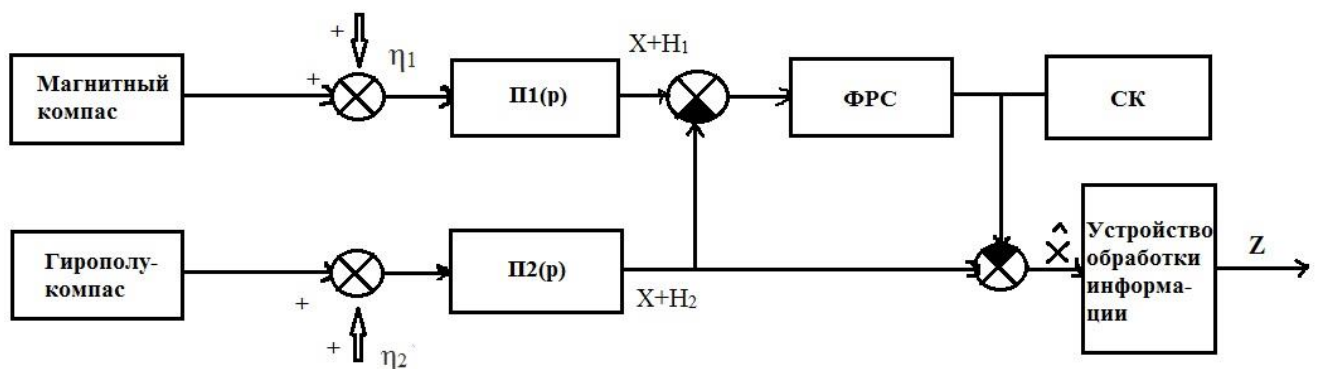


Рисунок 10.1 - Схема со встроенной подсистемой контроля

Исходные данные для расчёта параметров подсистемы контроля с учётом нормирования к среднеквадратическому отклонению определяются следующим образом:

$$Dl = \frac{X_{max} - X_{min}}{2\sigma_\varepsilon} = \frac{8}{0.5825} = 13.73 \text{ (поле допуска полезного сигнала)}$$

$$SNX = \frac{\sigma_X}{\sigma_\varepsilon} = \frac{3}{0.5825} = 5.15 \text{ (СКО сигнала)}$$

$\varepsilon = EPS = 0$ – изменение поле допуска на сигнал

$\eta = ETA = 0$ – систематическая ошибка при оценке полезного сигнала

Исследуем ошибки классификации КС. Параметры системы контроля считаются в программе CLASS2:

1) Риск заказчика $\alpha_i = 0,04719$

Риск изготовителя $\beta_i = 0,03393$

Суммарная ошибка $S = \alpha_i + \beta_i = 0,08112$

2) Вероятность нахождения сигналов в полях допусков $P0_i = 0,66826$

3) Достоверность по каналу «годен» $D_0 = 0,62107$

Достоверность по каналу «негоден» $D_1 = 0,29781$

11 Исследование робастности системы классификации

Исследование робастности системы классификации выполним с использованием программы CLASS3.

График зависимости суммарной ошибки $\alpha_i + \beta_i$ от параметра $\varepsilon = \text{EPS}$ в диапазоне $(-3;3)$ представлен на рисунке 11.1.

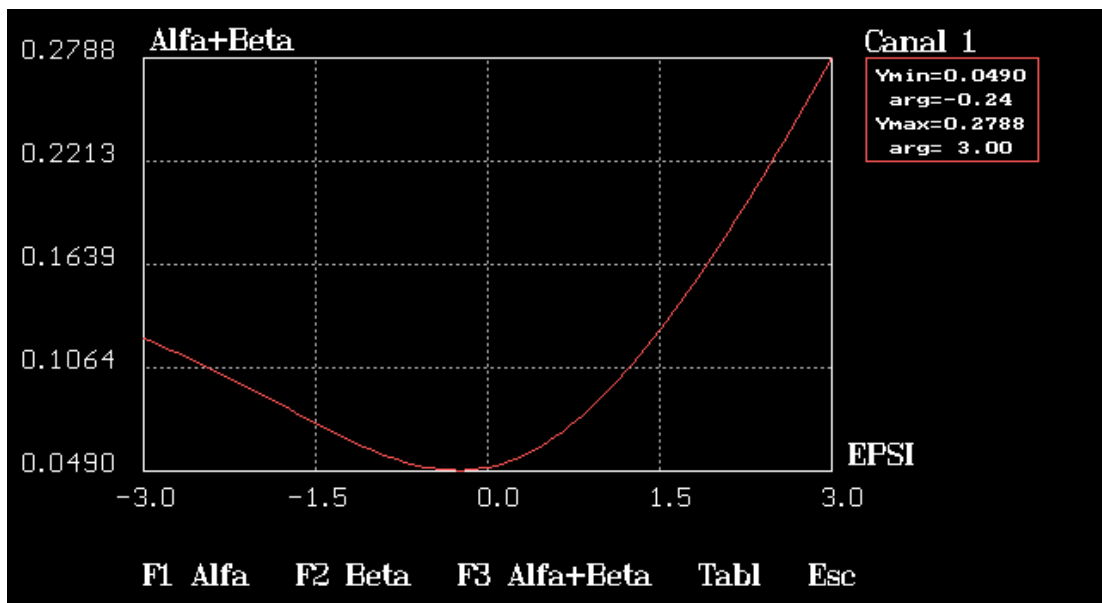


Рисунок 11.1 – График зависимости $\alpha_i + \beta_i$ от ε

По полученной зависимости можно сделать вывод о том, что минимум суммарной ошибки классификации получен при $\varepsilon = -0.24$. Это свидетельствует о том, что поле допуска $D1$ необходимо расширить в обе стороны.

По параметру $\varepsilon = -0.24$:

$$R^* = 0.0490,$$

$$R(\varepsilon = -0.42) = 0.049578,$$

$$R(\varepsilon = -0.06) = 0.049940$$

$$K_p = \frac{(0.04994 - 0.049578)/0.0490}{(-0.42 + 0.06)/-0.24} = 0.0049$$

Система робастна по параметру ε .

График зависимости суммарной ошибки $\alpha_i + \beta_i$ от параметра Dl в диапазоне (5;17) представлен на рисунке 11.2.

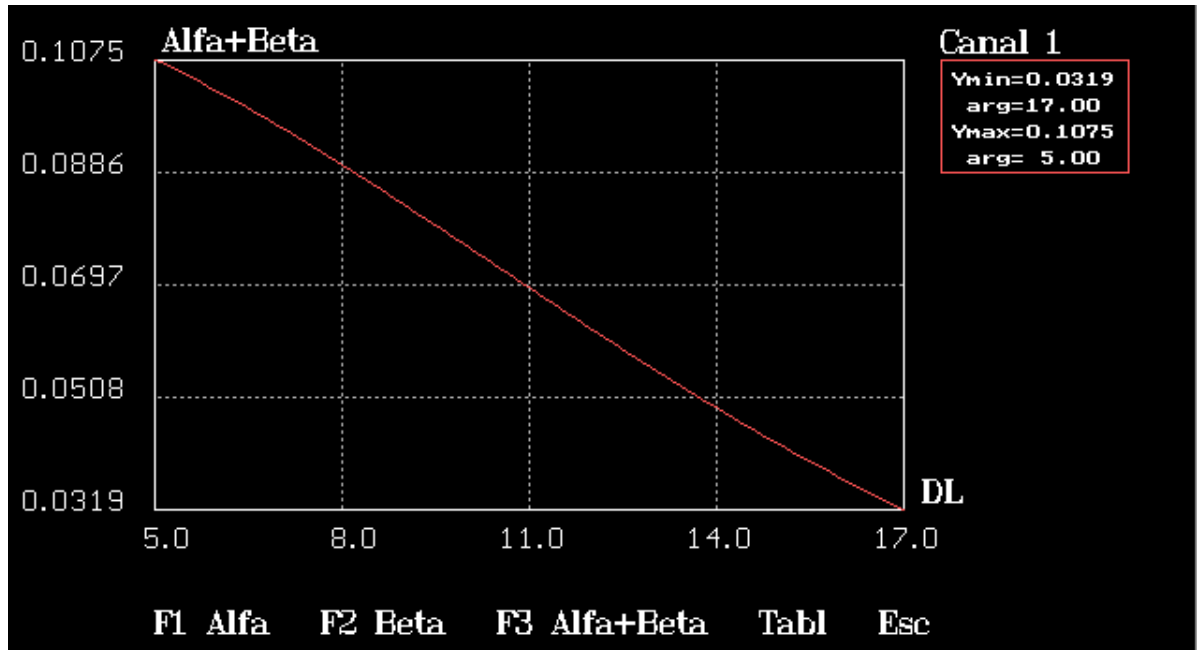


Рисунок 11.2 – График зависимости $\alpha_i + \beta_i$ от Dl

По параметру $Dl = 13.73$:

$$R^* = 0.0490,$$

$$R(Dl = 12.2) = 0.060773,$$

$$R(Dl = 15.2) = 0.049940$$

$$K_p = \frac{(0.060773 - 0.049940)/0.0490}{(15.2 - 12.2)/13.73} = 1.01$$

Система не робастна по параметру Dl .

12 Исследование помехозащищенности системы классификации

Исследование помехозащищенности системы классификации выполним с использованием программы CLASS3.

График зависимости суммарной ошибки $\alpha_i + \beta_i$ от параметра $\eta = \text{ETA}$ в диапазоне (-3;3) представлен на рисунке 12.1.

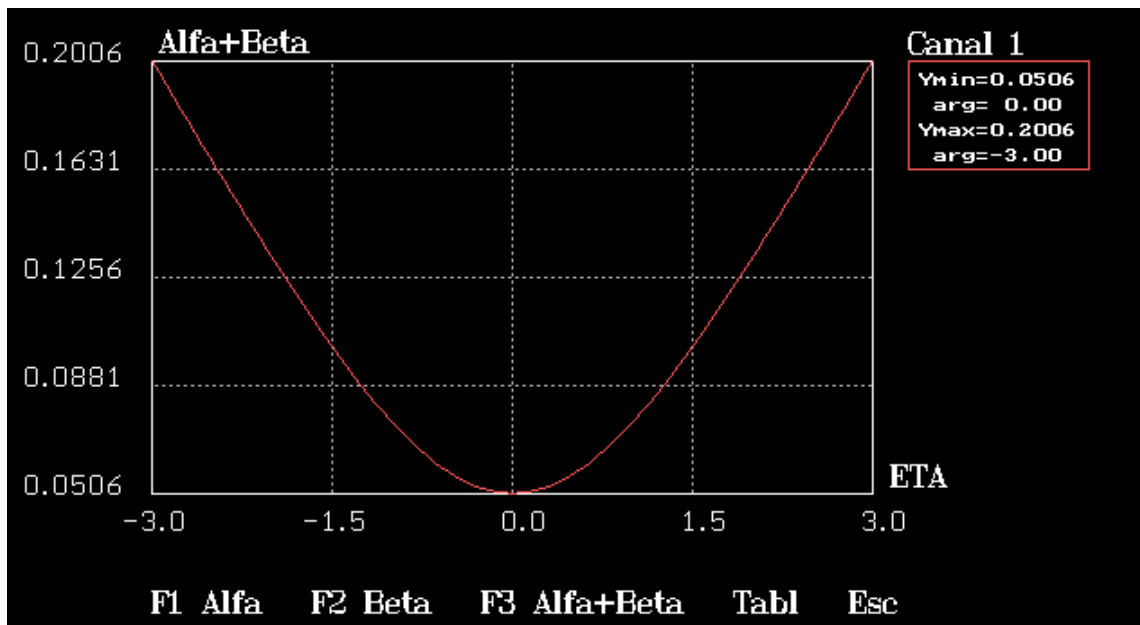


Рисунок 12.1 – График зависимости $\alpha_i + \beta_i$ от η

По полученной зависимости можно сделать вывод о том, что минимум суммарной ошибки классификации получен при $\eta = 0$.

По параметру $\eta = 0.06$:

$$R^* = 0.050725,$$

$$R(\eta = -0.36) = 0.054016,$$

$$R(\eta = 0.30) = 0.052989$$

$$K_p = \frac{(0.054016 - 0.052989)/0.050725}{(0.30 + 0.36)/0.06} = 0.0002$$

Система помехозащищена по параметру η .

График зависимости суммарной ошибки $\alpha_i + \beta_i$ от параметра SNX в диапазоне (3;25) представлен на рисунке 12.2.

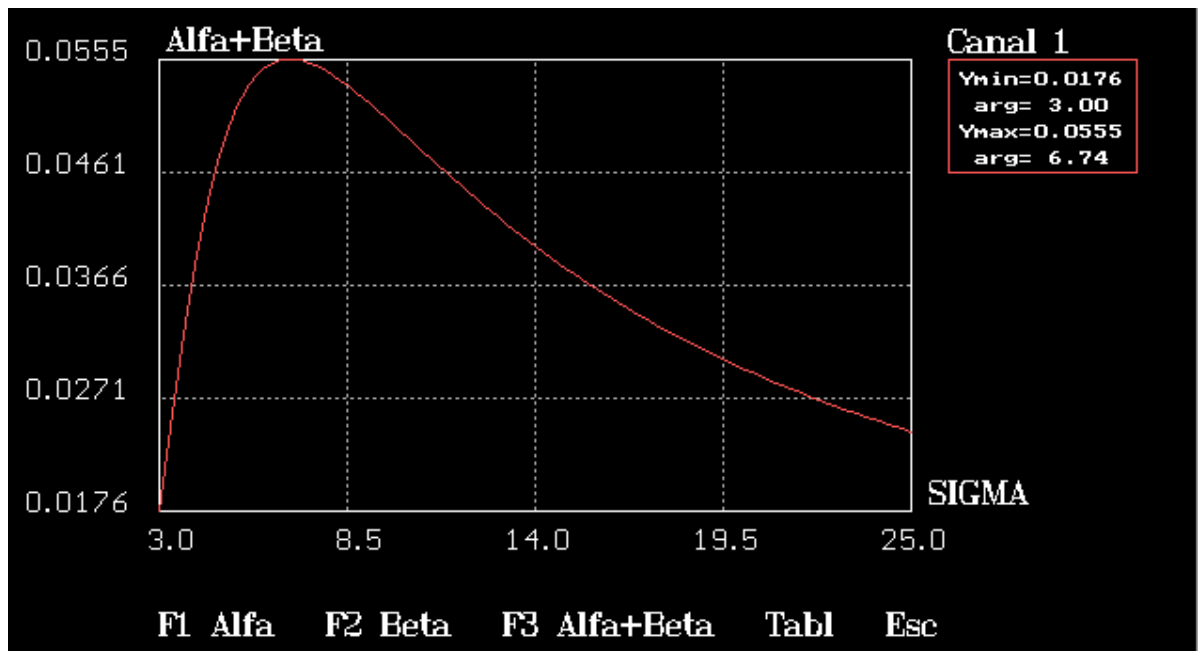


Рисунок 12.2 – График зависимости $\alpha_i + \beta_i$ от SNX

По параметру SNX = 5.15:

$$R^* = 0.0490,$$

$$R(\text{SNX} = 4.10) = 0.038973,$$

$$R(\text{SNX} = 6.30) = 0.055183$$

$$K_p = \frac{(0.055183 - 0.038973) / 0.0490}{(6.30 - 4.10) / 5.15} = 0.0164$$

Система помехозащищена по параметру SNX.

График зависимости суммарной ошибки $\alpha_i + \beta_i$ от параметра N (количество каналов) в диапазоне (1;50) представлен на рисунке 12.3. Справедливо для появления только ложных и необнаруженных отказов.

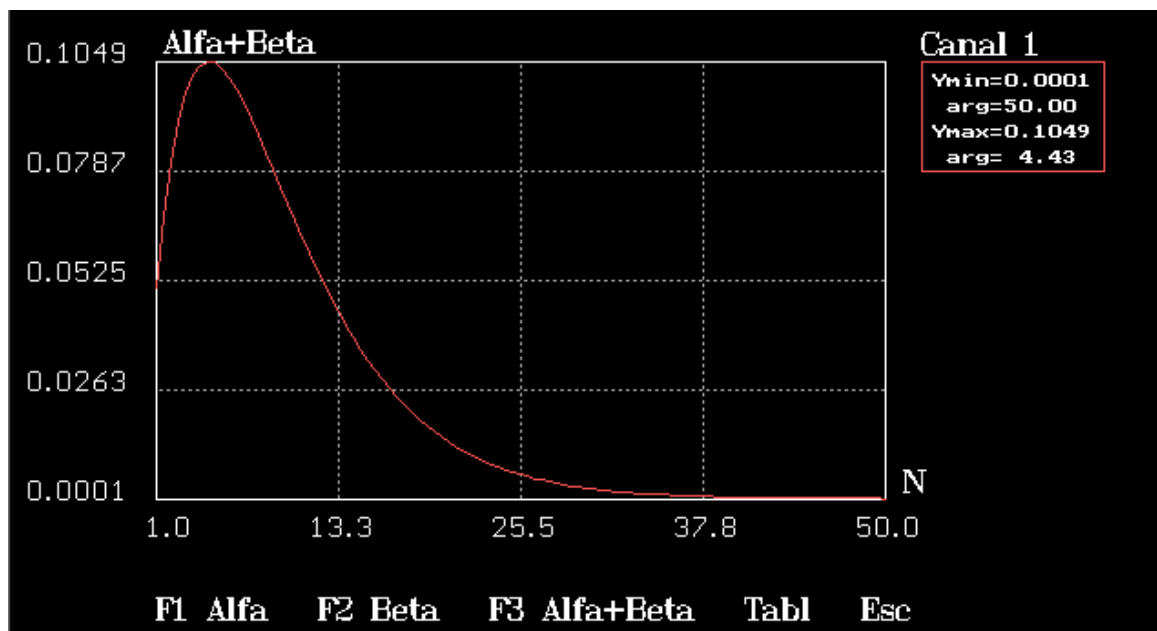


Рисунок 12.3 – График зависимости $\alpha_i + \beta_i$ от N

По рисунку 12.3 можно сделать вывод о том, что при увеличении количества каналов суммарная ошибка уменьшается.

13 Заключение

В ходе выполнения курсовой работы по проектированию инерционной комплексной системы измерения курса ЛА был произведен синтез комплексной двухкомпонентной системы. Сигналы, полученные с измерителей, представляют собой стационарные, эргодические, некоррелированные случайные процессы с заданными корреляционными функциями. Модель измерения линейная с аддитивной погрешностью, некоррелированной с x ($\hat{x} = x + \varepsilon_{\text{ош.оц.}}$). Были рассмотрены различные структурные схемы комплексной инвариантной системы. В качестве рабочей схемы была выбрана схема с фильтром разностного сигнала (рис.3.2.1).

Также был проведён анализ возможных видов синтеза комплексной системы. Из рассмотренных вариантов (табл. 5.1) самым точным является обработка с фильтром Калмана. Чуть менее точную оценку (с учетом флюктуационной и регулярной составляющей ошибки) дает параметрический синтез с аппроксимацией белым шумом и астатизмом 1 порядка, но он имеет

более простую реализацию. Таким образом, в качестве рабочего варианта был выбран параметрический синтез с аппроксимацией белым шумом (астатизм 1-ого порядка).

При синтезе комплексной системы была получена передаточная функция фильтра разностного сигнала $W(p) = \frac{1}{Tp+1}$, $T=56$ с. Из-за ограничения по длительности переходного процесса $\tau < 40$ с, пришлось уменьшить постоянную времени до значения $T=13$.

Для выбранного фильтра с передаточной функцией и постоянной времени $T = 13$ с время переходного процесса $\tau = 39$ с. Полученное время переходного процесса удовлетворяет заданному времени ($39 < 40$ с).

Также были получены графики зависимостей спектральных плотностей ошибок измерителей и ошибок оценок. Суммарная дисперсия ошибки оценки, равна 0.34 град^2 при эффективности по каналу магнитного компаса $\gamma_{\text{МК}} = 11.8$, а по каналу гирополукомпаса $\gamma_{\text{ГПК}} = 38.9$. При этом регулярная составляющая ошибки, накопленная за время полёта $t=3600$ с, при астатизме первого порядка будет иметь значение $1 \cdot 10^{-6} \text{ град}^2$.

Исследование робастности комплексной системы показало, что система не робастна по параметру T и K . При анализе помехозащищенности система оказалась не помехозащищённой по параметрам σ_1 , α_1 и помехозащищенной по параметрам σ_2 , α_2 , β_2 при критерии $K_p, K_n < 0.3$.

При исследовании ошибок классификации комплексной системы были найдены следующие значения: риск заказчика $\alpha_i = 0,04719$, риск изготовителя $\beta_i = 0,03393$, суммарная ошибка $S = \alpha_i + \beta_i = 0,08112$, вероятность нахождения сигналов в полях допусков $P0_i = 0,66826$, достоверность по каналу «годен» $D_0 = 0,62107$, достоверность по каналу «негоден» $D_1 = 0,29781$.

Проверка системы классификации на робастность и помехозащищённость показала, что система робастна по ε (изменению поля допуска) и не робастна по $D1$; помехозащищена по η и SNX при критерии $K_p, K_n < 0.3$.

14 Список литературы

1. Иванов Ю.П., Синяков А.Н., Филатов И.В. Комплексование информационно-измерительных устройств летательных аппаратов: учебное пособие для ВУЗов. - Ленинград «Машиностроение», 1984.

2. Захаров К.А., Гришаков Г.В., Фенога В.Н. Исследование курсовой системы «Гребень»: методические указания к выполнению лабораторных работ/ ГУАП. СПб, 2010г.

3. Селезнев В.П. Основы космической навигации: учебник. МГА имени адмирала Ф.Ф. Ушакова, 2008г.

4. Иванов Ю.П., Бирюков Б.Л. Информационно-статистическая теория измерений. Модели сигналов и анализ точности систем: учебное пособие / Ю.П. Иванов, Б.Л. Бирюков. – СПб.: ГУАП, 2008.

5. Виноградов А.В., Иванов Ю.П. Комплексование приборов и систем: методические указания к выполнению лабораторных работ с использованием ЭВМ / А.В. Виноградов, Ю.П. Иванов – СПб.: ГУАП, 1987.