

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ  
«МЭИ»

Институт ИРЭ  
Кафедра Расчетно-технических систем  
Специальность Радиотехника

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ  
Расчетно-пояснительная записка

Тема: Математическое моделирование и анализ характеристик системы частотной автоподстройки частоты при действии шумовой нагрузки с пропускными энергетическими спектрами

Дипломник ЭР-13-07 ИВ Малышев А.В.  
группа подпись фамилия, и., о.,

Руководитель проекта профессор С.Н.С. Лобсют Евелев Ю.А.  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Руководитель проекта от предприятия \_\_\_\_\_  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Консультант по экономической части \_\_\_\_\_  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Консультант по разделу "Охрана труда" доц. Клиев Коралев И.В.  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Консультант \_\_\_\_\_  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

Рецензент ассистент к.т.н. Кушков Кушков Р.С.  
должность звание подпись фамилия, и., о.,

“Проект допущен к защите”

Зав. кафедрой \_\_\_\_\_  
звание подпись фамилия, и., о.,

Дата \_\_\_\_\_ 20 \_\_\_\_ г



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ  
«МЭИ»

Институт ИРЭ Кафедра РТС

ЗАДАНИЕ  
НА ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ (работу)

Направление \_\_\_\_\_  
(номер и название)

Специальность 210300 Радиотехника  
(номер и название)

Специализация \_\_\_\_\_  
(номер и название)

Тема проекта (работы): Математическое моделирование и анализ характеристик системы частотной автоподстройки частоты при действии шумовой помехи с произвольным энергетическим спектром

Время выполнения проекта (работы) с \_\_\_\_\_ по \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.

Студент Малышев А.В. ЭР-13-07 \_\_\_\_\_  
фамилия, и., о., группа, подпись,

Руководитель проекта профессор С.Н.С. Евсеев Ю.А. \_\_\_\_\_  
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Руководитель от предприятия \_\_\_\_\_

Консультант \_\_\_\_\_  
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Консультант \_\_\_\_\_  
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Консультант \_\_\_\_\_  
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Зав. кафедрой \_\_\_\_\_  
подпись, дата

Место выполнения проекта кафедра радиотехнических систем

Москва

«1» 02 2013 г.



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

1. Провести математическое моделирование системы частотной автоподстройки частоты с учётом действия помехи с заданным спектром.
2. Составить алгоритм-программу моделирования системы автоподстройки с учётом действия шума с произвольным энергетическим спектром.
3. На математической модели получить характеристики системы для заданных параметров модели.
4. Подготовить расчётно-пояснительную записку.

Подпись руководителя проекта (работы) Лобский Дата 10.09.12

2. Задание по разделу Экологичность и Безопасность проекта  
(специализированная часть проекта)

Влияние антропогенного производственного фактора при работе за компьютером

Подпись консультанта Млиф Дата 12.11.12  
(специализированная часть проекта)

3. Задание по \_\_\_\_\_  
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта \_\_\_\_\_ Дата \_\_\_\_\_  
(специализированная часть проекта)

4. Задание по \_\_\_\_\_  
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта \_\_\_\_\_ Дата \_\_\_\_\_







## 6. Перечень графического материала

1. Цели и задачи. 2. Назначение системы ЧАП
3. Эп-ты и математическое описание системы ЧАП
4. Использование метода комплексных амплитуд
5. Базис простейших функц. элементов
6. Функциональная схема исследуемой системы ЧАП
7. Математическая модель системы
8. Дискретная модель системы
9. Результаты цифрового моделирования
10. Сигнал с ЛЧМ
11. Результаты моделирования
12. Практическая ценность

## 7. Рекомендуемая литература

- Ю.П. Борисов, А.А. Валчев, Ю.А. Евсиков. Моделирование радиотехнических систем методом комплексных амплитуд. изд. МЭИ 1991г.
- Ю.А. Евсиков, В.В. Чапурский. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. Москва Высшая школа 1977г.
- СВТервагов Радиотехника: Учебник для Вузов. М. Радио и связь 1982г.
- Ю.П. Борисов, А.А. Валчев, Ю.А. Евсиков. Автоматизированное проектирование радиотехнических устройств и систем. МЭИ 1984г.
- Евсиков Ю.А. статья "Прохождение фактурирующего сигнала и помех с произвольным энергетическим спектром через частотные дискриминаторы" 5 выпуск 1970г. Известия Вузов СССР - Радиоэлектроника.

## Краткие сведения о дипломнике:

Домашний адрес МО г. Черноголовка ул. Школьной д-р п. 19 кв. 158

Телефон служебный \_\_\_\_\_ домашний 8-916-961-23-27

**Примечание:** Задание брошюруется вместе пояснительной запиской и с отзывами руководителя и рецензента.



## Отзыв

научного руководителя на дипломный проект

студента группы ЭР-13-07 Малышева А.В.

"Математическое моделирование и анализ характеристик системы частотной автоподстройки частоты при совместном действии сигнала и шума"

В дипломном проекте Малышева А.В. в соответствии с заданием разработана математическая модель системы частотной автоподстройки частоты с частотным дискриминатором контурам и фазовращателем. Для нормировки уровня сигнала используется математическая модель сложного амплитудного ограничителя с изменяемым параметром, позволяющая моделировать реальные характеристики ограничителя, в том числе и идеальные.

Автор самостоятельно изучил методы моделирования радиотехнических устройств и систем на функциональном этапе проектирования с использованием комплексного описания радиосхем и папок и базиса простейших функциональных элементов.

Особую ценность составляют фортран-программы моделирования частотной автоподстройки частоты и результаты моделирования, которые можно рекомендовать для использования в дисциплине

"Математическое моделирование радиосистем и устройств"

Научный руководитель

проф.

30.12.13г.

Евсиков

Евсиков Ю.А.



## Отзыв рецензента

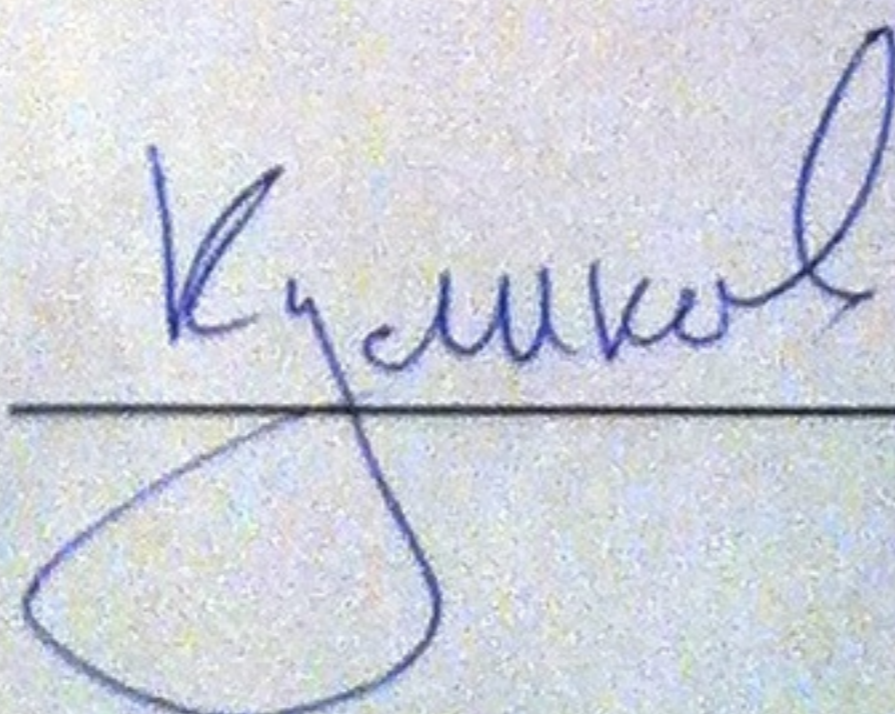
Дипломная работа студента Андрея Малышева посвящена математическому моделированию и исследованию характеристик системы ЧАП. Данная задача является актуальной, так как математическое моделирование – один из основных инструментов анализа переходных и нелинейных процессов в системах радиоавтоматики. В моделировании использован метод комплексных амплитуд; данный подход является приближённым, однако позволяет значительно сократить разрабатываемую программу и объём обрабатываемых данных (по сравнению с точным моделированием всех блоков системы частотной автоподстройки).

В начале работы представлен описательный материал из области радиоавтоматики вообще, и систем частотной автоподстройки, в частности. Далее представлен материал о методе комплексных амплитуд и базисе элементарных звеньев, обоснование актуальности использования для моделирования языка Fortran. Значительное внимание уделено описанию с помощью базиса элементарных звеньев системы частотной автоподстройки в концепции метода комплексных амплитуд. Представлен текст программы моделирования процессов в системе частотной автоподстройки методом комплексных амплитуд. Приведены результаты моделирования воздействия на систему частотной автоподстройки гармонического сигнала, смеси сигнала и шума, сигнала с линейной частотной модуляцией при вариации параметров амплитудного ограничителя, входящего в состав частотного дискриминатора. Сделаны выводы по результатам моделирования.

Автор продемонстрировал владение теоретическим материалом, методом комплексных амплитуд и навыками программирования, что является залогом успешного исследования характеристик систем радиоавтоматики (вне зависимости от среды разработки и языка программирования).

Несмотря на отдельные стилистические ошибки работа, в целом, производит положительное впечатление, а её автор, студент Андрей Малышев, заслуживает присвоения квалификации «специалист».

Рецензент



/асс. каф. РТС, к.т.н. Куликов Р.С./



Зав. кафедрой ЭКО,  
д.т.н., проф. Рогалева Н.Д.

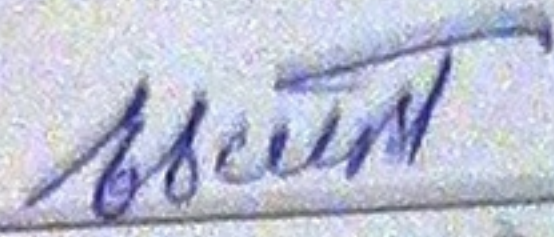
### Служебная записка

Дипломная работа ст. гр. ЭР-13-07 Малышева А.В. посвящена теоретическому исследованию системы частотной автоподстройки частоты и не содержит никаких разработок схемотехнического или конструкторско-технологического характера, а также прикладного программного обеспечения.

В связи с этим прошу Вашего разрешения освободить ст. гр. ЭР-13-07 Малышева А.В. от выполнения экономической части дипломной работы.

" 02 " 11 2012 г.

Руководитель дипломной работы,

  
(подпись)

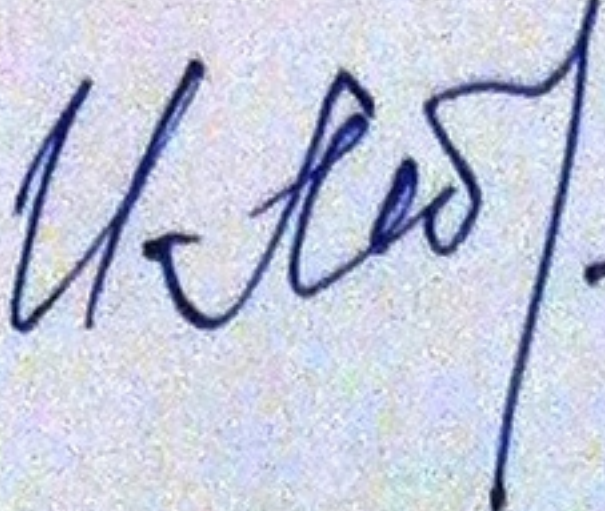
### Заключение

Дипломная работа ст.гр. ЭР-13-07 Малышева А.В. носит исключительно теоретический характер и не содержит данных, позволяющих выполнить экономическую часть на требуемом для дипломных проектов уровне.

В связи с этим ст. гр. ЭР-13-07 Малышева А.В. может быть освобожден от выполнения экономической части дипломной работы.

" 19 " ноябрь 2012 г.

Руководитель экономической части  
дипломных проектов на РТФ,  
доцент кафедры ЭКО,

 Лебедев И.П.



# *Дипломный проект*

*«Математическое моделирование и  
анализ характеристик системы  
частотной автоподстройки  
частоты при совместном  
действии сигнала и шума»*

*студент: Малышев А.В.*

*Научный руководитель: Евсиков Ю.А.*



## Оглавление

Введение.....	4
Принципы построения и классификация систем радиоавтоматики .....	5
Системы частотной автоподстройки.....	11
Элементы и математическое описание системы ЧАП .....	14
Свойства системы ЧАП как автоматической системы.....	21
О языке программирования FORTRAN.....	23
Применение метода комплексных амплитуд при моделировании РЭУС.....	27
Математические модели РЭУС на основе функциональных схем.....	28
Прохождение флюктуирующего сигнала и помехи с произвольным энергетическим спектром через частотные дискриминаторы.....	33
Моделирование функциональных звеньев РЭУС на основе базиса простейших функциональных элементов.....	37
Частотный детектор с контуром и фазовращателем .....	38
Перестраиваемый по частоте генератор.....	39
Сглаженный амплитудный ограничитель .....	40
Модель системы ЧАП.....	41
Функциональная схема исследуемой модели ЧАП:.....	43
Математическая модель системы ЧАП на основе метода комплексных амплитуд.....	44
Дискретная модель системы ЧАП.....	47
<i>Код программы FORTRAN</i> .....	49
Входное воздействие в виде сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом.....	51



Код FORTRAN программы при воздействии сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом: .....	51
Результаты цифрового моделирования.....	54
Результаты цифрового моделирования при входном воздействии сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом: .....	67
Влияние антропогенного производственного фактора (АПФ) при работе за компьютером.....	70
Анализ условий труда при моделировании системы ЧАП.....	72
Мероприятия по обеспечению условий труда. ....	78
Выводы:.....	78
Заключение .....	79
Список литературы .....	82



## Введение

В современных радиотехнических устройствах, используемых для целей радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления и в других областях, широко применяются автоматические системы. Они называются системами радиоавтоматики или радиоавтоматическими системами. Наибольшее распространение среди них получили системы фазовой и частотной автоподстройки, системы слежения за временным положением и направлением прихода радиосигнала. Такие системы используются в качестве следящих измерителей, демодуляторов, фильтров, пространственных и временных селекторов, для осуществления синхронизации в телевидении и в многоканальных системах передачи сообщений, при когерентном суммировании сигналов от нескольких источников, для стабилизации частоты генераторов, для стабилизации фазового набега в усилителях и для решения других многочисленных и разнообразных задач.

К распространенным на практике системам радио автоматике относится также широко используемая в радиоприемных устройствах система автоматической регулировки усиления.

Наряду с перечисленными системами автоматического регулирования в состав радиотехнических устройств часто включают радиоавтоматические системы контроля их состояния, например системы контроля наличия сигнала и соответствующего изменения режима работы устройства: перехода от режима поиска к слежению или от режима ожидания к режиму активной работы.

Системы радиоавтоматики являются важным классом систем автоматического управления, широко используемых в технике и народном хозяйстве нашей страны. Теория построения систем радиоавтоматики тесно смыкается с общей теорией автоматического управления. Уместно отметить



здесь, что в развитие теории и практики автоматического регулирования и управления большой вклад внесли отечественные ученые, изобретатели и инженеры.

Обладая несомненным сходством с другими, системами автоматического управления, системы радиоавтоматики имеют также ряд существенных особенностей, что и определяет выделение их в отдельный самостоятельный класс. В системах радиоавтоматики осуществляется обработка радиосигнала. Указанная обработка ведется радиотехническими методами с широким использованием радиоэлектронных приемно-усилительных, генерирующих и преобразующих устройств. При этом учитываются свойства радиосигнала, обусловленные применяемым методом его модуляции, наличием амплитудных, фазовых и других флюктуации, а также учитывается действие внутренних шумов радиоприемных устройств.

### **Принципы построения и классификация систем радиоавтоматики**

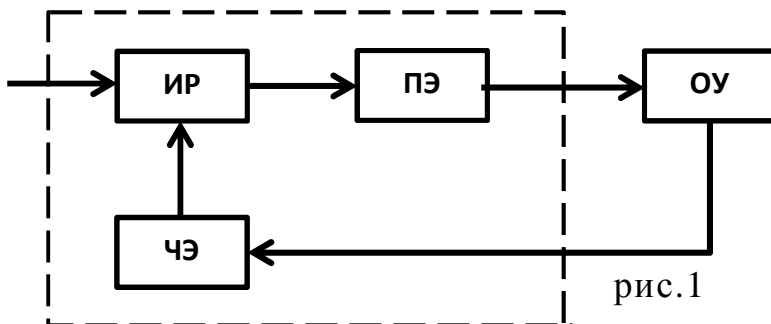
Системы радиоавтоматики весьма разнообразны и могут классифицироваться по целому ряду признаков. Одним из таких признаков, определяющим общее построение системы, является используемый в ней принцип управления (регулирования). Различают системы с управлением по рассогласованию (ошибке), с управлением по воздействию и системы с комбинированным управлением.

Принцип управления по рассогласованию поясним применительно к показанной на рис. 1 системе управления общего вида, которая может быть как автоматической, так и автоматизированной.

Объектом управления (ОУ) в рассматриваемой системе может быть техническое устройство, технологический процесс, предприятие



или даже целая отрасль народного хозяйства. Его состояние характеризуется управляемой величиной  $y(t)$ . В радиоавтоматической системе слежения за временным положением принимаемого импульсного радиосигнала, объектом управления является генератор стробирующих (селектирующих) импульсов, а управляемой величиной — временное положение этих импульсов. В системе автоматической регулировки усиления (АРУ) объектом управления является усилитель с переменным коэффициентом усиления, а управляемой величиной — амплитуда выходного напряжения усилителя.



На вход системы управления, изображенной на рис.1, поступает воздействие  $\lambda(t)$ , которое называют задающим. Задачей рассматриваемой системы управления является установление равенства между задающим воздействием и управляемой величиной  $y(t)$ . Информация об управляемой величине извлекается чувствительным элементом (ЧЭ) и поступает на измеритель рассогласования (ИР). При отклонении управляемой величины  $y(t)$  от задающего воздействия  $\lambda(t)$  возникает рассогласование (ошибка)  $x(t) = \lambda(t) - y(t)$ . Это рассогласование, выявленное измерителем рассогласования, создает на выходе преобразующего элемента (ПЭ) управляющий процесс  $Uy(t)$ , который поступает на объект управления и изменяет управляемую величину  $y(t)$  так, что модуль исходного рассогласования уменьшается. Как видно из приведенного описания, системы, в которых



реализуется принцип управления по рассогласованию, являются системами с отрицательной обратной связью. Наличие отрицательной обратной связи в таких системах приводит к образованию в них замкнутого контура управления, состоящего из регулятора (Per) и объекта управления (рис. 1).

В системах радиоавтоматики задающим воздействием является, как правило, параметр радиосигнала: фаза, частота, временное положение или направление прихода. Это приводит к некоторому отличию в построении указанных систем радиоавтоматики. Оно состоит в том, что на измеритель рассогласования подается не само задающее воздействие  $\lambda(t)$ , а радиосигнал  $U_c(t, \lambda)$ , одним из параметров которого является процесс  $\lambda(t)$ . На второй вход измерителя рассогласования поступает вырабатываемый объектом управления опорный сигнал  $U_{on}(t, y)$ , параметром которого является управляемая величина  $y(t)$ . Чувствительный элемент в системе управления при этом может отсутствовать. В результате нелинейного преобразования сигналов  $U_c(t, \lambda)$  и  $U_{on}(t, y)$ , поступивших на входы измерителя рассогласования, на его выходе образуется напряжение, зависящее от величины рассогласования  $x(t)$ , равной  $\lambda(t) - y(t)$ .

Дальнейший процесс управления в системе радиоавтоматики протекает так же, как и в системе, показанной на рис. 1

Система с управлением по воздействию изображена на рис. 2. В этой системе задающее  $\lambda(t)$  преобразуется регулятором (Per) в управляющий процесс  $u_y(t)$ , который изменяет состояние объекта управления (ОУ). Характеристики регулятора выбирают так, чтобы получить необходимое изменение управляемой величины  $y(t)$ . Примером радиоавтоматической системы описанного типа является система автоматической регулировки усиления «вперед» ,



предназначенная для стабилизации амплитуды сигнала на выходе усилителя.

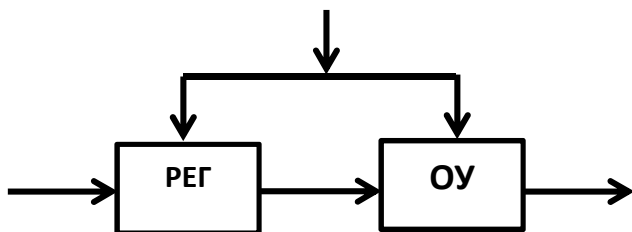


Рис.2

В системе, показанной на рис. 2, информация об управляемой величине  $y(t)$  не поступает на регулятор. Поэтому обратная связь в такой системе управления отсутствует и она получается разомкнутой. Системы управления разомкнутого типа имеют ряд недостатков. Обычно в системе кроме задающего воздействия  $\lambda(t)$  присутствуют мешающие. В разомкнутой системе управления они не контролируются и приводят к отклонению управляемой величины от желаемого значения. Это имеет место также при изменении параметров регулятора и объекта управления по сравнению с их расчетными значениями.

В описанных ранее системах, использующих принцип управления по рассогласованию, первоначальное рассогласование уменьшается независимо от причины, вызвавшей его появление. Как следствие, такие системы менее критичны к изменению их параметров и наличию мешающих воздействий. Это обстоятельство является очень важным. Поэтому системы радиоавтоматики, как и большинство других систем автоматического управления, строятся обычно с управлением по рассогласованию.

Достоинством систем с управлением по воздействию является принципиальная возможность получения требуемого поведения уп-



правляемой величины  $y(t)$  при нулевой ошибке  $x(t)$ . В связи с этим иногда применяются системы с комбинированным управлением, сочетающие в себе управление по рассогласованию и по задающему воздействию. В системах с комбинированным управлением могут также сочетаться управление по рассогласованию и управление мешающему воздействию (возмущению), которое проводится с целью компенсации влияния этого возмущения на объект управления.

Системы радиоавтоматики можно классифицировать также по характеру задающего воздействия, выделяя при этом системы стабилизации, программного управления и следящие системы. В системах стабилизации задающее воздействие является постоянной величиной. В системах программного управления оно описывается детерминированной функцией времени, в следящих системах — случайной функцией времени. Следящие системы являются наиболее распространенным типом систем радиоавтоматики. Методы их анализа полностью применимы к системам стабилизации и программного управления.

Важным признаком, используемым при классификации систем радиоавтоматики, является вид параметра радиосигнала, рассматриваемого в качестве задающего воздействия. Таким параметром, как уже отмечалось, может быть фаза, частота, временное положение, направление прихода радиосигнала. Соответственно выделяют системы фазовой, частотной, временной и угловой автоподстройки. В зависимости от используемого параметра радиосигнала изменяется ряд функциональных элементов системы радиоавтоматики, и в первую очередь измеритель рассогласования (дискриминатор).

Системы радиоавтоматики классифицируют еще по ряду признаков. В зависимости от характера уравнения, описывающего процесс



управления, различают системы непрерывные или дискретные, линейные или нелинейные, стационарные (с постоянными параметрами) или нестационарные (с переменными параметрами). В зависимости от поведения в условиях априорной неопределенности статистических характеристик задающего воздействия и помех системы радиоавтоматики делят также на минимаксные, адаптивные, инвариантные и т. п.

Конкретная система радиоавтоматики может иметь ряд из перечисленных признаков. Она может быть, например, линейной стационарной непрерывной системой слежения за фазой сигнала.

Важную и быстро растущую группу составляют цифровые системы радиоавтоматики, построенные с использованием элементов и устройств цифровой вычислительной техники. В противоположность им нецифровые системы называют часто аналоговыми. Осуществляемое в цифровых системах преобразование процессов в цифровую форму связано с дискретизацией их по времени и квантованием (дискретизацией) по уровню. Так как квантование по уровню является нелинейной операцией, цифровые системы с точки зрения их математического описания являются дискретными нелинейными системами.

Приведенная классификация систем радиоавтоматики в силу их многообразия не является, конечно, исчерпывающей, но учитывает многие основные особенности их построения и математического описания.



## Системы частотной автоподстройки

Системы частотной автоподстройки (ЧАП) применяются в радиоприемных устройствах для поддержания постоянной промежуточной частоты сигнала, используются для стабилизации частоты генерируемых колебаний, применяются в качестве узкополосных перестраиваемых по частоте фильтров и в качестве демодуляторов частотно-модулированных колебаний с обратной связью по частоте. Упрощенная функциональная схема супергетеродинного приемника, в котором для стабилизации промежуточной частоты сигнала используется система ЧАП, показана на рис.1.

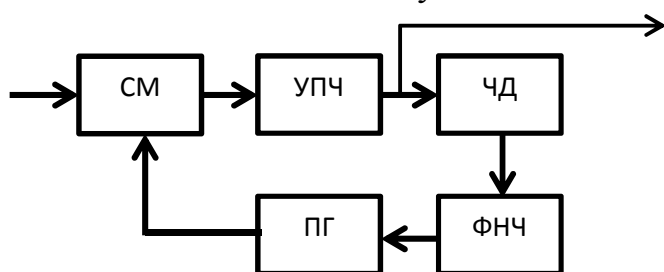


Рис.1

В этом приемнике входной сигнал  $u_c(t)$  преобразуется в смесителе (СМ) на промежуточную частоту, усиливается усилителем промежуточной частоты (УПЧ) и поступает на последующие каскады приемника (детектор, фильтр низких частот). При отсутствии системы автоподстройки взаимная нестабильность частот входного сигнала и гетеродина может приводить к уходу промежуточной частоты сигнала за пределы полосы пропускания УПЧ и нарушению нормальной работы приемника. Система ЧАП, включаемая в состав приемника для устранения этого явления, работает следующим образом. Напряжение с выхода УПЧ (рис.1) подается на устройство, называемое частотным дискриминатором (ЧД). При появлении отклонения  $\Delta\omega$  промежуточной частоты сигнала от ее номинального значения, которое совпадает с центральной частотой УПЧ, на выходе дискриминатора возникает напряжение, зависящее от величины и знака отклонения  $\Delta\omega$ .



Выходное напряжение дискриминатора, пройдя через фильтр нижних частот (ФНЧ), поступает на подстраиваемый генератор (ПГ) и изменяет его частоту, а следовательно, и промежуточную частоту сигнала так, что исходное рассогласование  $\Delta\omega$  уменьшается.

В результате работы системы ЧАП промежуточная частота сигнала поддерживается близкой к центральной частоте УПЧ. Это позволяет существенно уменьшить влияние взаимной нестабильности частот передатчика и гетеродина, сузить полосу УПЧ и повысить качество приема.

Системы ЧАП применяются также в качестве автоматически перестраиваемых по частоте (следающих) фильтров, осуществляющих частотную селекцию сигнала. Функциональная схема системы ЧАП, используемой для этой цели, совпадает с изображенной на рис.1. Точка съема отфильтрованного напряжения при этом выбирается в зависимости от того, требуется ли сохранить в процессе фильтрации неизменной амплитуду сигнала или такое требование не предъявляется. Если полезная информация заключена в амплитуде сигнала и ее необходимо сохранить, то нужно использовать амплитудное детектирование. Напряжение снимается с выхода амплитудного детектора. Полоса пропускания фильтра, построенного с использованием системы ЧАП, равна при этом полосе пропускания УПЧ. При изменении центральной частоты входного сигнала в результате работы системы ЧАП изменяется частота гетеродина и фильтр автоматически настраивается на новое значение частоты сигнала.

В доплеровских системах измерения скорости подвижных объектов полезное сообщение заключено в частоте принимаемого сигнала. В этом случае при использовании системы ЧАП в качестве следающего фильтра выходным напряжением фильтра может служить напряжение подстраиваемого генератора. Фильтрация осуществляется следующим образом. Смесь сигнала и шума на входе системы ЧАП можно представить в виде результирующего колебания, имеющего вызванную шумом частотную и



амплитудную модуляцию. При неблагоприятном отношении сигнал/шум глубина шумовой модуляции может быть значительной. Параметры системы ЧАП, определяющие ее быстродействие, выбираются так, чтобы колебания подстраиваемого генератора отслеживали медленные изменения частоты полезного сигнала и возможно меньше отслеживали сравнительно быстрые изменения частоты результирующего входного колебания, обусловленные действием шума. При выполнении этих требований колебания подстраиваемого генератора воспроизводят изменения частоты полезного сигнала. В то же время они имеют значительно меньшую глубину шумовой частотной модуляции и более узкий спектр, чем результирующее колебание на входе и могут поэтому рассматриваться как результат фильтрации системой ЧАП полезного сигнала из смеси с шумом.

Полоса пропускания построенного таким способом автоматически перестраиваемого по частоте фильтра зависит от быстродействия системы частотной автоподстройки и может составлять единицы и доли герц. Дальнейшее сужение полосы пропускания ограничивается появлением ошибок в воспроизведении изменений частоты полезного сигнала.

Информация об амплитуде и начальной фазе сигнала при рассматриваемом способе фильтрации теряется. Частота колебаний подстраиваемого генератора при безошибочной работе системы ЧАП отличается от частоты сигнала на постоянную величину, равную номинальному значению промежуточной частоты  $\omega_{пр0}$ . Однако этот сдвиг при измерении частоты полезного сигнала не играет существенной роли, так как заранее известен и может быть легко учтен при обработке результатов измерения.



## Элементы и математическое описание системы ЧАП

Система частотной автоподстройки, изображенная на рис. 3, является замкнутой системой автоматического управления. Ее можно рассматривать как систему стабилизации промежуточной частоты сигнала, в которой задающим воздействием является номинальное значение этой частоты, или как следящую систему, в которой задающим воздействием является значение частоты входного сигнала. При анализе поведения системы ЧАП последний подход оказывается несколько более удобным. Он и используется в дальнейшем изложении.

Для анализа свойств системы ЧАП (устойчивости, быстродействия, точности слежения и других) необходимо располагать ее математическим описанием. Чтобы получить его, познакомимся подробнее с отдельными элементами системы ЧАП, обращая основное внимание на ту роль, которую они играют в процессе управления частотой подстраиваемого генератора.

Во многих случаях скорость протекания переходных процессов в резонансных контурах смесителя, УПЧ, частотного дискриминатора, а также в нагрузке частотного дискриминатора много выше, чем в фильтре нижних частот. При этом смеситель, УПЧ и дискриминатор можно считать безынерционными элементами.

Преобразование частоты входного сигнала, выполняемое в смесителе, описывается тогда соотношением  $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$

Где  $\omega_{\text{пр}}$  — промежуточная частота сигнала,  $\omega_c$  и  $\omega_r$  — частоты сигнала и подстраиваемого генератора соответственно.

Отклонение  $\Delta\omega$  промежуточной частоты сигнала от ее номинального значения  $\omega_{\text{пр}0}$  определяется равенством  $\Delta\omega = \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{пр}0}$

При указанном выше условии безынерционности УПЧ частоты сигналов на его входе и выходе совпадают.



В качестве частотного дискриминатора системы ЧАП используются те же устройства: частотные детекторы с расстроенными контурами, частотные детекторы с фазовым детектированием и другие, которые применяются и для демодуляции частотно-модулированных колебаний. Заметим, что различие терминов частотные детекторы и частотные дискриминаторы связано в основном с применением указанных устройств либо для демодуляции частотно-модулированных колебаний, либо в составе систем частотной автоподстройки и не является принципиальным.

Выходное напряжение частотного дискриминатора при действии на его входе сигнала и внутреннего шума приемника можно представить в виде суммы математического ожидания (среднего значения) и центрированной случайной составляющей.

$$U_d(t) = M[U_d(t)] + \xi(t, \Omega) = F(\Omega) + \xi(t, \Omega)$$

где  $M[U_d(t)] = F(\Omega)$  - математическое ожидание выходного напряжения, зависящее от расстройки  $\Omega$ ;  $M$  — обозначение операции вычисления математического ожидания,  $\xi(t, \Omega)$  — флюктуационная составляющая напряжения  $U_d(t)$ ;  $\Omega$  — расстройка промежуточной частоты сигнала по отношению к переходной (центральной) частоте  $\omega_{\text{п}}$  дискриминатора, равная  $\Omega = \omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{п}}$

Зависимость  $F(\Omega)$  математического ожидания выходного напряжения частотного дискриминатора от расстройки  $\Omega$  называют дискриминационной характеристикой. Качественный характер ее показан на рис. 4.

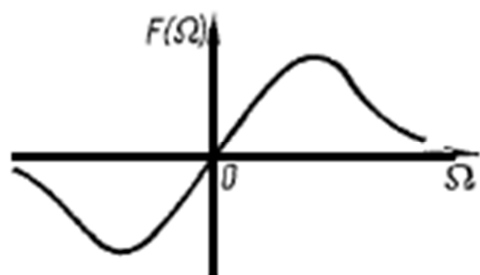


рис.4



Форма функции  $F(\Omega)$ , а также характеристики случайного процесса  $\xi(t, \Omega)$  зависят от типа и параметров УПЧ и частотного дискриминатора, отношения сигнал-шум в полосе УПЧ, наличия и характера флюктуации сигнала и от других факторов. При малых рассогласованиях  $\Omega$  дискриминационная характеристика линейна  $F(\Omega) = S_d \Omega$ , где  $S_d$  — крутизна дискриминационной характеристики.

Для того чтобы на выходе дискриминатора формировалось напряжение, зависящее от величины отклонения  $\Delta\omega$  промежуточной частоты от ее номинального значения  $\omega_{пр0}$ , переходную частоту  $\omega_n$  стремятся сделать равной  $\omega_{пр0}$ . При этом, отклонения промежуточной частоты сигнала по отношению к переходной частоте дискриминатора и по отношению к ее номинальному значению равны между собой, т. е. выполняется равенство

$\Omega = \Delta\omega$ . Однако изменения питающих напряжений, температуры, давления, влажности приводят к тому, что частоты  $\omega_{пр0}$  и  $\omega_n$  могут различаться на некоторую величину, характеризующую нестабильность переходной частоты дискриминатора. Тогда

$$\omega_n = \omega_{пр0} + \delta\omega$$

Из этих формул следует, что связь между расстройками  $\Omega$  и  $\Delta\omega$  определяется в этом случае равенством

$$\Omega = \omega_{пр} - \omega_n = \Delta\omega - \delta\omega$$

Фильтр нижних частот, включаемый на выходе частотного дискриминатора, является, как правило, линейным устройством и описывается линейным дифференциальным уравнением. При использовании однозвенного RC-фильтра оно имеет вид

$$T_\Phi du_\Phi / dt + u_\Phi(t) = u_d(t)$$



Где  $T_{\Phi} = RC$  постоянная времени фильтра;  $u_{\Phi}(t)$  —напряжение на выходе фильтра.

Обозначив оператор дифференцирования  $d/dt$  через  $p$ , уравнение можно записать в виде  $(T_{\Phi}p + 1)u_{\Phi}(t) = u_{д}(t)$

или более компактно

$$u_{\Phi}(t) = \frac{1}{1+T_{\Phi}p} u_{д}(t) \quad K_{\Phi}(p)u_{д}(t) \quad \text{или} \quad u_{\Phi}(t) = K_{\Phi}(p)u_{д}(t)$$

где  $K_{\Phi}(p)$ —операторный коэффициент передачи фильтра.

Структура, т. е. вид операторного коэффициента передачи  $K_{\Phi}(p)$ , и параметры фильтра нижних частот системы ЧАП зависят от ее назначения. В системах частотной автоподстройки вещательных приемников обычно используют RC-фильтры. Их постоянная времени  $T_{\Phi}$  выбирается так, чтобы на выход фильтра проходили медленные изменения выходного напряжения дискриминатора, вызванные уходами промежуточной частоты сигнала. Флюктуационная составляющая выходного напряжения дискриминатора, а также составляющая этого напряжения, вызванная амплитудной и частотной модуляцией сигнала полезным сообщением, должны в фильтре подавляться. Фильтры нижних частот, используемые в системах частотной автоподстройки радиолокационных приемников, обычно содержат интеграторы. Определенное распространение в этих системах получили фильтры, в состав которых входят два интегратора. Операторный коэффициент передачи таких фильтров  $K_{\Phi}(p) = \frac{k_{и2}(1+T_1p)}{p^2}$ . Вид операторного коэффициента передачи фильтра нижних частот существенно влияет на свойства системы частотной автоподстройки.

Изменение частоты подстраиваемого генератора достигается подключением к контуру генератора управляющего элемента, обладающего регулируемым реактивным сопротивлением. В качестве такого элемента может использоваться, например, варикап. Варикапом называют запертый



полупроводниковый диод, емкость  $p-n$  перехода которого зависит от величины запирающего напряжения. Простейшая схема подключения варикапа к контуру генератора показана на рис. 5. Емкость варикапа регулируется напряжением  $u_{\Phi}$ , снимаемым с выхода фильтра нижних частот системы. Напряжение, поступающее с делителя, образованного резисторами  $R1, R2$ , обеспечивает запираение диода как при отрицательных, так и при положительных значениях напряжения  $u_{\Phi}$ . Конденсаторы  $C1, C2$  являются блокировочными.

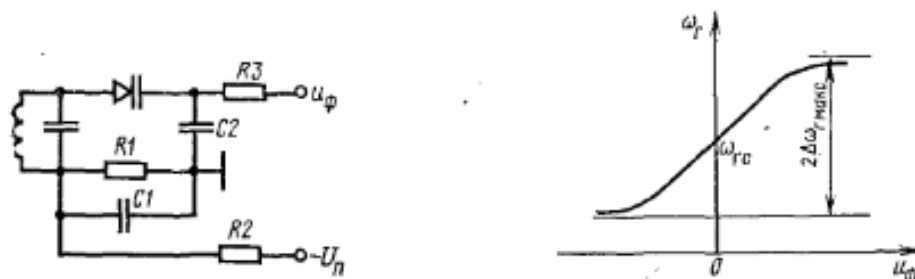


Рис. 5 Рис.6

Зависимость (рис. б) частоты подстраиваемого генератора от управляющего напряжения, поступающего с выхода ФНЧ системы, называют регулировочной характеристикой. Важным ее параметром является величина  $\Delta\omega_{r \text{ макс}}$  максимально возможного изменения частоты генератора под действием управляющего напряжения. При малых величинах напряжения  $u_{\Phi}$  регулировочная характеристика линейна и описывается выражением

$$\omega_r = \omega_{rc} + S_p u_{\Phi}$$

где  $S_p$  — крутизна регулировочной характеристики,  $\omega_{rc}$  — значение собственной частоты генератора при отсутствии управляющего напряжения.

Частота  $\omega_{rc}$  с учетом ее нестабильности  $\delta\omega_{rc}$  определяется равенством

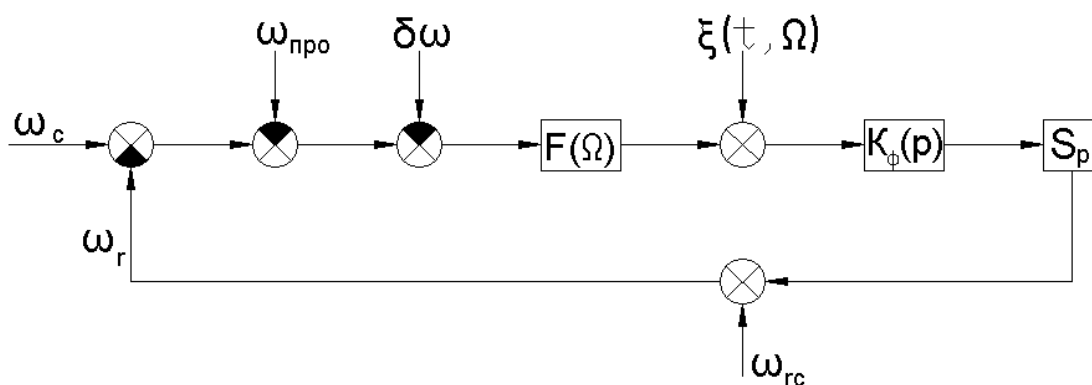
$$\omega_{rc} = \omega_{r0} + \delta\omega_{rc} = \omega_{c0} - \omega_{пр0} + \delta\omega_{rc}$$

Где  $\omega_{r0}, \omega_{c0}$  — номинальные значения частот подстраиваемого генератора (гетеродина) и сигнала.



Вышеописанные соотношения описывают процесс управления в системе частотной автоподстройки. Их можно отобразить в виде структурной схемы. Структурной схемой системы автоматического управления принято называть такую, в которой каждой математической операции, описывающей процесс управления, соответствует определенное звено. Структурная схема является, следовательно, формой представления математического описания системы и весьма удобна для ее анализа.

Структурная схема системы ЧАП, построенная на основании вышеуказанных формул, имеет вид, показанный на рис. 7. Сумматор изображен на нем в виде кружка, разделенного на секторы.



**Рис.7**

Затененный сектор сумматора отображает операцию вычитания. Если при исследовании системы ЧАП ввести в рассмотрение отклонения  $\delta\omega_c$   $\delta\omega_r$  частот сигнала и гетеродина от их номинальных значений

$$\delta\omega_c = \omega_c - \omega_{c0} \quad \delta\omega_r = \omega_r - \omega_{r0}$$

а также положить нестабильность переходной частоты дискриминатора равной нулю, то структурная схема системы ЧАП упрощается и принимает вид, изображенный на рис.8.

Структурные схемы, показанные на рис. 7 и 8, позволяют проанализировать процессы, происходящие в системе частотной автоподстройки.



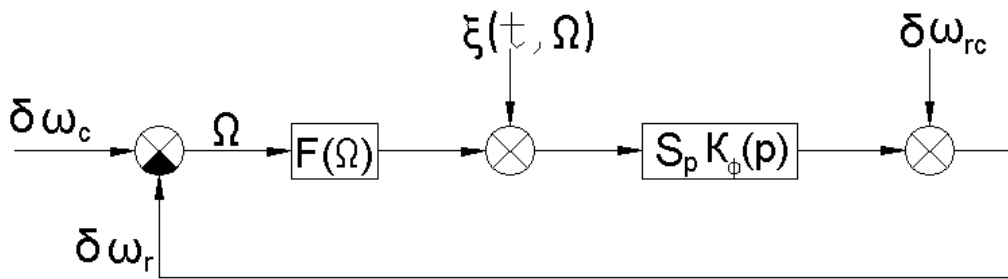


Рис.8

В зависимости от задачи исследования и условий работы системы они могут дополнительно упрощаться или усложняться. Так, если величина рассогласования  $\Omega$  мала, то нелинейную характеристику дискриминатора  $F(\Omega)$  можно заменить более простой линейной характеристикой. При анализе устойчивости системы может оказаться необходимым учет инерционности УПЧ и частотного дискриминатора. Структурная схема системы при этом несколько усложняется.



## Свойства системы ЧАП как автоматической системы

Важнейшими свойствами системы ЧАП, рассматриваемой как автоматической системы, являются устойчивость, быстродействие и точность действия.

*Устойчивость* является основным условием работоспособности системы ЧАП. Это связано с тем, что система ЧАП, являясь замкнутой автоматической системой, способна к самовозбуждению. Процесс самовозбуждения начинается со случайного изменения частоты (гетеродина, сигнала или промежуточной), вызывающей появление напряжения на выходе ЧД. Если это напряжение, преобразованное в регулирующее напряжение, поддерживает первоначальное отклонение частоты, то система ЧАП является неустойчивой. Неустойчивость системы проявляется в виде паразитной частотной модуляции сигнала по отношению к изменению частот сигналов, поступающих на их входы.

Из характеристического уравнения  $a_0 p + a_1 = 0$

где  $a_0 = t$ ,  $a_1 = 1$ . следует, что в соответствии с критерием Гурвица при малых расстройках и учете инерционности только ФНЧ система ЧАП устойчива.

При исследовании устойчивости системы ЧАП необходимо принимать во внимание инерционность УПЧ и частотного дискриминатора. Это вызвано тем, что их инерционность вызывает дополнительные фазовые сдвиги сигнала в контуре обратной связи, которые могут вызвать самовозбуждение системы.

Помимо устойчивости нормально функционирующая автоматическая система должна удовлетворять также определенным требованиям, предъявляемым к качеству ее работы. Функционирование системы ЧАП оценивается показателями качества, характеризующими ее точность



действия и быстродействие. Эти показатели, а также запас устойчивости можно определить по переходной характеристике, которая определяется как

отклик системы ЧАП на задающее воздействие вида  $\delta f_c = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ \text{const} & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$

*Быстродействие* системы ЧАП определяется по длительности переходного процесса. Величина времени установления  $t_{уст}$  определяется как время, прошедшее от момента приложения на вход ступенчатой функции до момента, после которого имеет место неравенство

$$|f_{пр}(t) - f_{пр}(\infty)| \leq \Delta \text{ при } t \geq t_{уст},$$

где  $\Delta$  – допустимая ошибка вхождения в установившийся режим, представляющая собой заданную малую величину, равную, например,  $0,1\delta f_c$ . Время установления исследуемой системы для данной ошибки  $\Delta$  с учетом неравенства вычисляется по формуле  $t_{уст} = 2,3t$ .

*Точность действия* системы ЧАП определяется в установившемся режиме. Так как исследуемая система имеет астатизм первого порядка, то статическая ошибка равна нулю. Это непосредственно следует из выражения, полученного для ступенчатого воздействия:  $\Delta f_{пр}(t) \rightarrow 0$  при  $t \rightarrow \infty$ .

*Запас устойчивости* оценивается перерегулированием, т. е. относительной величиной отклонения максимальной частоты  $f_{пр.макс}$  переходного процесса от установившегося значения  $f_{пр}(0)$ :

$$\sigma = \frac{f_{пр.макс} - f_{пр}(\infty)}{f_{пр}(\infty)} 100\%.$$

Считается, что система обладает достаточным запасом устойчивости, если значение  $\sigma$  не превышает 10 ... 30 % .



## О языке программирования FORTRAN

Fortran, старейший язык программирования, созданный фирмой IBM чуть ли не полвека назад, на заре появления вычислительной техники, продолжает занимать лидирующее положение в сфере математической обработки числовых данных. Судя по всему, у него есть все шансы сохранить свои позиции в этой области и в XXI веке.

Разработка языка FORTRAN была подчинена одной главной цели - обеспечению эффективности выполнения программ. Языковые структуры достаточно просты и по большей части не элегантны, но поставленная цель, тем не менее, достигается. При обсуждении языка FORTRAN можно считать, что FORTRAN 77 и FORTRAN 90 являются совершенно другими языками. В FORTRAN 90 уже добавлены почти все современные возможности управления и представления данных, которые отсутствуют в классическом FORTRAN, поэтому FORTRAN 90 является языком того же уровня, что и языки Pascal и C.

Программа на FORTRAN состоит из главной программы и набора подпрограмм, каждая из которых компилируется отдельно от других. Окончательное объединение оттранслированных программ в выполняемую форму происходит при загрузке.

Каждая подпрограмма компилируется в статически размещаемый сегмент кода и запись активации. Во время выполнения программы уже не происходит никаких изменений в распределении памяти, так как распределение памяти осуществляется статически до начала выполнения программы. Некоторые изменения этой модели выполнения сделаны в FORTRAN 90 - в этой версии языка допускается динамическое распределение памяти. В FORTRAN определено сравнительно мало типов данных: четыре типа числовых данных (целые, вещественные и



комплексные числа, а также вещественные с двойной точностью), булевы данные (также называемые логическими), массивы, строки символов и файлы.

Ориентация этого языка на инженерные и научные вычисления объясняет наличие большого количества встроенных математических функций и арифметических операций. Также предусмотрены операции отношения, булевы операции и простая выборка элементов массивов при помощи индексов.

Поддерживаются последовательные файлы и файлы прямого доступа, имеются гибкая система ввода-вывода и большой набор возможностей форматирования. Структуры управления последовательностью действий включают выражения с обычными инфиксными и префиксными операциями и вызовы функций. Управление последовательностью выполнения операторов в значительной мере опирается на метки и операторы безусловного перехода GOTO, хотя в каждой следующей версии FORTRAN разработчики пытались отойти от этой практики, добавляя вложенные структуры управления.

На идеологию языка FORTRAN 66 значительное влияние оказала базовая архитектура аппаратной части компьютера, на котором он был реализован. В FORTRAN 77 были добавлены современные структуры управления (например, оператор условия IF ... THEN ... ELSE), а в FORTRAN 90 эта концепция была разработана до такой степени, что при написании программ на нем теперь можно полностью отказаться от операторов GOTO. При создании FORTRAN 90 появилась концепция устаревшего свойства, то есть свойства, которое больше не соответствует современному уровню программирования и от которого следует отказаться в следующей версии этого языка. Примером может служить оператор арифметического IF1. Поскольку большая часть свойств



FORTRAN 66 на данный момент является устаревшей, ко времени следующего пересмотра стандарта FORTRAN будет вполне современным языком.

В FORTRAN предусмотрены два уровня среды ссылок: глобальный и локальный. Однако в FORTRAN 90 добавлена концепция вложенных подпрограмм.

Глобальная среда ссылок может быть разбита на несколько общих областей (называемых COMMON-блоками; теперь они также находятся в списке устаревших конструкций языка), которые совместно используются несколькими подпрограммами, но только объекты данных допускается использовать таким образом. Параметры в подпрограммы и функции передаются единообразно по ссылке.

Фортран имеет достаточно большой набор встроенных математических функций, поддерживает работу с целыми, вещественными и комплексными числами высокой точности. Выразительные средства языка изначально были весьма бедны, поскольку Фортран был одним из первых языков высокого уровня. В дальнейшем в Фортран добавляли многие лексические конструкции, характерные для структурного, функционального и даже объектно-ориентированного программирования, однако они не были в достаточной мере востребованы, поскольку сейчас Фортран нужен в основном для переноса давно написанных программ с одной платформы на другую, а не для написания новых.

Структура программ изначально была ориентирована на ввод с перфокарт, и имела ряд удобных именно для этого случая свойств. Так, 1-я колонка служила для маркировки текста как комментария, со 2-ой по 5-ю располагалась область меток, а с 7-й по 72-ю располагался собственно текст оператора или комментария. Если этот текст не вписывался в отведённое пространство, в 6-ой колонке ставился признак продолжения,



и затем текст продолжался на следующей карте. Расположить два или более оператора в одной строке было нельзя. Когда перфокарты ушли в историю, эти достоинства превратились в серьёзные неудобства.

Своего рода «визитной карточкой» старого Фортрана является огромное количество меток, которые использовались как в операторах безусловного перехода GOTO , так и в условном операторе IF и операторах циклов. Это делало программу на Фортране довольно трудной для прочтения. Именно этот негативный опыт стал причиной, по которой в ряде современных языков программирования (например Java) метки и связанные с ними операторы безусловного перехода вообще отсутствуют.



## Применение метода комплексных амплитуд при моделировании РЭУС

Метод комплексных амплитуд (далее – КА) широко применяется для математического описания работы высокочастотных трактов РЭУС и их отдельных радиозвеньев. Сущность моделирования радиотрактов методом КА сводится к замене реальных радиозвеньев математическими моделями в виде низкочастотных эквивалентов с КА выходных и входных сигналов. Задача моделирования РЭУС методом КА сводится к отысканию алгоритмов перехода от описания радиозвена мгновенными значениями сигналов к описанию их комплексными амплитудами, он позволяет строить математические модели радиотрактов РЭУС, в которых воспроизводятся преобразования медленно меняющихся по сравнению с  $\cos \omega_0 t$  КА сигналов и помех, что позволяет существенно снизить требования к быстродействию ПК. А возможность работы современных ПК с комплексными числами существенно упрощает процесс реализации модели на ЭВМ.

Метод КА применяется для формирования математических моделей РЭУС как на основе принципиальных, так и на основе функциональных схем, которые обычно составляются на уровне функциональных звеньев радиоустройств. Математические модели на основе метода КА универсальны, так как пригодны для исследования работы РЭУС при любых видах возмущений на входе.

Метод КА широко используется при решении задачи анализа и оптимизации РЭУС и, в частности, путем математического моделирования на ЭВМ. Он пригоден для исследования действия различного вида помех на обнаружители, приемные устройства в системах передачи информации, в радиолокационных системах и в системах радиуправления.

Метод КА используется также для построения (путем моделирования) более простых математических моделей РЭУС – статистических эквивалентов радиотрактов. Последние незаменимы при исследовании сложных РЭУС.



## Математические модели РЭУС на основе функциональных схем

В основе построения математической модели РЭУС лежит функциональная схема. Такое моделирование РЭУС называется функциональным или информационным.

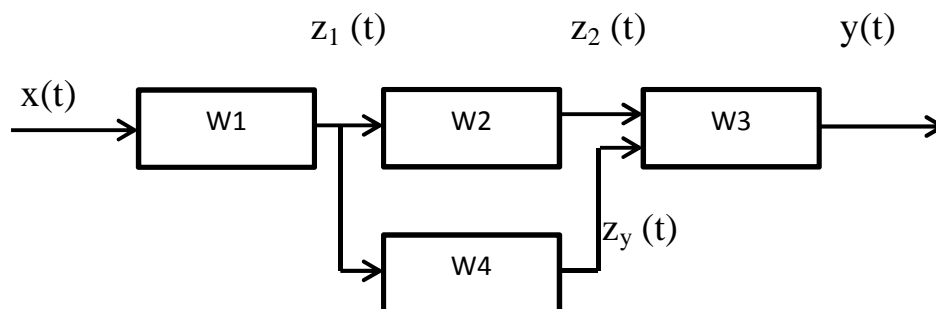


Рис. 9

Характер решаемых задач, глубина и точность полученного решения при функциональном моделировании зависят от степени детальности описания звеньев функциональной схемы РЭУС (рис. 9). На схеме  $W_1, W_2, \dots, W_n$  — операторы, описывающие в общей форме работу функциональных звеньев схемы.

Связи между подсистемами могут быть конструктивными, динамическими, функциональными и других типов.

Функциональные связи определяют алгоритм работы системы, поскольку они устанавливают порядок обмена информацией между ее элементами. В конечном итоге они определяют структуру системы в целом.

С точки зрения функциональных связей, радиосистему всегда можно представить состоящей из совокупности функциональных блоков той или иной степени сложности. Иерархия сложности описания РЭУС при функциональном моделировании показана на рис. 10. Наиболее укрупненными частями, из которых состоит радиосистема, можно считать радиоканалы.



*Радиоканалом* называется совокупность устройств, которые в рамках отдельной радиосистемы обеспечивают выполнение определенной частной задачи по передаче или извлечению информации  $\lambda(t)$ , переносимой радиосигналами  $s(t, \lambda)$ .

Например, система передачи информации через искусственный спутник Земли наряду с основным радиоканалом передачи информации содержит вспомогательные радиоканалы: поиска и слежения за угловыми координатами спутника-ретранслятора; поиска и слежения за несущей частотой сигналов ретранслятора.

Из радиоканалов можно составить функциональную схему системы. Если при этом операции, выполняемые каждым элементом функциональной схемы (радиоканалом), описать соответствующими математическими соотношениями, устанавливающими связи между входными и выходными переменными, то получим математическую модель первого уровня декомпозиции радиосистемы рис.10. Декомпозицией называется процесс расчленения системы на совокупность взаимосвязанных и взаимодействующих частей (подсистем). Такая модель не отличается высокой степенью детальности, но зато оказывается достаточно простой для ее реализации на ЭВМ. Рассмотренная декомпозиция радиосистемы, с одной стороны, позволяет проводить исследование различных радиоканалов системы порознь, а с другой стороны, при оценке качества работы системы в целом описывать функционирование вспомогательных радиоканалов с помощью упрощенных математических моделей, что важно на этапе системотехнического проектирования.

В итоге проектирования радиосистемы на этом уровне иерархии необходимо сформулировать требования к показателям качества каждого радиоканала исходя из требований к радиосистеме в целом.



В наиболее укрупненном виде радиоканал можно представить состоящим из радиоустройств, обеспечивающих формирование и обработку радиосигналов, и физической среды, в которой эти сигналы распространяются.

Для построения функциональной схемы радиоканала или радиосистемы на втором уровне декомпозиции (рис. 10) необходимо ввести в рассмотрение различные элементы, которые далее называются *радиоустройствами*. Каждое радиоустройство отличается тем, что в рамках заданного радиоканала выполняет определенную задачу.

К радиоустройствам также далее будем относить: устройства автоматической регулировки усиления, устройства поиска и обнаружения сигнала, (устройства распознавания сигналов, устройства слежения за параметрами сигналов (частота, время прихода, направление прихода и т. п.).

Из различных радиоустройств можно составить функциональную схему радиоканала или радиосистемы в целом, а по ней — соответствующую математическую модель. Исследование этой модели позволяет сформулировать требования на проектирование различных радиоустройств, образующих радиоканал или радиосистему.

*Радиоустройство можно* представить состоящим из функциональных звеньев (рис. 10).

*Функциональным звеном* называется часть радиоустройства, которая выполняет заданную функцию по формированию или преобразованию радиосигналов или информационных процессов.



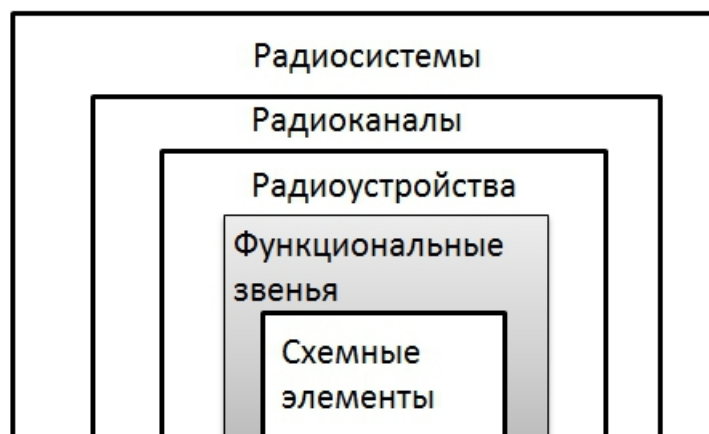


Рис.. 10

В качестве «базовых элементов» формирования моделей РЭУС рассматриваются функциональные звенья, выполняющие простейшие преобразования сигналов (усиление, ограничение амплитуды, преобразование частоты, демодуляцию и т. п.). Для формирования таких моделей требуется меньшая априорная информация о моделируемом объекте. Модели подобного типа удовлетворяют важному требованию — высокой скорости моделирования.

После того как составлена функциональная схема РЭУС и сформулирована задача его моделирования, необходимо выбрать математические модели отдельных функциональных звеньев, описываемых обобщенными операторами  $W_1, W_2, \dots, W_n$ . Для этого необходимо сформулировать систему допущений и ограничений относительно действия каждого функционального звена схемы рис. 9. Эти допущения позволяют составить математическую модель РЭУС.

Один из распространенных способов описания звеньев при функциональном моделировании состоит в том, что математические мо-



дели составляются в предположении, что все функциональные звенья выполняют свои функции *идеально*. Искажения, возникающие при преобразовании этими звеньями сигналов, помех и информационных процессов, не учитываются.

Еще одно допущение состоит в том, что каждое функциональное звено РЭУС стремятся представить состоящим из комбинации «базовых» элементов:

- линейных инерционных;
- нелинейных (или линейных) безынерционных и др.

С учетом этих допущений можно составить математические модели всех функциональных звеньев, из которых формируют функциональные схемы и математические модели различных РЭУС.



## **Прохождение флюктуирующего сигнала и помехи с произвольным энергетическим спектром через частотные дискриминаторы.**

Исследование совместного прохождения флюктуирующего сигнала и помехи с произвольной формой энергетического спектра через частотный дискриминатор является актуальным для целого ряда радиотехнических систем. Рассмотрим прохождение флюктуирующего сигнала в аддитивной смеси с помехой через частотный дискриминатор с контуром и фазовращателем. Он близок к идеальному с точки зрения получения максимальной точности измерения частоты. Для обобщенности задачи характеристики контура, используемого в дискриминаторе, полагаются произвольными.

В качестве модели флюктуирующего сигнала принят узкополосный нормальный случайный процесс с энергетическим спектром  $G_c(\omega)$ . При монохроматическом сигнале функцию  $G_c(\omega)$  следует полагать равной дельта-функции  $\delta(\omega - \omega_c)$ .

Распределение помехи на выходе дискриминатора принято нормальным, что допустимо во многих практических случаях. Энергетический спектр помехи  $G_n(\omega)$  предполагается сосредоточенным в некоторой области частот, а его средняя частота много больше ширины области. Помеха и сигнал при анализе считаются стационарными и статически независимыми.

Расчет энергетического спектра подробно изложен в [9]. Приведем полученные соотношения.

Энергетический спектр процесса на выходе дискриминатора, обусловленного биениями компонент помехи.



$$g_{\text{пп}}(\omega) = \lim_{\Delta\Omega \rightarrow 0} \frac{\bar{P}_v}{\Delta\Omega} = \frac{a^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{п}}(\xi) G_{\text{п}}(\xi - \omega) \{k^2(\xi) + k^2(\xi - \omega) - 2\text{Re}[\bar{K}(j\xi)\bar{K}(j\xi - j\omega)]\} d\xi \quad (*)$$

Где  $a$ -коэффициент передачи фазового детектора;  $\bar{P}_v$  – значение усредненной мощности.

Значение спектральной плотности на нулевой частоте:

$$g_{\text{пп}}(0) = 2a^2 \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{п}}^2(\xi) \Psi^2(\xi) d\xi$$

Так же приведены расчёты энергетического спектра процесса, обусловленного биениями компонент помехи и сигнала.

$$g_{\text{сп}}(\omega) = \frac{a^2 U_c^2}{4} \{G_{\text{п}}(\Omega + \omega) [k^2(\Omega + \omega) + k^2(\Omega) - 2\text{Re}(\bar{K}(j\Omega)\bar{K}(j\Omega + j\omega))] + G_{\text{п}}(\Omega - \omega) [k^2(\Omega - \omega) + k^2(\Omega) - 2\text{Re}(\bar{K}(j\Omega)\bar{K}(j\Omega - j\omega))]\} \quad (**)$$

Значение спектральной плотности на нулевой частоте:

$$g_{\text{сп}}(0) = 2a^2 U_c^2 G_{\text{п}}(\Omega) \Psi^2(\Omega)$$

$\Omega$ - расстройка сигнала по частоте относительно переходной частоты дискриминатора  $\omega_0$ .

Проделанный выше расчет относится к случаю гармонического сигнала. Не представляет труда распространить все полученные результаты на случай, когда на входе дискриминатора действует флюктуирующий сигнал. При этом последний можно представить в виде, аналогичном виду помехи, указанному ниже.

$$u_{\text{п}}(t) = \lim_{\Delta\Omega \rightarrow 0} \sum_{k=-N_1}^{N_1} \sqrt{2G_{\text{п}}(k\Delta\Omega)\Delta\Omega} \cos[(\omega_0 + k\Delta\Omega)t + \psi_k]$$

Напряжение на выходе дискриминатора записывается в виде:



$$u(t) = U_0 + \lim_{\Delta\Omega \rightarrow 0} [u_{cc}^*(t) + u_{сп}^*(t) + u_{пп}^*(t)]$$

Где  $u_{cc}^*(t)$  – переменное напряжение, обусловленное биениями компонент допредельного представления сигнала.

Расчеты приводят к следующему выражению для величины  $U_0$ :

$$U_0 = a \int_{-\infty}^{\infty} G_c(\xi) \Psi(\xi) d\xi$$

В случае гармонического сигнала можно пользоваться этой формулой если положить:

$$G_c(\xi) = \frac{U_c^2}{2} \delta(\xi - \Omega) \quad (***)$$

Где  $\delta(x)$ - дельта-функция.

Дальнейшие расчеты показали, что все формулы для энергетического спектра выходного напряжения дискриминатора при флюктуирующем сигнале справедливы и при гармоническом сигнале, если в качестве  $G_c(\xi)$  использовать выражение (\*\*\*) .

Энергетический спектр выходного напряжения дискриминатора, обусловленный биениями компонент сигнала, может быть получен по формуле (\*), если в ней вместо энергетического спектра помехи  $G_{п}(\xi)$  подставить энергетический спектр сигнала  $G_c(\xi)$ .

Энергетический спектр процесса, обусловленного биениями компонент сигнала и помехи, имеет вид:

$$g_{сп}(\omega) = \frac{a^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \langle G_c(\xi) G_{п}(\xi - \omega) \{k^2(\xi - \omega) + k^2(\xi) - 2\text{Re}[\bar{K}(j\xi) \bar{K}(j\xi - j\omega)]\} + G_c(\xi) G_{п}(\xi + \omega) \{k^2(\xi + \omega) + k^2(\xi) - 2\text{Re}[\bar{K}(j\xi) \bar{K}(j\xi + j\omega)]\} \rangle d\xi$$



При гармоническом входном сигнале формула переводит в формулу (\*\*), что подтверждает выше сказанное заключение. Из этого выражения следует, что:

$$g_{\text{сп}}(0) = 4a^2 \int_{-\infty}^{\infty} G_c(\xi)G_{\text{п}}(\xi)\Psi^2(\xi)d\xi$$

Вследствие принятой выше статистической независимости сигнала и помехи для подсчета результирующего энергетического спектра  $g(\omega)$  можно использовать сумму соответствующих отдельных составляющих.

$$g(\omega) = g_{\text{сс}}(\omega) + g_{\text{сп}}(\omega) + g_{\text{пп}}(\omega)$$

В данной дипломной работе исследована математическая модель системы частотной автоподстройки частоты и при входном воздействии:

- Аддитивная смесь гармонического сигнала и шума
- Аддитивная смесь сигнала с линейной частотной модуляцией и шума



## Моделирование функциональных звеньев РЭУС на основе базиса простейших функциональных элементов

Моделирование радиотехнических систем удобно проводить, используя функциональные схемы. Каждый элемент функциональной схемы выполняет определенную операцию: фильтрацию, преобразование частоты, ограничение амплитуды, детектирование и др. При использовании метода комплексных амплитуд (далее КА) следует выделить те элементы, в которых происходит преобразование узкополосных колебаний. Математическое выражение или совокупность выражений, устанавливающих связь между выходным процессом  $v(t)$  и комплексной амплитудой  $\dot{U}(t)$  входного колебания, называется математической моделью функционального элемента. Если выходное колебание  $v(t)$  является узкополосным, то математическая модель связывает значения его комплексной амплитуды  $\dot{V}(t)$  с  $\dot{U}(t)$ .

При наличии нескольких входов и выходов математическая модель описывает связь совокупности выходных процессов.

и комплексных амплитуд.

Несмотря на большое разнообразие радиотехнических устройств, обычно удается представить их в виде совокупности простейших функциональных элементов, число которых невелико.

При использовании метода КА достаточно ограничиться шестью простейшими функциональными элементами, образующими базис: узкополосный линейный фильтр, звено «нелинейный безынерционный элемент — полосовой фильтр», идеальный Фазовращатель, идеальное звено задержки, идеальный смеситель и идеальный амплитудно-фазовый детектор. Имея в распоряжении математические модели и соответствующие им цифровые модели базиса простейших функцио-



нальных элементов, можно моделировать большинство радиотехнических устройств и систем.

Отметим, что в число простейших функциональных элементов не включены сумматор и умножитель на действительное число, которые не являются специфичными для узкополосных устройств.

Рассмотрим подробно математические и цифровые модели простейших функциональных элементов. Там, где это специально не оговаривается, будем полагать, что входные и выходные колебания являются узкополосными и записываются в виде

$$u_i(t) = U_i(t)\cos[\omega_0 + \varphi_i(t)]$$

где  $\omega_0$  — единая для всех колебаний частота, близкая к средней частоте спектра колебаний;  $U_i(t)$  и  $\varphi_i(t)$  — амплитуда и фаза 1-го колебания, медленно меняющиеся во времени по сравнению с функцией  $\cos\omega_0 t$

При таком условии сумме колебаний  $u_i(t)$  и  $u_j(t)$  соответствует сумма комплексных амплитуд  $\dot{U}_i(t)$  и  $\dot{U}_j(t)$ . Умножению колебания  $u_i(t)$  на действительное число  $a$  соответствует умножение комплексной амплитуды  $\dot{U}_i(t)$  на то же число.

#### *Частотный детектор с контуром и фазовращателем*

Функциональная схема детектора приведена на рис. 9. Одиночный настроенный контур  $\Phi$  описывается операторным коэффициентом передачи по комплексной амплитуде  $K(p) = 1/(1+p\tau_k)$  и является элементом базиса простейших функциональных элементов. Фазовращатель  $\Phi_v$  на  $90^\circ$  также относится к числу простейших функциональных элементов и его математическая модель имеет вид

$$\dot{V}_2(t) = \dot{U}(t) \exp\left(\frac{j\pi}{2}\right) = j\dot{U}(t)$$



Если в качестве фазового детектора  $\Phi Д$  используется балансный  $\Phi Д$  с квадратичными амплитудными детекторами то его характеристики близки к идеальному амплитудно-фазовому детектору.

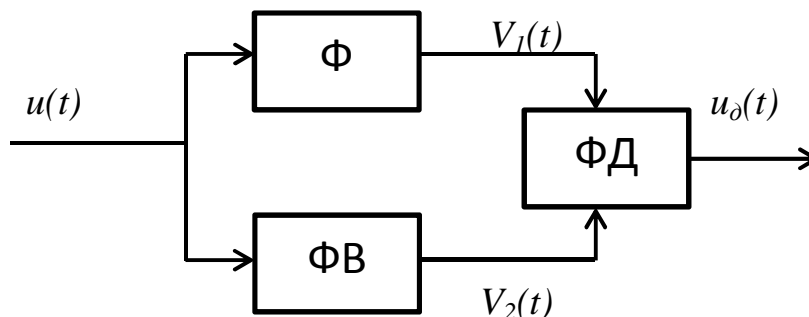


Рис. 11

Математическая модель  $\Phi Д$  при этом записывается так:

$$u_d(t) = K_d \text{Re}[\dot{V}_1(t) * \dot{V}_2(t)]$$

Составляя дифференциальное уравнение для комплексной амплитуды  $V(t)$  колебания на выходе контура, получим:

$$\frac{d\dot{V}_1(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_k} [\dot{U}(t) - \dot{V}_1(t)]$$

Совокупность соотношений вышеописанных является математической моделью рассматриваемого частотного детектора.

*Перестраиваемый по частоте генератор.*

Для такого устройства комплексная амплитуда выходного напряжения может быть представлена в виде

$$\dot{V}(t) = V_0 \exp(j[\varphi(t) + \varphi_0])$$

где  $\varphi(t)$  – фаза колебания;  $\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt$

$\varphi_0$  — начальная фаза.



Частота  $\omega(t)$  определяется управляющим напряжением  $u_y(t)$  и зависит от характеристики управляющего элемента.

Считаем что  $\omega(t) = S_y u_y(t)$

где  $S_y$ — крутизна характеристики управителя.

Тогда математическая модель генератора может быть представлена в виде совокупности моделей простейших функциональных элементов: идеального фазовращателя и линейного фильтра (интегратора):

$$\varphi_r(t) = S_y \int_0^t u_y dt + \varphi_0$$

$$\dot{V}(t) = V_0 \exp(j\varphi_r(t))$$

Записывая первое из соотношений в виде дифференциального уравнения

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = S_y u_y(t)$$

с начальным условием  $\varphi_r(0) = \varphi_0$  нетрудно составить цифровую модель перестраиваемого генератора.

#### *Сглаженный амплитудный ограничитель*

Математическая модель сглаженного амплитудного ограничителя с характеристикой НЭ

$$f(u) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A_0 \int_0^{\frac{u}{\mu}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$$

Параметр  $\mu$  определяет степень близости ограничителя к идеальному ( $\mu=0$ ).

Комплексная амплитуда  $\dot{V}(t)$  выходного колебания ограничителя записывается в виде



$$V(\dot{t}) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A_0 \frac{U(\dot{t})}{\mu} {}_1F_1\left(\frac{1}{2}, 2, -\frac{U^*(\dot{t})U(\dot{t})}{2\mu^2}\right)$$

Где  ${}_1F_1\left(\frac{1}{2}, 2, -\frac{U^*(\dot{t})U(\dot{t})}{2\mu^2}\right)$  - вырожденная гипергеометрическая функция.

При цифровом моделировании вместо точной формулы можно использовать приближенную, погрешность которой не превышает 1% :

$$V(\dot{t}) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A_0 b \left( \frac{1 + 0.6071 |b|^2/2}{1 + 1.024 |b|^2/2 + 0.4768 |b|^4/4} \right)^{1/2}$$

В которой  $b = b(t) = \frac{U(\dot{t})}{\mu}$ .

#### Модель системы ЧАП

Функциональная схема моделируемой системы приведена на рис. 10. В состав системы входят смеситель (СМ), усилитель «промежуточной частоты» (УПЧ), амплитудный ограничитель (АО), частотный детектор (ЧД) с контуром и фазовращателем, фильтр нижних частот (ФНЧ) и управляемый по частоте генератор (УГ).

Из приведенной схемы видно, что не все элементы системы ЧАП являются простейшими.

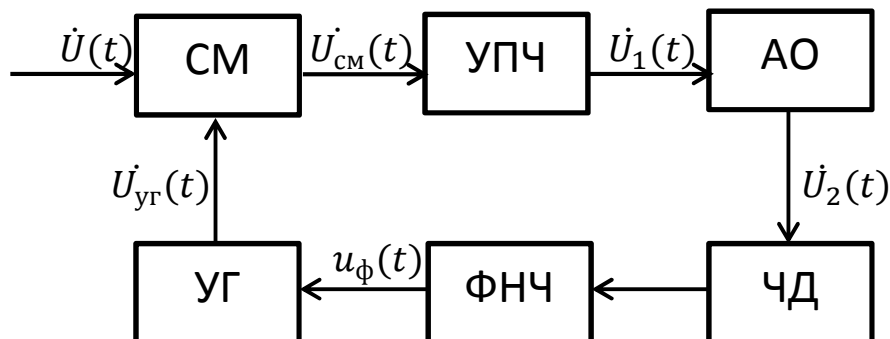


Рис.10



Поэтому при составлении модели необходимо представить сложные функциональные элементы ( $ЧД$ ,  $УГ$ ) в виде совокупности простейших, рассмотренных ранее. В рассматриваемом случае нецелесообразно выносить подпрограммы модели отдельных элементов системы ЧАП, поскольку обращение к ним в каждом цикле встречается один раз, а модели устройств просты.

При составлении модели смеситель полагаем идеальным, комплексный коэффициент передачи  $УПЧ$ , смещенный в область нижних частот, обозначим через  $\tilde{K}(j\omega)$ , ограничитель считаем идеальным, комплексный коэффициент передачи  $ФНЧ$  обозначим через  $K_{\phi}(j\omega)$ .

Используя приведенные модели, составим полную математическую модель системы ЧАП. Для наглядности модели воспользуемся обозначениями процессов, принятыми на рис. 10



### Функциональная схема исследуемой модели ЧАП:

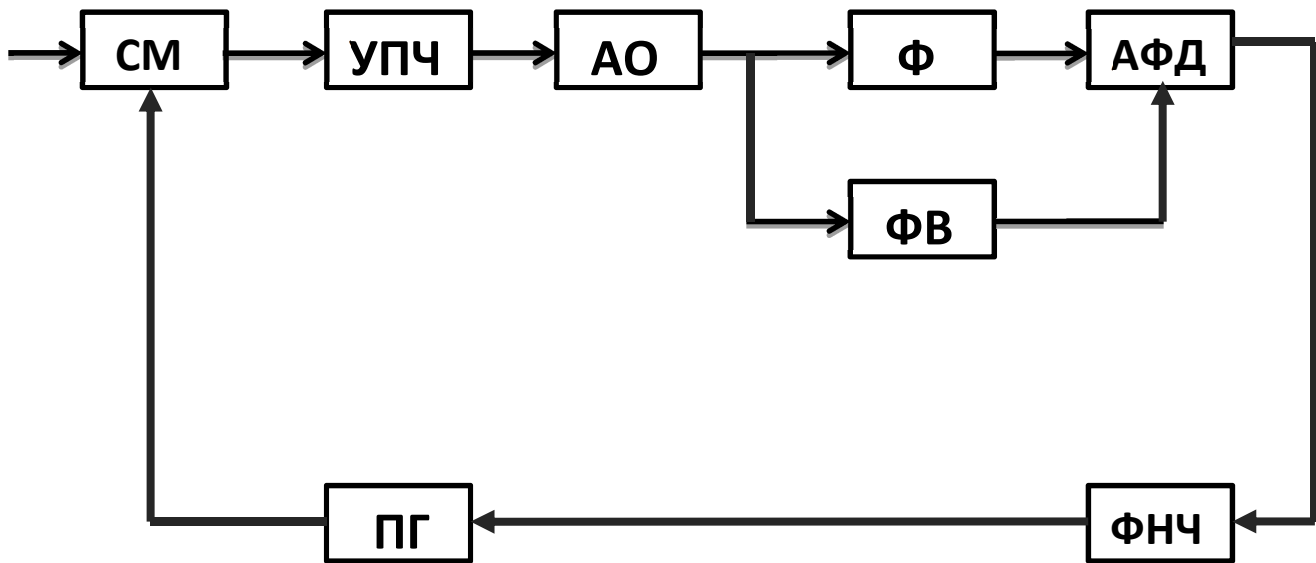


Рис. 11

СМ – смеситель;

УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

АО – сглаженный амплитудный ограничитель;

Ф – полосовой фильтр (в данной работе задан фильтр  $\tilde{K}(p) = \frac{1}{1+pT}$ );

ФВ – Фазовращатель на  $90^\circ$ ;

АФД – амплитудно-фазовый детектор;

ФНЧ – фильтр нижних частот (в данной работе задан фильтр  $K(p) = \frac{1}{1+pT}$ );

ПГ – перестраиваемый генератор



## Математическая модель системы ЧАП на основе метода комплексных амплитуд

### Модель входного колебания

$$u_c(t) = U \cos[\omega_0 t + \Omega t]$$

$$\dot{U}_c(t) = \exp(j \Omega \Delta t)$$

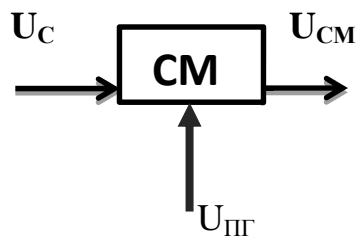
$$\dot{U}_c = \dot{U}_c * \dot{d}$$

$$\dot{d} = \exp(\Omega_0)$$

$$\Omega_0 = \Omega * \Delta t$$

### Идеальный смеситель (СМ)

Математическая модель смесителя включает в себя идеальный перемножитель двух узкополосных колебаний с отличающимися частотами несущих и последующий полосовой линейный фильтр, центральная частота которого равна разности частот несущих входных колебаний.



$$\dot{U}_{СМ}(t) = \frac{1}{2} * \dot{U}_C(t) \dot{U}_{ПГ}^*(t)$$

### Усилитель промежуточной частоты (УПЧ)

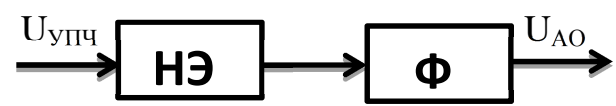


$$\dot{U}_{УПЧ}(t) = \tilde{K}(p) \dot{U}_{СМ}(t)$$

### Сглаженный амплитудный ограничитель (АО)



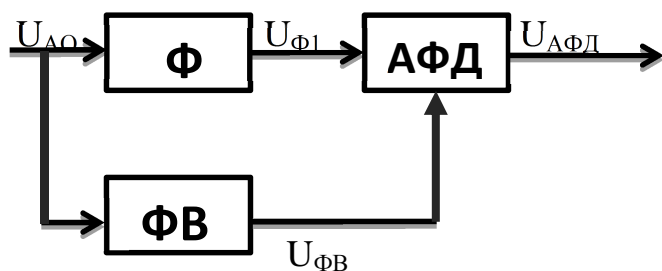
Математическую модель амплитудного ограничителя можно представить в виде последовательно соединенных нелинейного безынерционного элемента НЭ и узкополосного фильтра Ф



$$\dot{U}_{АО}(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A_0 \frac{\dot{U}_{упч}(t)}{\mu} \left( \frac{1 + 0.6071 \left| \frac{\dot{U}_{упч}(t)}{\mu} \right|^2 / 2}{1 + 1.024 \left| \frac{\dot{U}_{упч}(t)}{\mu} \right|^2 / 2 + 0.4768 \left| \frac{\dot{U}_{упч}(t)}{\mu} \right|^4 / 4} \right)^{1/2}$$

### *Частотный детектор с контуром и фазовращателем*

Математическая модель частотного детектора представляет собой параллельно соединенные фильтр и фазовращатель на 90 градусов, и амплитудно-фазовый детектор, являющийся множителем двух узкополосных колебаний.



$$U_{Ф1}(t) = K_{Ф1}(p)U_{АО}(t)$$



$$\dot{U}_{\Phi B}(t) = \dot{U}_{A0}(t) * J$$

$$U_{A\Phi D}(t) = \frac{1}{2} * Re[\dot{U}_{\Phi 1}^*(t)\dot{U}_{\Phi B}(t)]$$

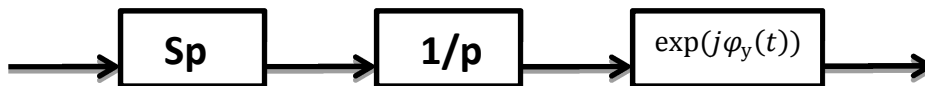
### ***Фильтр нижних частот (ФНЧ)***



$$U_{\Phi 2}(t) = K_{\Phi 2}(p)U_{A\Phi D}(t)$$

### ***Подстраиваемый генератор (ПГ)***

Математическая модель перетягиваемого по частота генератора:



$$\frac{d\phi_y(t)}{dt} = S_p U_{\Phi 2}(t)$$

$$\dot{U}_{ПГ}(t) = U_r \exp(j\phi_y(t))$$



## Дискретная модель системы ЧАП

### Идеальный смеситель (СМ)

$$\dot{U}_{\text{СМ}i} = \frac{1}{2} * \dot{U}_{\text{С}i}(t) \dot{U}_{\text{ПГ}i}^*$$

### Усилитель промежуточной частоты (УПЧ)

$$\dot{U}_{\text{УПЧ}}(t) = \frac{1}{1 + \tau_{\text{к}} p} \dot{U}_{\text{СМ}}(t)$$

$$\dot{U}_{\text{УПЧ}}(t) + \tau_{\text{к}} \frac{d\dot{U}_{\text{УПЧ}}(t)}{dt} = \dot{U}_{\text{СМ}}(t)$$

$$t_0 = \frac{t}{\tau_{\text{к}}}$$

$$\Delta t_0 = \frac{\Delta t}{\tau_{\text{к}}}$$

$$\dot{U}_{\text{УПЧ}i-1} + \frac{\dot{U}_{\text{УПЧ}i} - \dot{U}_{\text{УПЧ}i-1}}{\Delta t_0} = \dot{U}_{\text{СМ}i}$$

$$\dot{U}_{\text{УПЧ}i} = \dot{U}_{\text{УПЧ}i-1} (1 - \Delta t_0) + \Delta t_0 \dot{U}_{\text{СМ}i}$$

### Сглаженный амплитудный ограничитель (АО)

$$\dot{U}_{\text{АО}i}(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} A_0 \frac{\dot{U}_{\text{УПЧ}i}(t)}{\mu} \left( \frac{1 + 0.6071 \left| \frac{\dot{U}_{\text{УПЧ}i}(t)}{\mu} \right|^2 / 2}{1 + 1.024 \left| \frac{\dot{U}_{\text{УПЧ}i}(t)}{\mu} \right|^2 / 2 + 0.4768 \left| \frac{\dot{U}_{\text{УПЧ}i}(t)}{\mu} \right|^4 / 4} \right)^{1/2}$$



### **Частотный детектор с контуром и фазовращателем**

$$\dot{U}_{\Phi 1}(t) = \frac{1}{1 + \tau_k p} \dot{U}_{A0}(t)$$

$$\dot{U}_{\Phi 1}(t) + \tau_k \frac{d\dot{U}_{\Phi 1}(t)}{dt} = \dot{U}_{A0}(t)$$

$$\dot{U}_{\Phi 1i-1} + \frac{\dot{U}_{\Phi 1i} - \dot{U}_{\Phi 1i-1}}{\Delta t_0} = \dot{U}_{A0i}$$

$$\dot{U}_{\Phi 1i} = \dot{U}_{\Phi 1i-1}(1 - \Delta t_0) + \Delta t_0 \dot{U}_{A0i}$$

$$\dot{U}_{\Phi Bi}(t) = \dot{U}_{A0i}(t) * J$$

$$U_{A\Phi Di} = \operatorname{Re}[\dot{U}_{\Phi 1i}^* \dot{U}_{\Phi Bi}]$$

### **Фильтр нижних частот (ФНЧ)**

$$U_{\Phi 2}(t) = \frac{1}{1 + \tau_k p} U_{A\Phi Di}(t)$$

$$U_{\Phi 2}(t) + \tau_k \frac{dU_{\Phi 2}(t)}{dt} = U_{A\Phi Di}(t)$$

$$U_{\Phi 2i-1}(t) + \frac{U_{\Phi 2i}(t) - U_{\Phi 2i-1}(t)}{\Delta t_0} = U_{A\Phi Di}$$

$$U_{\Phi 2i}(t) = U_{\Phi 2i-1}(t)(1 - \Delta t_0) + \Delta t_0 U_{A\Phi Di}$$

### **Подстраиваемый генератор (ПГ)**

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \Delta t_0 S_p \dot{U}_{\Phi 2i}$$

$$\dot{U}_{\Pi Gi} = U_r \exp(jS_p \dot{U}_{\Phi 2i})$$



## ***Код программы FORTRAN***

*Complex*  $j/(0., 1.)$  / ,Uc ,Usm ,Uupch , Uao, Upg , D , Uf1 , Uf2 , Ush , Ufv , B

*Real* V(600) , Fi ,dt0 , Sp , Uafd , Ak ,x1 , x2 , Ug , Ao , AM , BM

Uc=(1. , 0.)

Uupch=(1. ,0.)

Ug=1

Upg=Ug

Fi=0

G1=0.671

G2=1.024

G3=0.4768

write(\*,\*) 'Vvedite dt0'

read \*, dt0

write(\*,\*) 'Vvedite w0'

read \*, wO

write(\*,\*) 'Vvedite Sy'

read \*, Sy

write(\*,\*) 'Vvedite Ak'

read \*, Ak

write(\*,\*) 'Vvedite AM'

read \*, AM

j=cmplx(0. , 1.)

d=cexp(j \* wO)

DO I=1,600

call random(x1)

call random(x2)

Ush=Ak\*cmplx(x1-0.5 , x2-0.5)

Uc=Uc\*D



```

Usm=0.5*conjg(Uc+Ush)*Upg
Uupch=Uupch*(1-dtO)+dtO*Usm
B= Uupch/AM
BM=cabs(B)**2*0.5
Uao=0.798*B*sqrt((1+G1*BM)/(1+G2*BM+G3*BM**2))
Uf1=Uf1*(1-dt0)+dt0*Uafd
Ufv=j*Uao
Uafd=real(conjg(Uf1)*Ufv)
Uf2=Uf2*(1-dtO)+dtO*Uafd
Fi=Fi+dtO*Sp*Uf2
Upg=Ug+cexp(j*Fi)
V(I)=Uafd

end do

call graf(V,600,1)
stop
end

```



## Входное воздействие в виде сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом.

Сигнал с линейной частотной модуляцией

$$u(t) = U_0 \cos \left[ \omega_0 t + \int_0^t \vartheta_m t dt + \varphi_0 \right]$$

Где  $U_0$  – амплитуда сигнала ;  $\vartheta_m$  – скорость изменения его частоты ;  $\varphi_0$  – начальная фаза.

Комплексная амплитуда такого сигнала имеет вид :

$$U(t) = U_0 \exp \left[ j \left( \vartheta_m t^2 / 2 + \varphi_0 \right) \right]$$

### Код FORTRAN программы при воздействии сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом:

*Complex* j/(0.,1.)/,Uc,Usm,Uupch,Uao,Upg,D,Uf1,Uf2,Ush,Ufv,B,F

*Real* V(600),Fi,dt0,Sp,Uafd,Ak,x1,x2,Ug,Ao,AM,BM,Uo,T,Um,n

Uc=(1.,0.)

Uupch=(1.,0.)

Ug=1

Upg=Ug

Fi=0

G1=0.671

G2=1.024

G3=0.4768

write(\*,\*) 'Vvedite dt0'

read \*, dt0

write(\*,\*) 'Vvedite Um'

read \*, Um



```

write(*,*) 'Vvedite w0'
read *, w0
write(*,*) 'Vvedite Sy'
read *, Sy
write(*,*) 'Vvedite Ak'
read *, Ak
write(*,*) 'Vvedite AM'
read *, AM
j=cmplx(0. , 1.)
call rangom(n)
T=n*dt0
D=T*T*0.5*Um
F=CMPLX(0,D)
DO I=1,600
  call random(x1)
  call random(x2)
  Ush=Ak*cmplx(x1-0.5 , x2-0.5)
  Uc=Uc*CEXP(F)
  Usm=0.5*conjg(Uc+Ush)*Upg
  Uupch=Uupch*(1-dt0)+dt0*Usm
  B= Uupch/AM
  BM=cabs(B)**2*0.5
  Uao=0.798*B*sqrt((1+G1*BM)/(1+G2*BM+G3*BM**2))
  Uf1=Uf1*(1-dt0)+dt0*Uafd
  Ufv=j*Uao
  Uafd=real(conjg(Uf1)*Ufv)
  Uf2=Uf2*(1-dt0)+dt0*Uafd
  Fi=Fi+dt0*Sp*Uf2
  Upg=Ug+cexp(j*Fi)

```



$V(I)=Uafd$

end do

call graf(V,600,1)

stop

end



## Результаты цифрового моделирования

- На рис.12 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе частотной автоподстройки частоты на выходе частотного дискриминатора при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе:

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

Где  $\Delta t_0$  – нормированный шаг дискретизации по времени

$\Omega_0$  – безразмерная расстройка

$S_p$  – крутизна регулировочной характеристики

$A_k$  – коэффициент, позволяющий изменять спектральную плотность шума

$A_m$  – параметр, определяющий степень близости амплитудного ограничителя к идеальному (при  $A_m = 0$  идеальный)

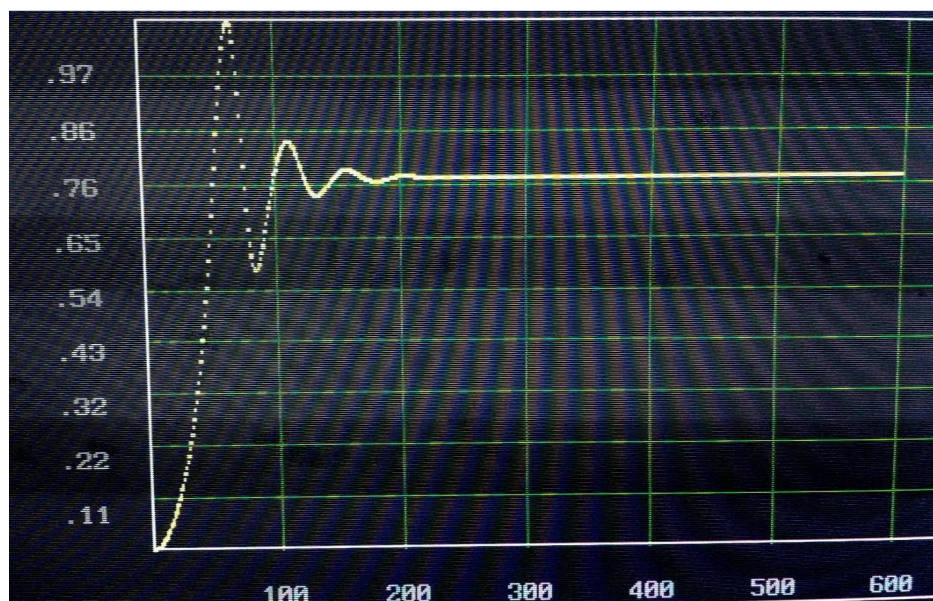


Рис.12

На выходе ЧД получили переходной процесс, из которого видно что система находится в режиме слежения. Установившееся значение напряжения является ошибкой восстановления. Убрать эту ошибку можно, если вместо фильтра (аналога RC цепи) использовать интегратор. Тогда значение напряжения в установившемся режиме будет равно нулю.



- На рис.13 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе частотной автоподстройки частоты на выходе частотного дискриминатора при положительной расстройке и отсутствии шума.

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.35$$

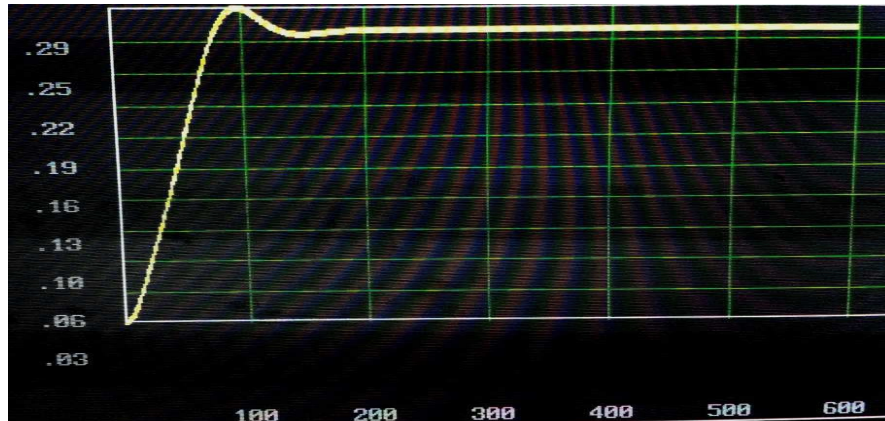


Рис.13

При увеличении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя  $A_m$  вид характеристики, как и ожидалось кардинально не поменялся. Но значительно сократился размах переходного процесса и уровень установившегося значения.

- На рис.14 характеристика на выходе ЧД при отсутствии шума  
Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.45$$

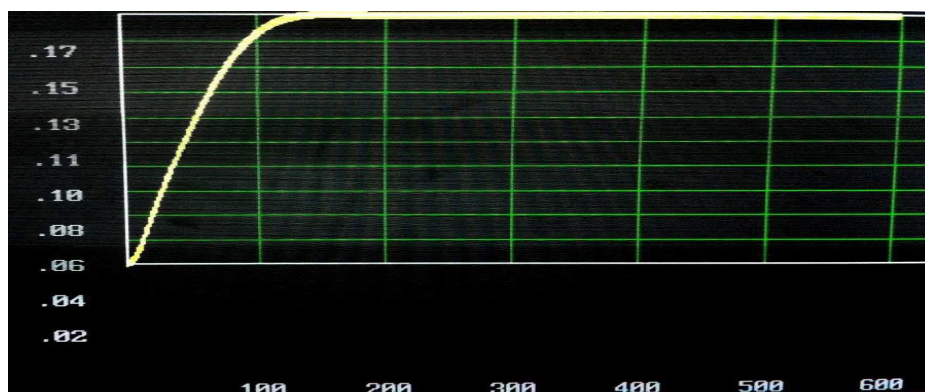


Рис.14

При дальнейшем увеличении коэффициента неидеальности амплитудного ограничителя система сразу начинает слежение. Переходной процесс полностью отсутствует. Уровень установившегося значения снизился.



- На рис.15 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при наличии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 1 ; A_m = 0.01$$

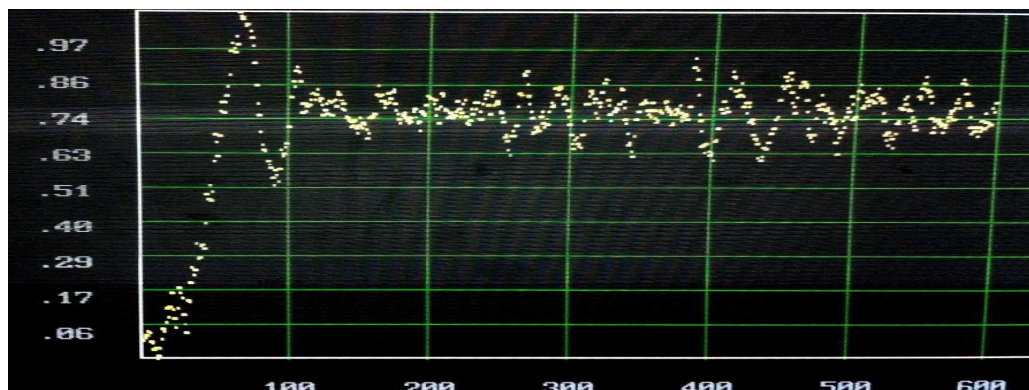


Рис.15

При введении шума на входе системы вид процессов качественно не поменялся(относительно рис.12), установившееся значение осталось неизменным.

- На рис.16 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при отрицательной расстройке и отсутствии шума.

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

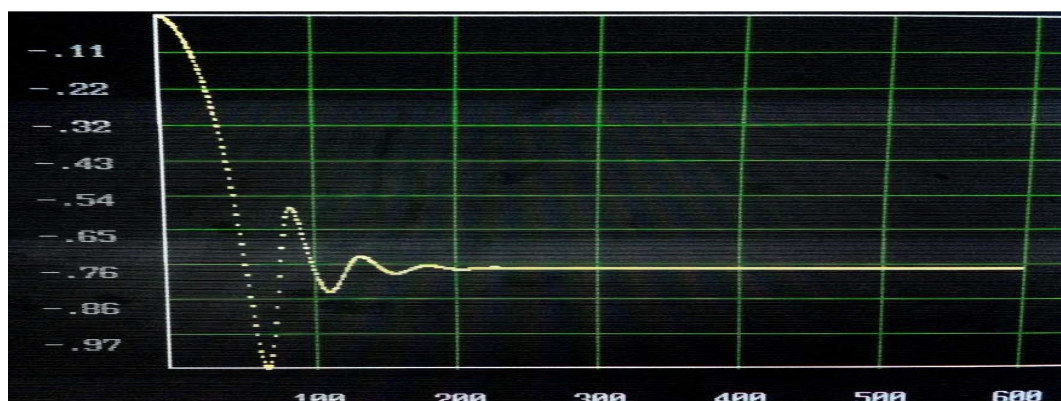


Рис.16

На выходе частотного детектора при отрицательной расстройке наблюдаем переходной процесс, как и ожидалось из теории - симметричный первому(рис.12).



- На рис.17 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при отрицательной расстройке и наличии шума

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 1 ; A_m = 0.01$$

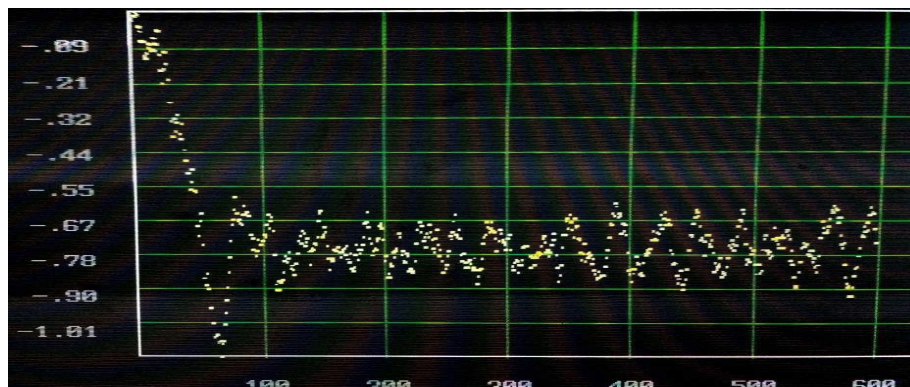


Рис.17

При отрицательной расстройке так же получен результат, симметричный случаю с положительной расстройкой и шумом (рис.16). Уровень установившегося значение не изменился по сравнению с рис.17

- На рис.18 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при отрицательной расстройке и отсутствии шума.

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.4$$



Рис.18

При увеличении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя  $A_m$  сократился размах переходного процесса и уровень установившегося значения, как и в случае положительной расстройки по частоте.(рис.13)



- На рис.19 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе частотной автоподстройки частоты на выходе сглаженного амплитудного ограничителя при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.05 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

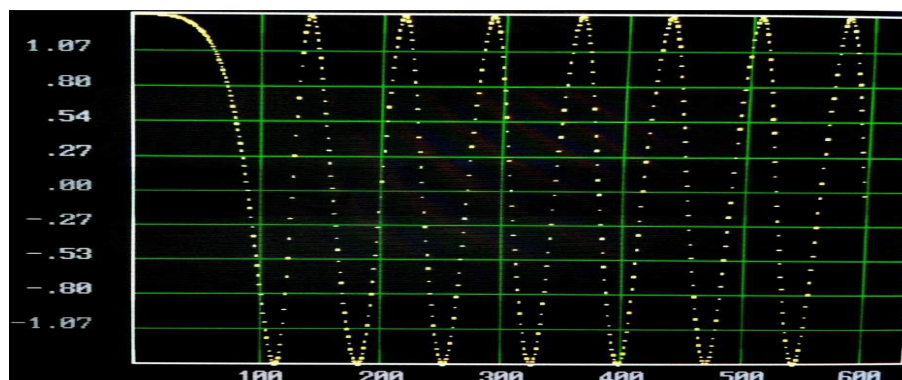


Рис.19

На выходе АО-колебательный процесс с постоянной амплитудой

- На рис.20 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе АО при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.01 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

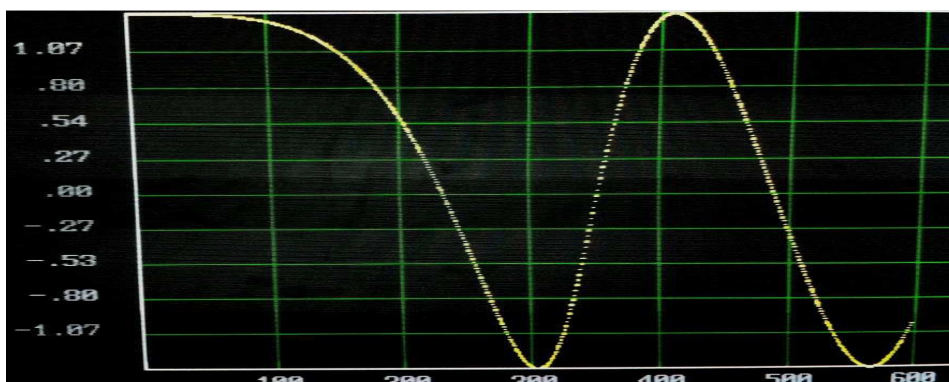


Рис.20

При изменении нормированного шага дискретизации по времени в 5 раз изменился период колебания в соответствующее количество раз.



- На рис.21 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе АО при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.01 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.35$$

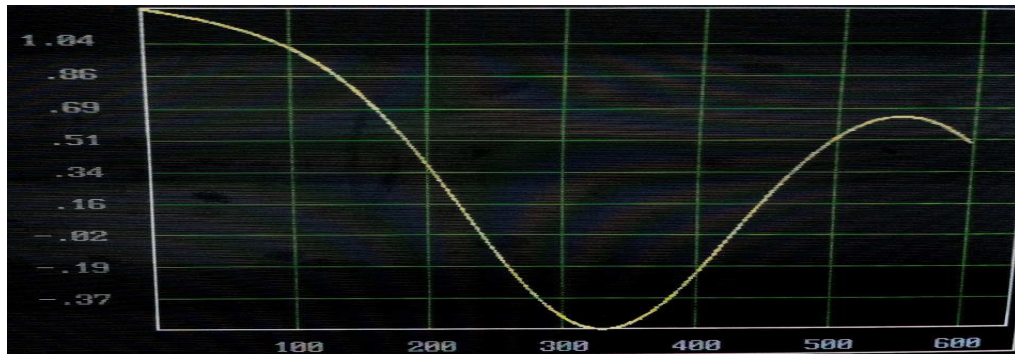


Рис.21

При увеличении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя  $A_m$  изменилась амплитуда колебаний.

- На рис.22 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе АО при положительной расстройке и при наличии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.01 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 8 ; A_m = 0.01$$

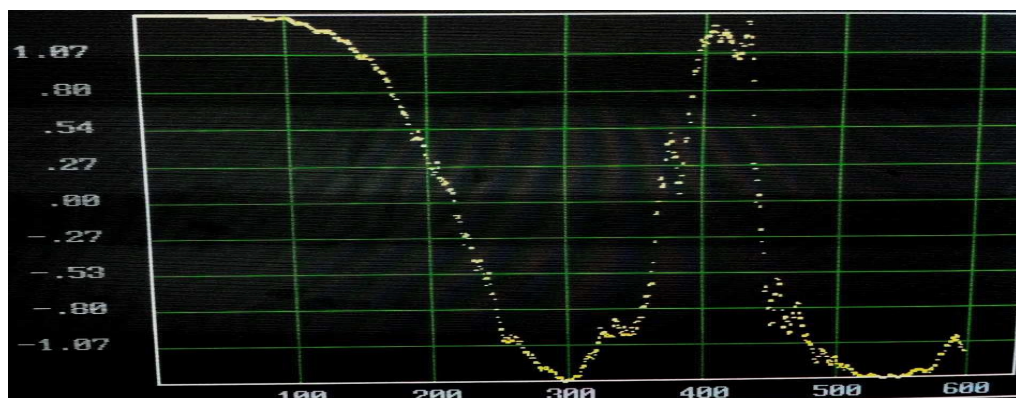


Рис.22

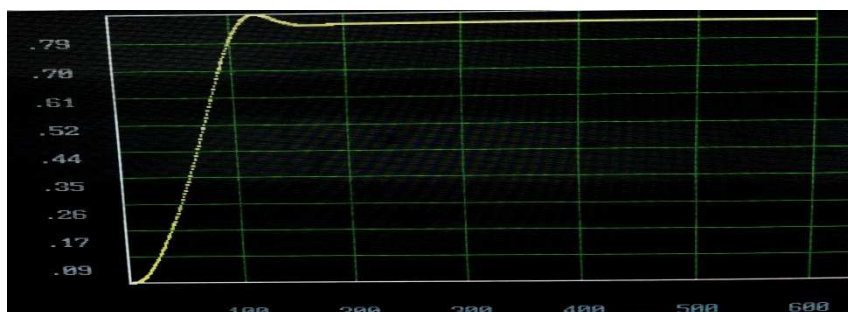
При подаче на входе системы смеси сигнала и шума вид характеристики относительно рис.20 не изменился. Амплитуда колебания осталась прежней и максимумы остались на прежних местах.



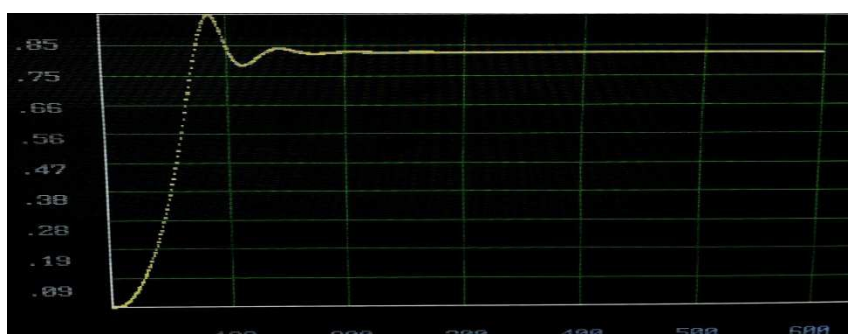
- На рис.23 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при изменении крутизны регулировочной характеристики и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -1 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$



$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -1.5 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$



$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$



*Рис.23(a,b,c)*

При данном изменении крутизны регулировочной характеристики изменяется размах переходного процесса. Система находится в режиме слежения.



- На рис.24 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе частотной автоподстройки частоты на выходе фильтра нижних частот при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

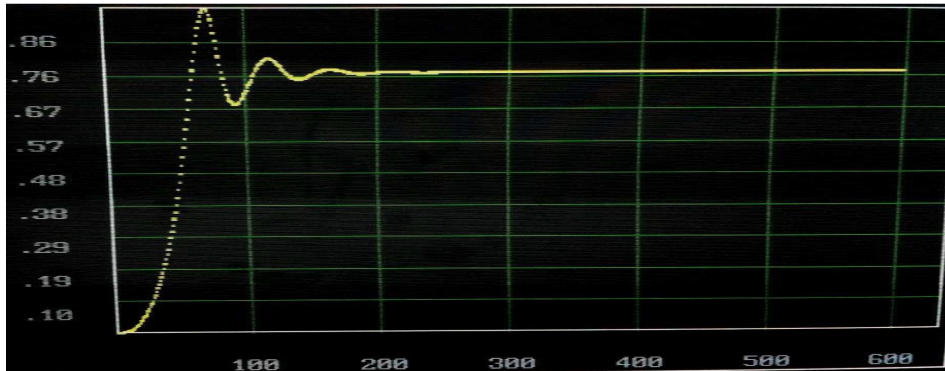


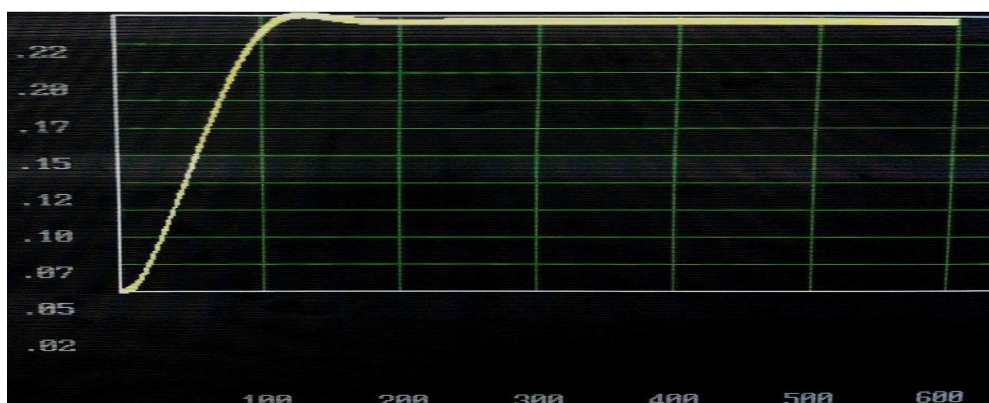
Рис.24

На выходе ФНЧ вид характеристик остался прежним,но уменьшился размах переходного процесса(рис.12), так как происходит фильтрация.

- На рис.25 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.4$$





$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.3$$

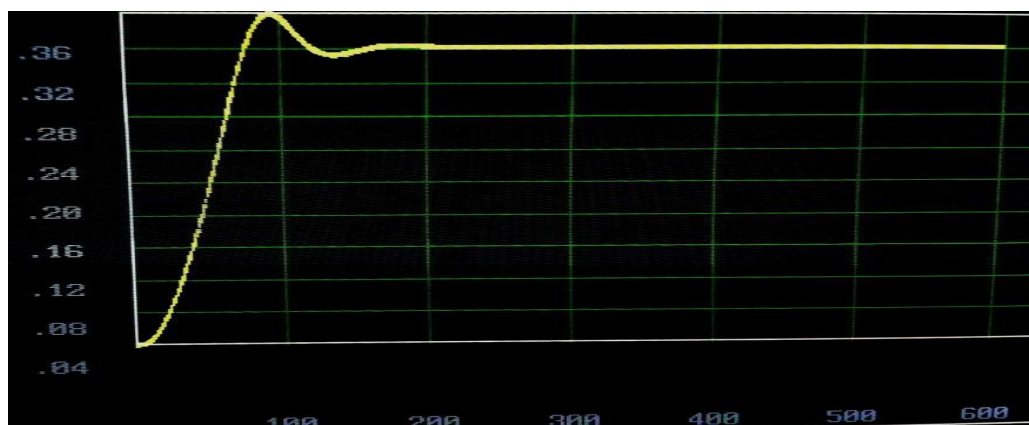


Рис.25(a,b)

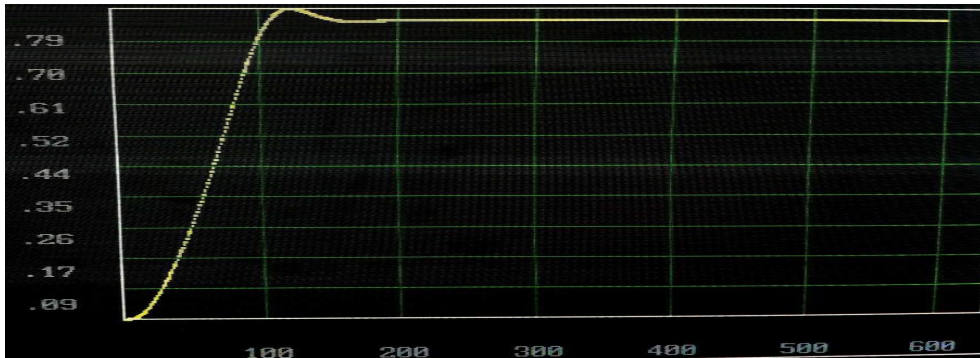
При увеличении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя  $A_m$  вид характеристики, как и ожидалось кардинально не поменялся. Но значительно сократился размах переходного процесса и уровень установившегося значения. В случае с коэффициентом  $A_m=0.4$  переходной процесс практически отсутствует.

- На рис.26 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при различных значениях крутизны регулировочной характеристики.

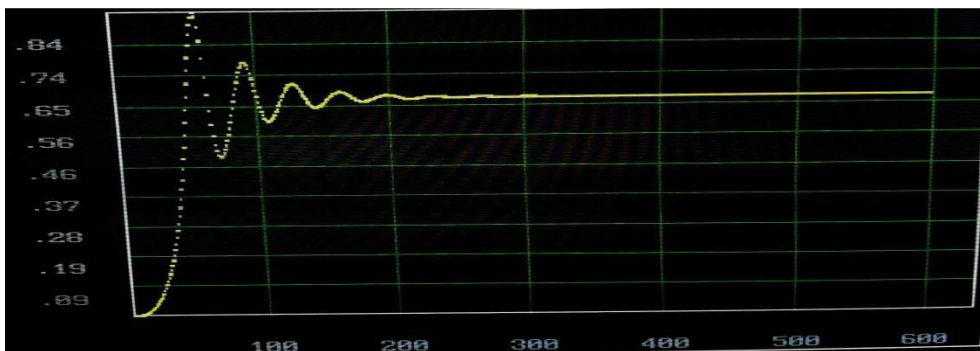
При изменении крутизны регулировочной характеристики в отрицательной области колебательный процесс проходит дольше и установившееся значение наступает позже. Так же при изменении крутизны регулировочной характеристики система изменяется установившееся значение. При меньших значениях крутизны, установившееся значение уменьшается.



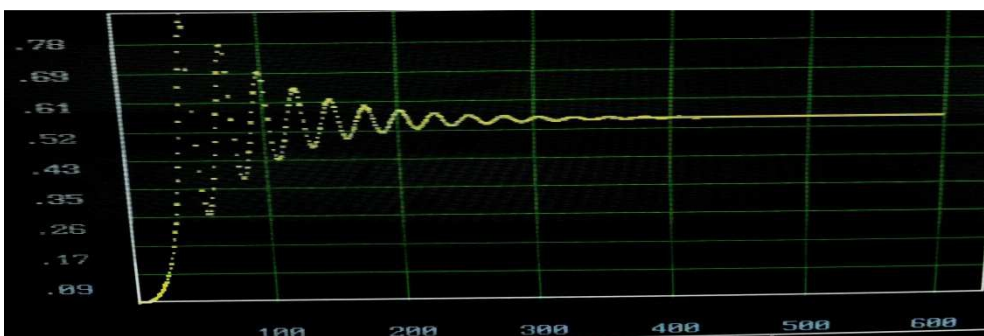
$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -1 ; A_K = 0 ; A_m = 0.01$$



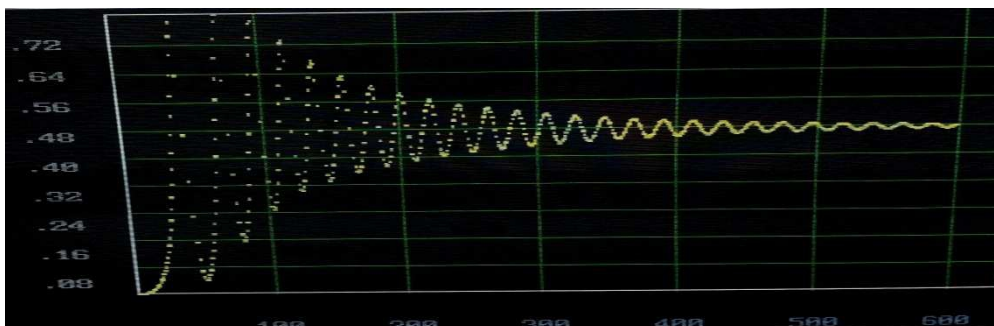
$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -3 ; A_K = 0 ; A_m = 0.01$$



$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -5 ; A_K = 0 ; A_m = 0.01$$



$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -7 ; A_K = 0 ; A_m = 0.01$$



*Puc.26(a,b,c,d)*



- На рис.27 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ЧД при наличии шума.

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -3 ; A_k = 1 ; A_m = 0.01$$

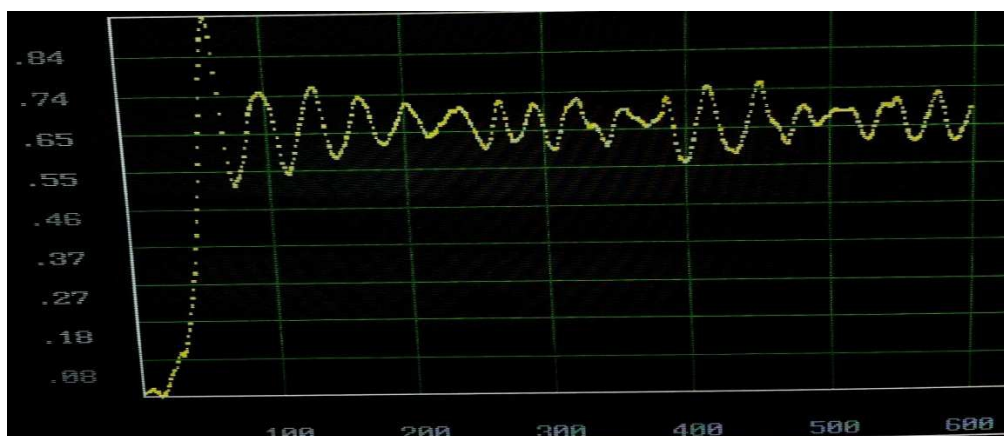


Рис.27

При воздействии сигнала с шумом на систему, на выходе фильтра нижних частот переходной процесс остался прежним, но уменьшилось среднеквадратическое отклонение шума, относительно результатов на выходе ЧД. Это наглядно видно при сравнении графиков( рис.27,16)

- На рис.28 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при отрицательной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

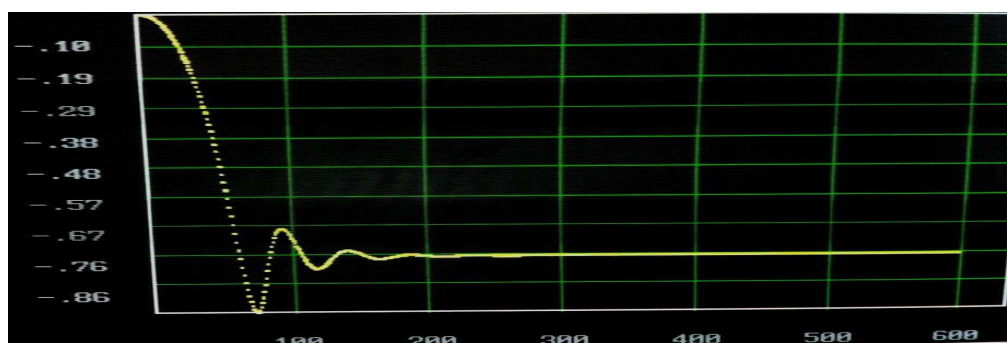


Рис.28

При отрицательной расстройке получен результат, симметричный случаю с положительной расстройкой(рис.24).



- На рис.29 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при отрицательной расстройке и отсутствии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.3$$

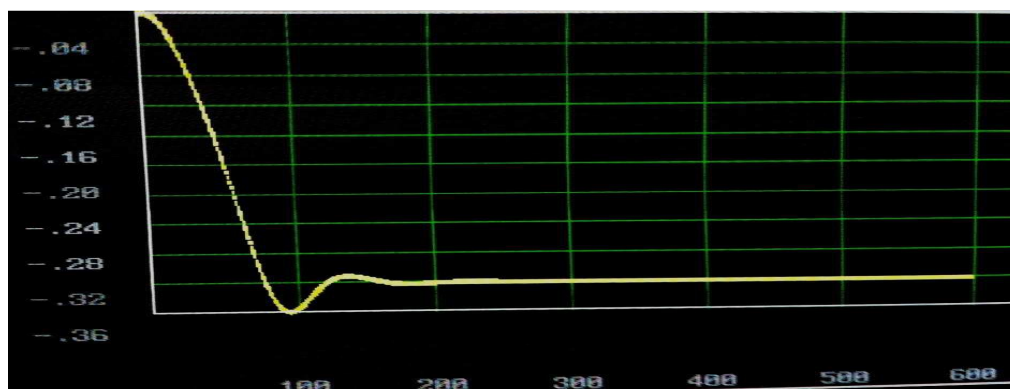


Рис.29

При отрицательной расстройке и большем значении коэффициента неидеальности АО так же результат является симметричным рис.25b

- На рис.30 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при отрицательной расстройке и при наличии шума.

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 1 ; A_m = 0.01$$

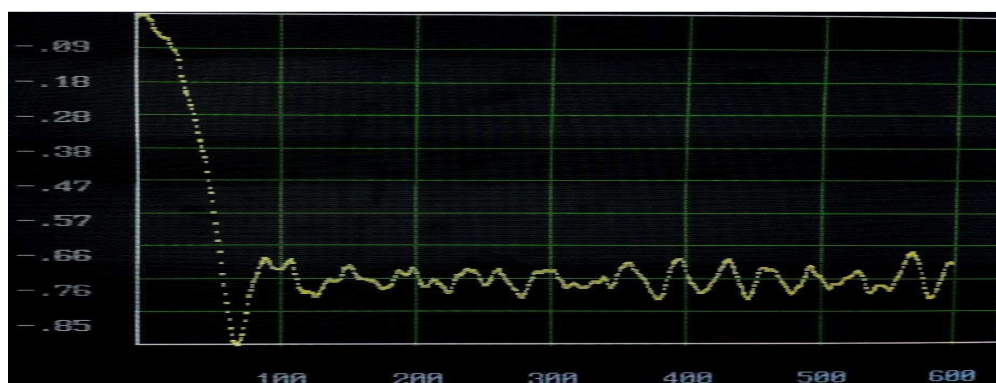


Рис.30

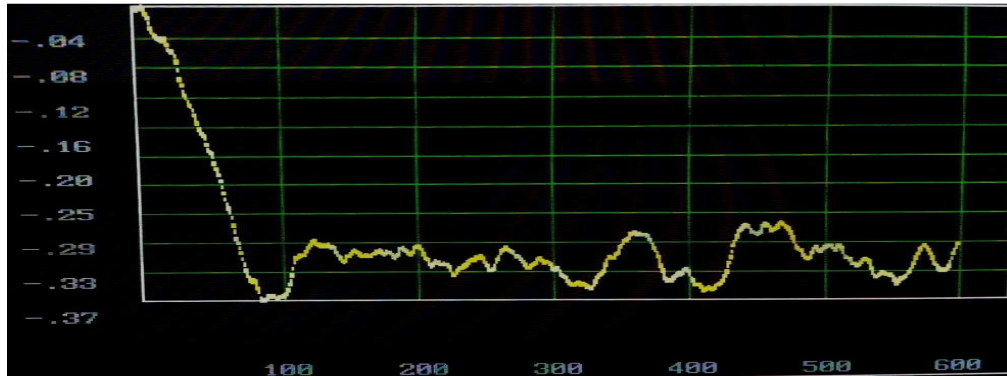
Результат практически симметричен рис.27, за исключением установившегося значения, так как крутизна регулировочной характеристики в обоих графиках отличается.



- На рис.31 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при отрицательной расстройке и при наличии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = -0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 1 ; A_m = 0.3$$



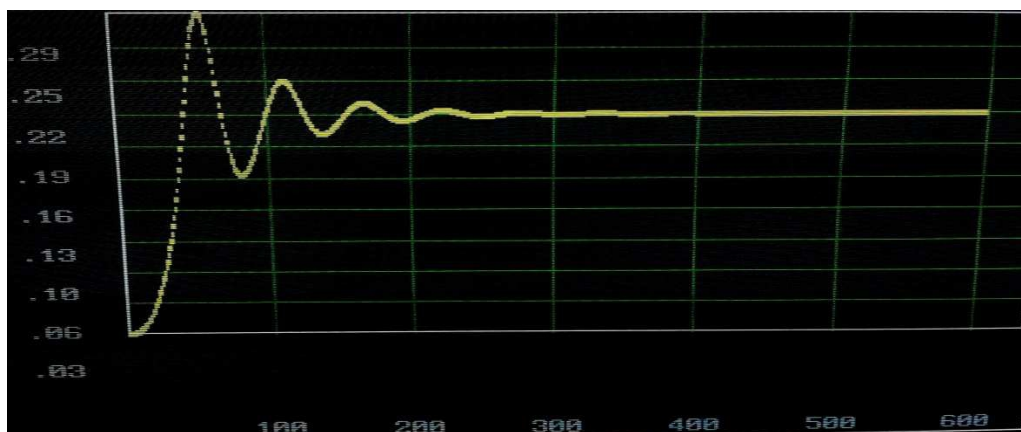
*Рис.31*

При увеличении коэффициента неидеальности АО наблюдается сильный разброс относительно установившегося значения.

- На рис.32 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и отсутствии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -5 ; A_k = 0 ; A_m = 0.35$$





$$\Delta t_0 = 0.1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -5 ; A_k = 0 ; A_m = 0.35$$

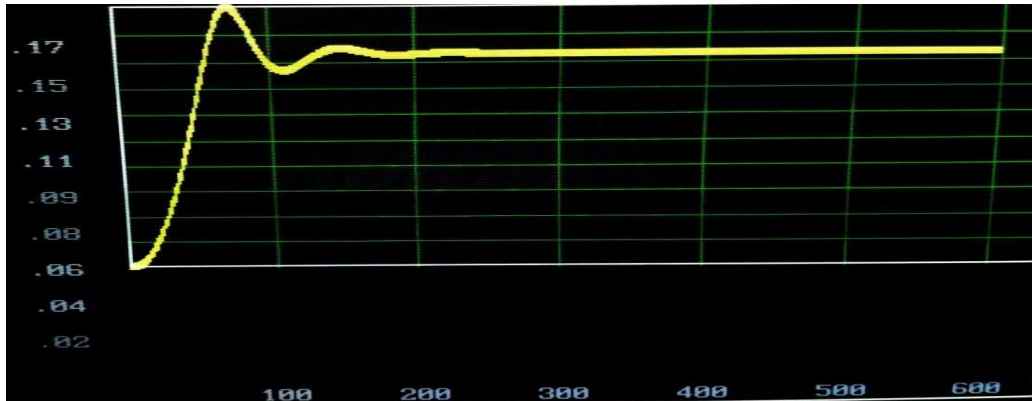


Рис.32(a,b)

При увеличении коэффициента неидеальности АО уменьшается переходной процесс относительно рис.20с и резко сокращается значение утановившегося режима.

**Результаты цифрового моделирования при входном воздействии сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом:**

- На рис.33 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и отсутствии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.05 ; U_m = 1 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

Где  $U_m$  – скорость изменения частоты сигнала

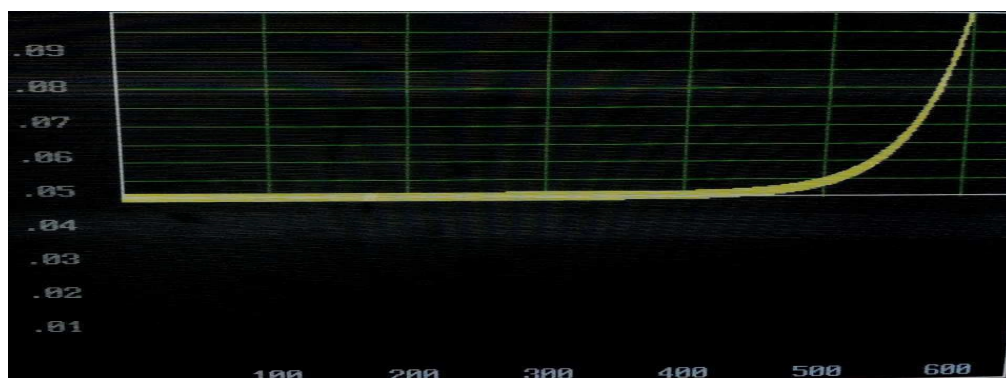


Рис.33

При небольшой скорости изменения частоты сигнала система неустойчива , так как нету захвата.



- На рис.34 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и отсутствии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; U_m = 10 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 0 ; A_m = 0.01$$

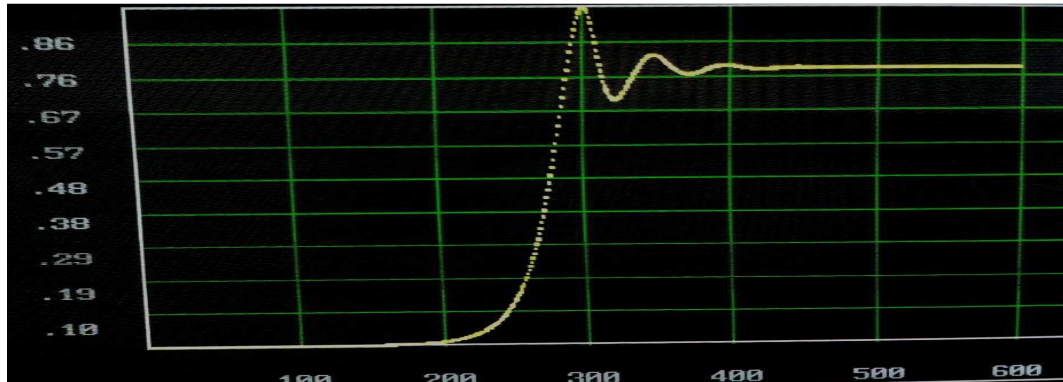


Рис.34

При входном воздействии сигнала с лчм вид характеристики схож со случаем гармонического сигнала, но сдвинут во времени. Переходной процесс не изменился относительно рис.24 , так же не изменилось установившееся значение. Слежение наступило позже.

- На рис.35 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и при наличии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; U_m = 5 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 1 ; A_m = 0.01$$

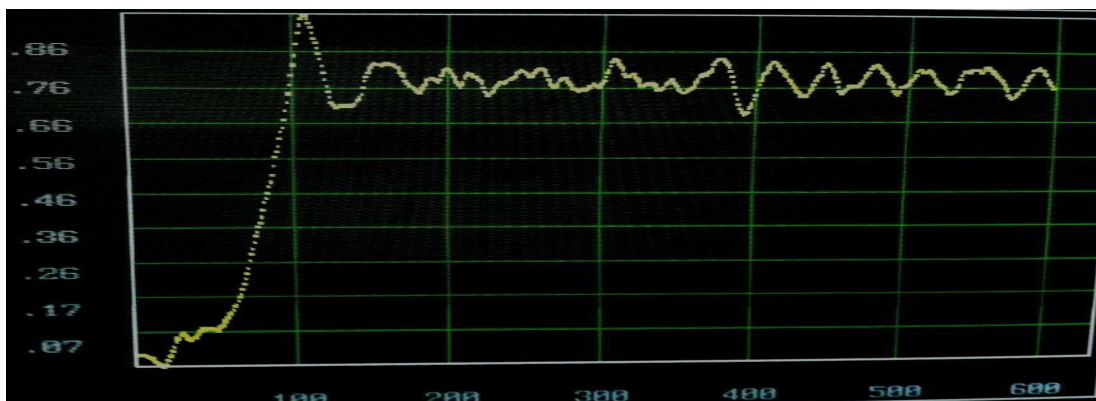


Рис.35



При воздействии сигнала с ЛЧМ и шума сдвинут колебательный процесс относительно нулевого значения. В стационарном режиме значения не изменились, СКО шума осталось прежним.

- На рис.36 приведены результаты цифрового моделирования в замкнутой системе ЧАП на выходе ФНЧ при положительной расстройке и при наличии шума

Параметры заданные в фортран программе

$$\Delta t_0 = 0.1 ; U_m = 5 ; \Omega_0 = 0.01 ; S_p = -2 ; A_k = 2 ; A_m = 0.2$$

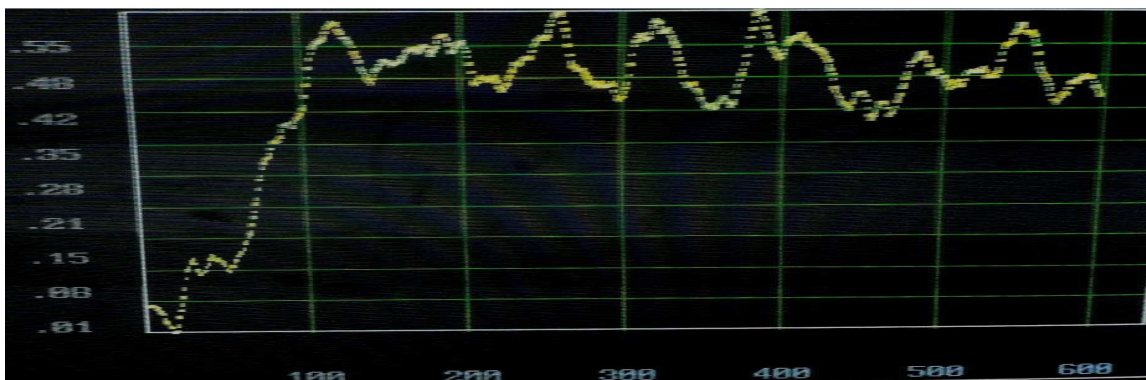


Рис.36

При увеличении коэффициента неидеальности АО установившееся значение уменьшилось. Так же увеличилось СКО шума при увеличении коэффициента, позволяющего изменять спектральную плотность шума.



## Влияние антропогенного производственного фактора (АПФ) при работе за компьютером.

### АПФ и его классификация.

**Антропогенный производственный фактор (АПФ)** - фактор, способный вызвать негативные изменения здоровья человека, непосредственно занятого в производственном процессе, и антропогенные изменения окружающей среды, подверженной воздействию данного производственного процесса.

Рассматривая воздействие АПФ на производственную окружающую среду и человека можно сформулировать следующие требования:

- АПФ при их комплексном воздействии на человека не должны оказывать отрицательного влияния на здоровье человека при его профессиональной деятельности в течение длительного времени;
- АПФ не должны вызывать снижения надежности и качества деятельности человека (оператора) при действии их в течение дня.

При учете и нормировании АПФ различают следующие уровни их воздействия на человека:

- **комфортная** производственная окружающая среда обеспечивает оптимальную динамику работоспособности человека (оператора), хорошее самочувствие и сохранение его здоровья;
- **относительно дискомфортная** производственная окружающая среда обеспечивает при воздействии в течение определенного интервала времени заданную работоспособность и сохранение здоровья, но вызывает у человека субъективные ощущения и функциональные изменения, не выходящие за пределы нормы;
- **экстремальная** производственная окружающая среда приводит к снижению работоспособности человека и вызывает функциональные



изменения, выходящие за пределы нормы, но не ведущие к патологическим нарушениям;

- **сверхэкстремальная** производственная окружающая среда приводит к возникновению в организме человека патологических изменений и (или) к невозможности выполнения работы.

АПФ можно классифицировать по разным признакам.

*По своей природе* АПФ могут быть: физическими, химическими, биологическими, психофизиологическими.

С другой стороны, *по своему действию* АПФ могут различаться на:

- **вредные** - АПФ, воздействия которых на работающих в определенных условиях приводят к заболеванию или снижению работоспособности. К вредным АПФ можно отнести: шум, вибрацию, электромагнитные поля и др.
- **опасные** - АПФ, воздействия которых на работающих в определенных условиях приводят к травме или другому резкому ухудшению здоровья. К опасным АПФ относятся - электрический ток, газообразный хлор в определенных концентрациях и др.
- **особоопасные** - АПФ, которые при определенных условиях приводят к промышленной аварии, т.е. разрушительному высвобождению собственного энергозапаса промышленного предприятия, при котором сырье, промежуточные продукты, продукция предприятия, отходы производства, установленное на промышленной площадке технологическое оборудование, вовлекаясь в аварийный процесс, создают факторы для населения, персонала, окружающей среды и самого промышленного предприятия, приводящие к катастрофическим последствиям (ионизирующие излучения, пожар, взрыв, выброс большого количества газообразного хлора и др).



Выявление и анализ антропогенных производственных факторов, разработка комплекса способов и средств, позволяющих достигнуть гармонизации взаимодействия человека с окружающей производственной средой являются по существу обязательными элементами обеспечения любых производственных процессов.

Далее рассмотрим следующих АПФ: шум, освещение, микроклимат, эргономические факторы - их влияния на человека и окружающую производственную среду, способам и средствам защиты человека от их негативного воздействия.

### *Анализ условий труда при моделировании системы ЧАП.*

#### Воздушная среда.

Во всех производственных помещениях параметры микроклимата устанавливаются в соответствии с ГОСТ 12.1.005-88 [10]. В лаборатории кафедры с работающей вычислительной техникой, на рабочих местах параметры микроклимата должны соответствовать значениям таблицы , в соответствии с временем года.

Таблица №7,1

Параметр	Тёплый период		Холодный период	
	Оптимально	Фактически	Оптимально	Фактическое
Температура воздуха, С.	+20...+22	+20...+22	+22...+25	+20...+24
Относительная влажность, %	40...60	60	40...60	50
Скор, движения воздуха, м/с	0,2...0,5	0,4	0,2...0,3	0,2

В холодный период года в здании предусмотрено отопление (батареи расположены вдоль окон).



Условия зрительной работы.

Освещение в помещениях с ПЭВМ должно быть совмещенным (естественное и искусственное). Основные положения определены в СНиП 23-05-95 [12].

Таблица №7,2

Разряд зрительных работ	Наименьшее нормированное значение КЕО, $e_n$ , % при совмещенном освещении	
	при верхнем или комбинированном освещении	при боковом освещении
I	3	1,2
II	2,5	1
III	2	0,7
IV	1,5	0,5
V и VII	1	0,3
VI	0,7	0,2

При работе минимальный объект различия составляет примерно 0.5 - 1 мм, что соответствует разряду IV.



Вид естественного освещения - боковое. Величина коэффициента естественной освещенности при окне размером (2000x2100 мм) составляет более чем 1%, что соответствует норме. Окна оснащены жалюзи.

Искусственное освещение необходимо осуществлять с использованием люминесцентных источников света. Их количество составляет 10 шт.

При работе в лаборатории, соответствующих данному разряду зрительной работы при систематическом использовании дисплеев, освещенность в режиме диалога должна быть не ниже 200 лк, что обеспечивается данной системой освещения в помещении (порядка 250 лк). Также соотношение яркости экрана по отношению к яркости окружающих его поверхностей не превышает 3:1.

#### Уровень шума и вибрация.

При работе в лаборатории источниками шумов могут быть измерительные приборы, электронно-вычислительные машины, устройства ввода и вывода информации, вторичные источники питания.

Основные рекомендации по уровню шума на ВЦ приведены в ГОСТ 12.1.003-83 ССБТ [9].

В зависимости от числа одновременно работающих устройств и их технического состояния уровни шума могут варьироваться.

В данной лаборатории используется порядка 10 ЭВМ. Системный блок ЭВМ расположен в специально отведенной для него нише в тумбе стола, что обеспечивает достаточную звукоизоляцию (не превышающую 50 Дб, рекомендованную ГОСТ 12.1.003-83 ССБТ [9]).

Влиянием вибрации в данном случае можно пренебречь, так как работа происходит непосредственно за ЭВМ.



### Эргономические требования к рабочему месту.

Требования к организации рабочего места определены в СанПиН 2.2.2.542-96. Рабочие места с ВДТ и ПЭВМ по отношению к световым проемам должны располагаться так, чтобы естественный свет падал сбоку, преимущественно слева.

Визуальные эргономические параметры ВДТ являются параметрами безопасности, и их неправильный выбор приводит к ухудшению здоровья пользователей. Все ВДТ должны иметь гигиенический сертификат, включающий, в том числе оценку визуальных параметров. Конструкция ВДТ, его дизайн и совокупность эргономических параметров должны обеспечивать надежное и комфортное считывание отображаемой информации в условиях эксплуатации. Конструкция ВДТ должна обеспечивать возможность фронтального наблюдения экрана путем поворота корпуса в горизонтальной плоскости вокруг вертикальной оси в пределах 30 градусов и в вертикальной плоскости вокруг горизонтальной оси в пределах 30 градусов с фиксацией в заданном положении. Дизайн ВДТ должен предусматривать окраску корпуса в спокойные мягкие тона с диффузным рассеиванием света. Корпус ВДТ и ПЭВМ, клавиатура и другие блоки и устройства ПЭВМ должны иметь матовую поверхность одного цвета с коэффициентом отражения 0,4-0,6 и не иметь блестящих деталей, способных создавать блики. На лицевой стороне корпуса ВДТ не рекомендуется располагать органы управления, маркировку, какие-либо вспомогательные надписи и обозначения. При необходимости расположения органов управления на лицевой панели они должны закрываться крышкой или быть утоплены в корпусе.



Схемы размещения рабочих мест с ВДТ и ПЭВМ должны учитывать расстояния между рабочими столами с видеомониторами (в направлении тыла поверхности одного видеомонитора и экрана другого видеомонитора), которое должно быть не менее 2,0 м, а расстояние между боковыми поверхностями видеомониторов - не менее 1,2 м. Конструкция рабочего стула (кресла) должна обеспечивать поддержание рациональной рабочей позы при работе на ВДТ и ПЭВМ, позволять изменять позу с целью снижения статического напряжения мышц шейно-плечевой области и спины для предупреждения развития утомления .

Правильная рабочая поза достигается конструкцией рабочего стола, рабочего стула, расположением оборудования на рабочем месте. Тип рабочего стула (кресла) должен выбираться в зависимости от характера и продолжительности работы с ВДТ и ПЭВМ с учетом роста пользователя.

Рабочий стул (кресло) должен быть подъемно-поворотным и регулируемым по высоте и углам наклона сиденья и спинки, а так же расстоянию спинки от переднего края сиденья. Конструкция его должна обеспечивать :

- ширину и глубину поверхности сиденья не менее 400 мм;
- поверхность сиденья с закругленным передним краем;
- регулировку высоты поверхности сиденья в пределах 400-550 мм и углам наклона вперед до 15 град. и назад до 5 град.;
- высоту опорной поверхности спинки  $300 \pm 20$  мм, ширину - не менее 380 мм и радиус кривизны горизонтальной плоскости - 400 мм;
- угол наклона спинки в вертикальной плоскости в пределах  $0 \pm 30$  градусов;



- регулировку расстояния спинки от переднего края сиденья в пределах 260 - 400 мм;

- стационарные или съемные подлокотники длиной не менее 250 мм и шириной - 50 - 70 мм;

- регулировку подлокотников по высоте над сиденьем в пределах  $230 \pm 30$  мм и внутреннего расстояния между подлокотниками в пределах 350-500 мм.

Поверхность сиденья, спинки и других элементов стула (кресла) должна быть полумягкой, с нескользящим, не электризующимся и воздухопроницаемым покрытием, обеспечивающим легкую очистку от загрязнений.

Экран видеомонитора должен находиться от глаз пользователя на оптимальном расстоянии 600 - 700 мм, но не ближе 500 мм с учетом размеров алфавитно-цифровых знаков и символов .

Площадь на одно рабочее место с ВДТ или ПЭВМ для взрослых пользователей должна составлять не менее  $6,0 \text{ м}^2$ , а объем - не менее  $24,0 \text{ м}^3$ . В лаборатории, имеющей объем  $210 \text{ м}^3$ , площадь пола  $60 \text{ м}^2$  и 10 рабочих мест, из которых 7 оборудовано ПК требования по площади выполняются ( $6 \text{ м}^2$ ), а объему не выполняются ( $21 \text{ м}^3$ ).



### *Мероприятия по обеспечению условий труда.*

По вышеперечисленным характеристикам проводим дополнительные мероприятия по обеспечению условий труда.

### *Устройства вывода ввода информации.*

При рассмотрении устройств вывода ввода информации было отмечено, что используются два типа ЭЛТ-мониторов (samsung syncmaster 710n и Viewsonic E651-3). Мониторы Viewsonic E651-3 не соответствуют современным стандартам TCO 95/99, MPR-II, а также IS09241, в силу того, что они являются довольно старой моделью в данном классе устройств. К тому же отсутствие антибликового покрытия и наличием геометрических искажений изображения (монитор не обладает плоским экраном) приводит к дополнительной усталости и раздражительности рабочего персонала, что в свою очередь заметно снижает производительность лаборатории в целом. Частота обновления кадров данного устройства также не соответствует нормам (норма не ниже 85 Гц). Требуемое мероприятие для устранения данного неудобства - это полная замена данных мониторов на более современные модели (например samsung syncmaster 710n).

Модель клавиатур, используемая в лаборатории, отвечает требованиям современной эргономики, а также их конструкция предусматривает дополнительные прокладки под клавишами, которые существенно снижают уровень шума при наборе текста.

*Выводы:* В данном разделе дипломного проекта был проведен анализ условий труда при проведении испытаний имитатора модуля сбора и обработки ТМИ.

Также из анализа условий были выявлены неблагоприятные факторы и приведены мероприятия по их устранению, а также предложен расчет системы кондиционирования лаборатории.



## Заключение

В ходе проведения дипломной работы был изучен метод комплексных амплитуд. Исследована модель системы частотной автоподстройки частоты с контуром и фазовращателем и построена её функциональная схема. Математическая модель системы создана на основе базиса простейших функциональных элементов. Сложный элемент системы, а именно перестраиваемый генератор был представлен в виде совокупности нескольких простых элементов. Входным воздействием на рассмотренную систему ЧАП является смесь гармонического сигнала и шума а также смесь сигнала с линейной частотной модуляцией и шумом. От математической модели перешли к дискретной и составили полную дискретную модель системы частотной автоподстройки частоты. Был изучен язык программирования FORTRAN и составлена FORTRAN программа исследуемой системы. С помощью полученной программы были сняты характеристики в различных точках системы ЧАП, а именно на выходе слаженного амплитудного ограничителя, частотного детектора и фильтра нижних частот. На выходе частотного детектора при отсутствии шума на входе системы мы получили переходной процесс(рис.12). Как видно из этого процесса система находится в режиме слежения. Установившееся значение напряжения является ошибкой восстановления. Убрать эту ошибку можно, если вместо фильтра(аналога RC цепи) использовать интегратор. Тогда значение напряжения в установившемся режиме будет равно нулю.

При изменении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя вид характеристики кардинально не поменялся, но значительно сократился размах переходного процесса и уровень установившегося значения(Рис.13). При дальнейшем увеличении коэффициента переходной процесс полностью исчезает(Рис.14).



При введении шума на входе системы переходной процесс не изменился и установившееся значение осталось прежним (рис.15). На выходе частотного детектора при отрицательной расстройке мы наблюдали переходной процесс (рис.16) , как и ожидалось из теории - симметричный первому (рис.12). Аналогичная ситуация при входной смеси сигнала и шума(рис.17).

На выходе сглаженного амплитудного ограничителя получили колебательный процесс с постоянной амплитудой.(рис.19).

При изменении коэффициента неидеального амплитудного ограничителя изменилась амплитуда колебаний(Рис.21).

При подаче на входе системы смеси сигнала и шума вид характеристики относительно рис.20 не изменился. Амплитуда колебания осталась прежней и максимумы остались на прежних местах(Рис.22).

На выходе ФНЧ (рис.24) как и ожидалось вид характеристик остался прежним ,но уменьшился размах переходного процесса. Это означает, что фильтр работает и производит фильтрацию. При изменении крутизны регулировочной характеристики в отрицательной области колебательный процесс проходит дольше и установившееся значение наступает позже. Так же при изменении крутизны регулировочной характеристики система изменяется установившееся значение. При меньших значениях крутизны, установившееся значение уменьшается(Рис.26).

При воздействии сигнала с шумом на систему, на выходе фильтра нижних частот переходной процесс остался прежним, но уменьшилось среднеквадратическое отклонение шума.(рис.27) Это наглядно видно при сравнении графиков на выходе ЧД и ФНЧ при установившемся значении напряжения. При входном воздействии сигнала и шума и при увеличении коэффициента неидеальности амплитудного ограничителя наблюдается сильный разброс относительно установившегося значения(рис.31).

При входном воздействии сигнала с лчм вид характеристики схож со случаем гармонического сигнала, но сдвинут во времени(рис.34). Переходной процесс



не изменился относительно рис.24 , так же не изменилось установившееся значение. Слежение наступило позже.

Исходя из полученных результатов можно сделать вывод, что рассмотренная система частотной автоподстройки частоты с контуром и фазовращателем работает и производит слежение. При входном воздействии гармонического сигнала и шума переходной процесс наступает раньше ,чем в случае с входным воздействием в виде сигнала с линейной частотной модуляцией .Это означает что для системы ЧАП входное воздействие в виде гармонического сигнала является предпочтительным.



## Список литературы

1. Ю.П.Борисов, А.А.Валуев, Ю.А.Евсиков. Моделирование радиоустройств и систем методом комплексных амплитуд..М.: издательство МЭИ 1991г.
2. Ю.А.Евсиков, В.В.Чапурский . Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах . – М.: Москва Высшая школа 1977г.
3. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика: Учебник для вузов.–М.: Радиотехника, 2003.
4. Первачев С.В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1982.
5. Радиоавтоматика: Учебное пособие/ Под ред. В.А.Бесекерского. – М.: Высшая школа, 1985
6. Автоматизированное проектирование радиотехнических устройств и систем Ю.П. Борисов, А.А. Валуев, Ю.А.Евсиков. – М.: издательство МЭИ 1984г.
7. Первин Ю. А., Основы ФОРТРАНа, М., 1972;
8. С.В.Белов Безопасность жизнедеятельности: Учебник для вузов.
9. Евсиков Ю.А. Известия вузов сср - радиоэлектроника статья «Прохождение флюктуирующего сигнала и помехи с произвольным энергетическим спектром через частотные дискриминаторы» 5выпуск 1970г.
10. Евсиков Ю.А. Известия вузов сср - радиоэлектроника статья «Распределение процесса на выходе частотного дискриминатора» 12 выпуск 1971г.